



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

**DESPLAZADOR DE FASE TIPO ESPIRAFASE CON LA TRANSFORMACIÓN ÓPTIMA DE
LAS IMPEDANCIAS DE LOS CONMUTADORES**

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:

ISRAEL CHÁVEZ DE SALES

TUTOR PRINCIPAL

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA

Ciudad Universitaria, Cd. Mx. noviembre 2017

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

Secretario: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1^{er} Suplente: Dr. Martínez López José Ismael

2^{do} Suplente: Dr. Matías Maruri José María

Lugar donde se realizó la tesis: **Facultad de Ingeniería, Ciudad Universitaria**

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México y a la Facultad de Ingeniería por darme una vez más la oportunidad de seguir aprendiendo.

A mis padres, Andrés y Silvia, por todo el apoyo que me han dado en esta etapa de mi vida y en mi vida en general. Son mi ejemplo a seguir y espero algún día llegar a tener aunque sea la mitad de cualidades que poseen ustedes. A mi hermana Ivonne, que a pesar de todo, siempre he podido contar con ella y sé que siempre será así. Gracias por todo!

A Diana, por ayudarme e impulsarme a terminar este trabajo. Nunca olvidaré este tiempo que pudimos trabajar juntos, ha sido de mis mejores momentos. Gracias por todo tu amor y cariño mizín!

A los miembros del jurado, por su valioso tiempo invertido para la revisión y sus atinadas observaciones que mejoraron la calidad de este trabajo.

A mi tutor, el Dr. Oleksandr Martynyuk, por su enorme paciencia, tiempo y gran apoyo a lo largo de mis estudios desde la licenciatura y sobre todo en la maestría. Admiro demasiado su dedicación y empeño que tiene para su trabajo y alumnos. Gracias por todo el conocimiento invaluable que me ha compartido.

A CONACyT por su apoyo económico recibido a lo largo de mis estudios en la maestría. Así mismo, gracias por el apoyo proporcionado al proyecto 166106 de CONACyT y a los proyectos IN114116, IN115016 y IN116517 de DGAPA-PAPIIT.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM con el proyecto IN116517 titulado *Arreglos reflectivos reconfigurables de extremadamente alta frecuencia con conmutadores iónicos basados en calcogenuros*. Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

Índice

Resumen	1
Abstract	3
Introducción	5
Objetivo general	6
Metas	6
1. Desplazadores de fase	9
1.1. Conceptos básicos	10
1.2. Tipos de desplazadores de fase	13
1.2.1. Desplazadores de fase mecánicos	14
1.2.1.1. Desplazador de fase giratorio	14
1.2.1.2. Desplazador de fase lineal en línea coaxial	16
1.2.1.3. Desplazador de fase diferencial en guía de onda circular	17
1.2.2. Desplazadores de fase de ferrita	21
1.2.2.1. Desplazadores de fase recíprocos. Desplazador Reggia-Spencer	23
1.2.2.2. Desplazadores de fase de ferrita no recíprocos	24
1.2.3. Desplazadores de fase basados en semiconductores	26
1.2.3.1. Circuitos de tipo reflectivo	28
1.2.3.2. Circuitos de tipo transmisión	31
1.2.3.3. Desplazadores de fase basados en diodos p-i-n	32
1.2.3.3.1. El diodo p-i-n y su circuito equivalente	32
1.2.3.3.2. Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en serie	34
1.2.3.3.3. Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en derivación	37
1.2.3.4. El transistor FET en los desplazadores de fase	38

1.2.3.5.	El diodo varactor en los desplazadores de fase	39
1.2.3.5.1.	Comparativa entre el diodo p-i-n y el diodo varactor	40
1.3.	Estado del arte de los desplazadores de fase	42
1.3.1.	Desplazador de fase sintonizable basado en diodo varactor	42
1.3.2.	Desplazador de fase reflectivo de bajas pérdidas	43
1.3.3.	Desplazador de fase de líneas conmutadas con MEMS multitiro	45
1.3.4.	Desplazador de fase de tres estados en banda V con tecnología CMOS-MEMS	46
1.3.5.	Desplazadores de fase tipo espirafase.	47
1.4.	Conclusiones	50
2.	Desplazador de fase de un bit	51
2.1.	Fundamentos teóricos	52
2.1.1.	Principio de cambio de fase de Fox	52
2.1.2.	Pérdidas de un desplazador de fase tipo espirafase convencional	54
2.1.3.	Análisis de las pérdidas de un desplazador de fase electrónico tipo espirafase	56
2.1.3.1.	Figura de mérito y factor de calidad	57
2.1.3.2.	Cálculo de pérdidas de inserción	59
2.1.3.3.	Optimización de las pérdidas de inserción	60
2.2.	Diseño del desplazador de fase de 1 bit	65
2.2.1.	Estructura del desplazador de fase de 1 bit	65
2.2.1.1.	Análisis circuital del desplazador de fase de 1 bit	68
2.2.1.2.	Estructura electromagnética del desplazador de fase de 1 bit	70
2.2.1.2.1.	Parámetros geométricos y de simulación para el desplazador de fase de 1 bit	71
2.2.1.2.2.	Simulación del anillo ranurado	76
2.2.1.2.3.	Simulación del anillo y el stub	77
2.2.1.2.4.	Simulación del anillo, stub e inductor.	78
2.2.1.2.5.	Simulación del diafragma con diodo cerrado.	80
2.2.1.2.6.	Simulación del diafragma con diodo abierto.	82
2.2.2.	Optimización del desplazador de fase de 1 bit	83
2.3.	Conclusiones	87
3.	Desplazador de fase con 14 cambios de fase	89
3.1.	Análisis circuital del desplazador de fase con 14 cambios de fase	89
3.2.	Estructura electromagnética del desplazador de fase con 14 cambios de fase	95
3.2.1.	Simulación del anillo	98
3.2.2.	Simulación del anillo y el stub	99

3.2.3. Simulación del anillo, stub e inductor	101
3.2.4. Simulación del diafragma con un diodo encendido	103
3.2.5. Simulación del diafragma con diodo apagado	105
3.2.6. Simulación del desplazador de fase con 14 cambios de fase sintonizado	106
3.3. Desplazador de fase con diafragma de control no simétrico con 14 cambios de fase	107
3.3.1. Optimización del desplazador de fase con diafragma no simétrico	108
3.3.2. Simulación del desplazador de fase optimizado no simétrico	111
3.3.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada	112
3.4. Desplazador de fase con diafragma de control simétrico con 14 cambios de fase	115
3.4.1. Optimización del desplazador de fase con diafragma simétrico	115
3.4.2. Simulación del desplazador de fase simétrico	118
3.4.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada	118
3.5. Desplazador de fase de 14 cambios de fase con un diodo apagado	120
3.5.1. Optimización del desplazador de fase con un diodo apagado.	120
3.5.2. Simulación del desplazador de fase con un diodo apagado	122
3.5.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada	122
3.6. Conclusiones	123
Conclusiones generales	127
Bibliografía	131

Índice de figuras

1.1. Desplazador de fase como bipuerto.	10
1.2. Desplazador de fase de 3 bits.	12
1.3. (a) Desplazador de fase giratorio; (b) placa de $\lambda/4$	14
1.4. (a) Descomposición del modo incidente TE_{11} ; (b) orientación de la placa de $\lambda/2$	15
1.5. Desplazador de fase lineal en línea coaxial.	16
1.6. Desplazador de fase lineal de trombón.	17
1.7. Desplazador diferencial con carga capacitiva.	18
1.8. Desplazador diferencial con placa dieléctrica.	19
1.9. Desplazador diferencial de 90° y su circuito equivalente.	19
1.10. Desplazador diferencial de 180° con postes metálicos.	20
1.11. Esquema de un desplazador de fase Reggia-Spencer. (a) Vista longitudinal-transversal; (b) vista trasera con vara de ferrita; (c) vista trasera con barra de ferrita.	23
1.12. Desplazador de fase no recíproco basado en la rotación de Faraday.	24
1.13. Desplazador de fase toroidal.	26
1.14. Ejemplos de circuitos reflectivos. (a) Línea de transmisión terminada en un conmutador; (b) línea de transmisión terminada en una red de elementos concentrados y un conmutador; (c) línea de transmisión en corto circuito con un conmutador en derivación; (d) línea de transmisión en circuito abierto con un conmutador en serie.	28
1.15. (a) Esquema general de un desplazador de fase tipo transmisión; (b) un ejemplo de un desplazador de fase tipo transmisión con un conmutador en derivación.	31
1.16. (a) Diodo p-i-n; (b) curva característica del diodo p-i-n.	33
1.17. Circuito equivalente. (a) Diodo p-i-n empaquetado; (b) diodo con polarización directa; (c) diodo con polarización inversa.	34

1.18. Desplazador de fase de línea conmutada con diodo en serie; (b) la mitad del circuito para propósito de análisis.	35
1.19. Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en derivación.	37
1.20. Esquema y composición del transistor de efecto de campo.	38
1.21. (a) Sección transversal del diodo varactor; (b) perfil de densidad de dopaje.	40
1.22. Circuito equivalente del diodo varactor.	41
1.23. (a) Estructura y (b) circuito equivalente de una celda del desplazador de fase.	42
1.24. (a) Circuitos de polarización para una celda y (b) prototipo del desplazador de fase.	43
1.25. Resultados experimentales.	44
1.26. (a) Operación del desplazador de fase reflectivo dependiendo de la reflexión de la carga Z_L ; (b) diseño del desplazador de fase con compensación para las pérdidas usando transistores con acoplamiento cruzado; (c) estructura del acoplador.	44
1.27. (a) Fase sintonizada y variación de la ganancia; (b) pérdida de retorno de entrada; (c) respuesta en frecuencia del desplazamiento de fase ($V_C = 0 \sim 2V$ en cambios de $0.2V$).	45
1.28. Desplazador de fase de línea conmutada de 5 bits con interruptores RF MEMS multitiro.	46
1.29. Desplazador de fase de tres estados basado en CMOS-MEMS.	47
1.30. Arreglo reflectivo basado en anillos de metal.	48
1.31. Desplazador de fase de dos bits para la banda X.	48
2.1. Desplazador de fase que consiste en una guía de onda circular terminada en corto circuito y un diafragma en su sección transversal.	53
2.2. (a) Diseño del desplazador de fase de 2 bits; (b) Pérdidas de inserción del desplazador de fase de 2 bits.	55
2.3. Desplazador de fase con elementos semiconductores de conmutación. (a) Vista lateral, (b) vista frontal.	56
2.4. Bipuerto recíproco conectado a un diodo con dos estados posibles. (a) Conectado a un diodo encendido (baja impedancia); (b) conectado a un diodo apagado (alta impedancia).	58
2.5. Circuito equivalente de un diodo p-i-n en frecuencias de microondas.	59
2.6. Diafragma de control con N elementos y sus sectores con diodos cerrados y abiertos a un instante de tiempo.	61
2.7. Ejemplo del comportamiento del diafragma para $n_1 = N/2yN = 6$. a) Antes de conmutar; (b) Después de conmutar.	64
2.8. Estructura del desplazador de fase de 1 bit.	65

2.9. Ranura en forma de anillo y su circuito equivalente.	66
2.10. Circuito equivalente de la sección de control para la componente con vector de campo eléctrico perpendicular al stub.	66
2.11. Circuitos equivalentes para el desplazador de fase de 1 bit. (a) Estado con diodo apagado; (B) estado con diodo encendido.	68
2.12. Gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . (a) Gráfica polar; (b) Carta Smith; (c) Magnitud; (d) Magnitud en dB.	71
2.13. Condiciones de frontera para la simulación.	72
2.14. Parámetros geométricos del desplazador de fase.	74
2.15. Vector de campo eléctrico de la onda TE_{11}	75
2.16. Circuito equivalente del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.	76
2.18. Circuito equivalente del anillo y el stub y su respuesta en frecuencia.	77
2.17. Estructura del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.	77
2.20. Circuito equivalente del anillo, stub e inductor y su respuesta en frecuencia.	78
2.19. Estructura del anillo resonante con un stub y su respuesta en frecuencia.	78
2.21. Estructura del anillo resonante con stub e inductor y su respuesta en frecuencia.	79
2.22. Circuito equivalente del diafragma con diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.	80
2.23. Estructura del diafragma de control con diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.	81
2.24. Circuito equivalente del diafragma con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.	82
2.25. Estructura del diafragma de control con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.	82
2.26. Desplazador de fase de 1 bit.	83
2.27. Resultados obtenidos tras varias los parámetros concentrados del desplazador de fase. (a) Gráfica polar de del coeficiente de reflexión con diodo cerrado; (b) Gráfica polar de del coeficiente de reflexión con diodo abierto; (c) Magnitud del coeficiente de reflexión con diodo cerrado; (d) Magnitud del coeficiente de reflexión con diodo abierto.	86
3.1. Diafragma de control para un desplazador de fase con N cambios de fase. (a) Para $N/2$ impar; (b) para $N/2$ par.	90
3.2. Circuitos equivalentes de un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación no simétrico, para $N/2$ impar. (a) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están encendidos; (b) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están apagados.	92

3.3. Circuitos equivalentes de un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación no simétrico, para $N/2$ par. (a) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están encendidos; (b) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están apagados.	93
3.4. Gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . (a) Gráfica polar; (b) Carta Smith; (c) Magnitud; (d) Magnitud en dB.	96
3.5. Circuito equivalente del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.	98
3.7. Circuito equivalente del anillo y el stub y su respuesta en frecuencia.	99
3.6. Estructura del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.	99
3.8. Estructura del anillo resonante con un stub y su respuesta en frecuencia.	100
3.9. Circuito equivalente del anillo, stub e inductor y su respuesta en frecuencia.	101
3.10. Estructura del anillo resonante con stub e inductor y su respuesta en frecuencia.	102
3.11. Circuito equivalente del diafragma con un diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.	103
3.12. Estructura del diafragma de control con un diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.	104
3.13. Circuito equivalente del diafragma con un diodo apagado y su respuesta en frecuencia.	105
3.14. Estructura del diafragma de control con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.	105
3.15. Desplazador de fase con 14 cambios de fase obtenido tras sintonizar el circuito equivalente. (a) Formación del desplazador de fase; (b) Estructura del diafragma de control.	107
3.16. Modos de propagación TE_{11} . (a) Polarización vertical; (B) Polarización horizontal.	108
3.17. Gráfica en carta Smith de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} en rojo y Γ_{\perp}	108
3.18. Metas de optimización para el desplazador de fase con 14 cambios de fase no simétrico.	109
3.19. Diafragma de control obtenido al optimizar.	110
3.20. Gráfica polar de los coeficientes de reflexión obtenidos después de optimizar.	111
3.21. Simulación de la rotación del desplazador de fase con 14 cambios de fase no simétrico. Se resaltan en azul los diodos apagados. (a) Rotación a 0° , (b) rotación a 51.42° , (c) rotación a 90° y (d) rotación a 141.42°	112
3.22. Gráficas en dB de la magnitud de la onda controlada y no controlada para el desplazador de fase no simétrico.	113
3.23. Gráficas de la fase de la onda controlada para cada paso del desplazador de fase.	114
3.24. Transformación a un diafragma simétrico. Diodos en estado apagado resaltados en azul.	116
3.25. Desplazador de fase con diafragma simétrico.	117

3.26. Rotación virtual del desplazador de fase simétrico. Resaltados en azul los diodos encendidos. (a) Estado inicial (sin giro virtual); (b) Paso 1 con giro de π/N ; (c) Paso 2 con giro de $2\pi/N$	118
3.27. Gráficas en dB de la magnitud de las ondas controlada y no controlada.	119
3.28. Gráfica de la fase respecto a la frecuencia de la onda controlada para cada paso del desplazador de fase.	120
3.29. Desplazador de fase con 14 cambios de fase con un diodo apagado.	121
3.30. Rotación virtual del desplazador de fase. Resaltado en azul el diodo apagado. (a) Estado inicial (sin giro virtual); (b) Paso 1 con giro de π/N ; (c) Paso 2 con giro de $2\pi/N$; (d) Paso 3 con un giro de $3\pi/N$	122
3.31. Gráfica de la fase respecto a la frecuencia de la onda controlada para cada paso del giro virtual.	123
3.32. Gráficas en dB de la magnitud de las ondas controlada y no controlada.	124

Índice de tablas

1.1. <i>Estados de un desplazador de 3 bits.</i>	12
2.1. <i>Pérdidas de inserción para diferentes cantidades de diodos modelo HPND4005.</i>	64
2.2. <i>Metas de optimización para el desplazador de fase de 1 bit.</i>	69
2.3. <i>Datos obtenidos después de optimizar los circuitos equivalentes.</i>	70
2.4. <i>Parámetros geométricos del desplazador de fase de 1 bit.</i>	75
2.5. <i>Parámetros obtenidos del diafragma del control tras simular el circuito equivalente.</i>	83
2.6. <i>Parámetros modificados del diafragma del control tras optimizar.</i>	84
3.1. <i>Metas de optimización para los desplazadores de fase de N cambios de fase.</i>	94
3.2. <i>Optimización de diferentes circuitos equivalentes para desplazadores de fase con N cambios de fase.</i>	95
3.3. <i>Parámetros geométricos del desplazador de fase con 14 cambios de fase.</i>	97
3.4. <i>Parámetros obtenidos del diafragma del control para 14 cambios de fase tras simular el circuito equivalente.</i>	106
3.5. <i>Parámetros del desplazador de fase.</i>	110
3.6. <i>Parámetros del desplazador de fase simétrico.</i>	117
3.7. <i>Parámetros del desplazador de fase con un diodo apagado.</i>	121
3.8. <i>Tabla comparativa de las pérdidas de inserción de los diferentes desplazadores de fase simulados.</i>	123

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y simulación de un desplazador de fase tipo espirafase con la transformación óptima de las impedancias de los conmutadores, el cual utiliza diodos *p-i-n* como elemento conmutador para simular el giro virtual del diafragma de control. Este desplazador de fase posee pérdidas de inserción bajas en comparación a un desplazador de fase convencional.

Las pérdidas de inserción de los desplazadores tipo espirafase convencionales son proporcionales a \sqrt{N} , donde N es la cantidad de cambios de fase que posee dicho desplazador. Por lo tanto, al incrementar la cantidad de cambios de fase, se tienen pérdidas de inserción mayores, lo cual es una gran desventaja para este tipo de dispositivos. Una aplicación importante de los desplazadores de fase es en antenas en arreglos de fase, donde las pérdidas de inserción del desplazador juegan un papel importante en el sistema, por lo tanto, es importante tener un buen diseño de este dispositivo para que el sistema tenga un rendimiento óptimo.

Se ha demostrado en este diseño propuesto, que un desplazador de fase óptimo con una distribución de diodos *p-i-n* de tal manera que la mitad estén encendidos y la mitad apagados, logra pérdidas de inserción más bajas que un diseño convencional donde sólo un diodo se encuentra apagado y los demás encendidos. Al comparar el diseño óptimo con un desplazador de fase convencional con la misma cantidad de cambios de fase, se muestra que las pérdidas de inserción en el caso óptimo no dependen de la cantidad de elementos conmutadores que se tengan en el desplazador de fase.

Como resultado final se obtuvo un diseño de un desplazador de fase que opera a $36.5[GHz]$ con 14 cambios de fase, pérdidas de inserción por debajo de $0.5[dB]$, modulación en amplitud mínima y un error de fase pequeño.

Abstract

Design and simulation of a spiraphase-type phase shifter with optimal transformation of the impedances of switching circuits are presented. *P-i-n* diodes are used in the control diaphragm section to obtain electronic simulation of rotation. The proposed design of this phase shifter has insertion loss level less than a conventional design.

The insertion loss of a conventional spiraphase-type phase shifter with N possible phase conditions are proportional to \sqrt{N} , therefore, the insertion loss is determined by the number of the phase conditions. An important application of phase shifters is in phase arrays antennas, where the insertion loss of the phase shifter is very important for the system, thus, it is important to have a good design of the phase shifter for the performance of the system.

Whit this investigation, it has been proved that an optimal design of phase shifter with a distribution of *p-i-n* diodes where half of them are switched off and the rest are switched on, results in low insertion loss level, compared to a conventional design where only one diode is switched off and the rest are switched on. It also shows that the level of insertion loss does not depend on number of phase conditions N in the optimal case.

As a final result, it has been developed a design of a 14 phase conditions phase shifter which works at 36.5[GHz], with minimal amplitude modulation, insertion loss level less than 0.5[dB] and negligible peak error phase.

Introducción

El rápido desarrollo de sistemas de telecomunicaciones en banda EHF ha causado un gran interés en la investigación de arreglos reflectivos en el área de las microondas. Sin embargo, uno de los principales obstáculos que retrasa el diseño de los arreglos de fase de onda milimétrica es la dificultad para diseñar desplazadores de fase con pérdidas bajas y rápida respuesta de conmutación.

En este trabajo se ha investigado la posibilidad de diseñar desplazadores de fase reflectivos basados en el principio de polarización de cambio de fase. Este principio fue primeramente aplicado por Fox [1], donde él desarrolló un desplazador de fase mecánico con éxito. De acuerdo a este principio, la rotación mecánica de la sección de fase diferencial resulta en un desplazamiento de fase añadido en la onda con polarización circular que viaja a través de la sección mencionada. Este principio tiene varias ventajas, entre ellas un error de fase pequeño y un bajo nivel de modulación de amplitud. La rotación virtual con la que se simula el giro mecánico ha resultado en un buen diseño para arreglos de fase reflectivos tipo espirafase [2].

Sin embargo, los desplazadores de fase convencionales, tienen una desventaja al momento de querer añadir más cambios de fase, ya que sus pérdidas de inserción son proporcionales a \sqrt{N} , donde N es la cantidad de cambios de fase del desplazador [3]. Por este motivo se propone un nuevo diseño para los desplazadores de fase reflectivos. Una transformación óptima de las impedancias de los conmutadores permitirá alcanzar pérdidas de inserción bajas para desplazadores que tengan varios cambios de fase. Por lo tanto, las pérdidas de inserción se ven reducidas significativamente.

En un trabajo que se desarrolló anteriormente [4], se realizó un análisis sobre la distribución de los diodos *p-i-n* como elemento conmutador para simular el giro virtual del desplazador de fase. Se encontraron relaciones que permiten obtener pérdidas de inserción mínimas sin importar la cantidad de cambios de fase del desplazador. Además, gracias a esto también se tiene la posibilidad de obtener desplazadores de fase reflectivos que soporten mayores potencias.

Objetivo general

Obtener un diseño para la estructura electromagnética de un desplazador de fase tipo espirafase que utilice diodos $p-i-n$ como elemento conmutador, el cual tenga un diafragma de control donde la mitad de los diodos se encuentran apagados y la mitad encendidos en cualquier instante de tiempo, para obtener un dispositivo con buen rendimiento, bajas pérdidas de inserción y varios desplazamientos de fase posibles.

Metas

1. Investigar las propiedades fundamentales de los desplazadores de fase tipo espirafase
2. Proponer diseños para desplazadores de fase donde el número de los conmutadores abiertos sea igual al número de los conmutadores cerrados.
3. Investigar las propiedades de los diseños propuestos.
4. Simular mediante un software de estructuras electromagnéticas las nuevas ideas propuestas.
5. Corroborar las predicciones teóricas con las simuladas.

Resumen de los capítulos

■ *Capítulo 1*

En el primer capítulo se describe el funcionamiento general de los desplazadores de fase y su importancia en arreglos de fase y arreglos reflectivos. Se describen las propiedades que caracterizan a un desplazador de fase y algunos tipos de desplazadores de fase. Al final se muestran algunas investigaciones recientes sobre desplazadores de fase como estado del arte.

■ *Capítulo 2*

En este capítulo se describe la importancia de los desplazadores de fase tipo espirafase y sus ventajas frente a otros tipos. Se describe un breve resumen sobre el análisis hecho en la investigación [4], donde se muestran las relaciones obtenidas para obtener un desplazador de fase óptimo. Se muestra también un diseño de un desplazador de fase de 1 bit para poder corroborar los cálculos con la simulación.

- *Capítulo 3*

En el capítulo final, se muestran algunos diseños de desplazadores de fase tipo espirafase que trabajan con la mitad de conmutadores cerrados y la otra mitad abiertos, logrado con esto un diseño con pérdidas bajas. Se comparan los diseños mostrados para corroborar el mejor en rendimiento y pérdidas. Con base en estos diseños y los datos obtenidos tras su simulación se verifican las predicciones teóricas obtenidas.

Capítulo 1

Desplazadores de fase

Los desplazadores de fase, como componentes de uso general en microondas, son usados en sistemas de comunicaciones y de radar, sistemas de instrumentación y medición de microondas, así como en aplicaciones industriales. Antes de la llegada de los desplazadores de fase electrónicos en la década de 1950, casi todos los desplazadores de fase eran mecánicos. Tiempo después los desplazadores de fase electrónicos tomaron especial importancia debido a su gran potencial y poco volumen requerido en las antenas en arreglos de fase. Con la primera demostración del desplazador de fase de ferrita Reggia-Spencer para antenas en arreglos de fase en el año 1957, inició una nueva era en la tecnología de los desplazadores de fase de ferrita. Durante mediados de los años 1960, aparecieron otro tipo de desplazadores de fase, los cuales usan diodos $p-i-n$ como conmutadores electrónicos para el control del desplazamiento de fase. En las siguientes dos décadas hubo una intensa investigación y desarrollo tanto en desplazadores de fase de ferrita como en diodos $p-i-n$, dejando una gran variedad en diseños en guías de onda y configuraciones en tecnología planar. Luego en los años ochenta, se desarrollaron otros tipos de desplazadores de fase electrónicos, entre ellos los desplazadores de fase basados en transistores de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés). Con la llegada de la tecnología de circuitos de microondas monolíticamente integrados (MMIC, por sus siglas en inglés), se hizo posible la creación de desplazadores de fase MMIC que emplean MESFETS y varactores como elementos electrónicos de control. En particular, los avances de antenas en circuitos impresos y de tecnología en microondas basada en arseniuro de galio (GaAs), han abierto nuevos retos para el desarrollo de nuevos desplazadores de fase monolíticamente integrados. Otro desarrollo emergente es en el área de los desplazadores de fase semiconductores ópticamente controlados, particularmente adecuados para el intervalo de frecuencias de onda milimétrica [5].

Aunque el desarrollo de los desplazadores de fase electrónicos fue impulsado principalmente para arreglos de antenas de gran tamaño, su evolución ha llevado a nuevas perspectivas en áreas que requieren pequeños arreglos, por ejemplo, en el control de tráfico, comunicación vehicular, redes móviles, entre otros. Debido a sus varias aplicaciones, desde los años setenta ha habido una

gran cantidad de diseños de desplazadores de fase. Su investigación y evolución continúa día con día.

Básicamente un desplazador de fase es un bipuerto cuya función primordial es producir un cambio de fase de la señal de RF con una atenuación muy baja. Existen dos tipos principales de desplazadores de fase: mecánicos y electrónicos. Los primeros desplazadores de fase fueron mecánicos. Algunos ejemplos son el desplazador de fase por rotación mecánica propuesto por Fox en 1947 [1] y el desplazador de fase basado en antena helicoidal reportado por Stark en 1957 [6]. En 1957, Reggia y Spencer publicaron el primer desplazador de fase de ferrita electrónicamente controlado, el cual fue usado en un arreglo de fase [7]. En los años sesenta aparecieron otro tipo importante de desplazadores de fase, llamados desplazadores de fase semiconductores. Debido a su gran potencial en los arreglos de fase, ha habido un constante desarrollo principalmente en los desplazadores de fase de ferrita y semiconductores. Un arreglo de fase común puede tener miles de elementos radiantes y cada elemento de antena va conectado a un desplazador de fase electrónico, con esto el arreglo adquiere la capacidad de cambiar la zona de escaneo en un tiempo mínimo.

En este capítulo se resumen algunos conceptos básicos de los desplazadores de fase usados en microondas. Se describen los tipos principales de desplazadores de fase para poder analizar las ventajas de desventajas de cada uno. Al final del capítulo se da una revisión del estado del arte de algunos tipos de desplazadores de fase, enfocándose en los espirafase, los cuales son el objetivo de estudio de este trabajo.

1.1. Conceptos básicos

Un desplazador de fase de cualquier tipo puede caracterizarse por medio de las siguientes propiedades:

- *Fase de inserción*

La fase de inserción de una desplazador de fase es el retraso de fase experimentado por la señal entre los puertos de salida y de entrada. La figura 1.1 muestra el desplazador como un

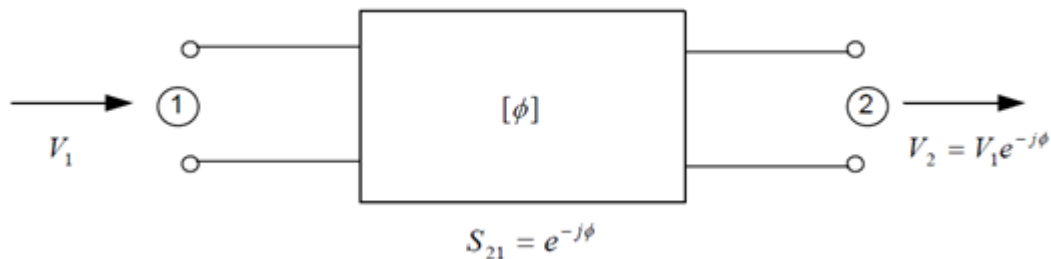


Figura 1.1: *Desplazador de fase como bipuerto.*

bipuerto. Suponiendo un desplazador de fase ideal, si V_1 es la señal de entrada en el puerto 1 y ϕ es la fase de inserción, la señal de salida en el puerto 2 está dada por $V_1 e^{-j\phi}$. Debido a esto, se dice que un desplazador de fase es usado para cambiar la fase del coeficiente de transmisión dentro de una red.

- *Desplazamiento diferencial de fase*

Si para dos diferentes estados del desplazador de fase, las fases de inserción son ϕ_1 y ϕ_2 , entonces el desplazamiento diferencial de fase brindado por el dispositivo está dado por

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 \quad (1.1)$$

donde $\Delta\phi$ corresponde a un adelanto o retraso de fase, dependiendo del signo.

- *Reciprocidad*

Un desplazador de fase recíproco da la misma fase de inserción para cualquier dirección de propagación de la señal. Esto se representa con una matriz de dispersión como:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi} \\ e^{-j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Es evidente que el desplazamiento de fase diferencial también permanece igual para ambas direcciones de propagación. Por otro lado, un desplazador de fase no recíproco proporcionan diferentes fases de inserción para las ondas que viajan en direcciones opuestas. La matriz de dispersión para un desplazador de fase ideal no recíproco está dada por

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi_1} \\ e^{-j\phi_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Los desplazadores de fase no recíprocos más comunes son los de ferrita, en donde el efecto del cambio de dirección de magnetización es equivalente a el cambio en la dirección de propagación. Por lo tanto, si la desplazamiento de fase diferencial para una dirección de propagación dada es $\Delta\phi$, entonces con un cambio en la dirección de propagación el desplazamiento de fase será $-\Delta\phi$.

- *Análogo o digital*

Los desplazadores de fase análogos permiten una variación continua del desplazamiento de fase mientras que los desplazadores de fase digitales lo hacen en pasos discretos. Un desplazador de fase digital generalmente consiste en elementos en cascada con corrimientos de fase en pasos binarios. Por ejemplo, en un desplazador de fase de 360° de n bits, el rango entero de 0 a 360° está discretizado en 2^n pasos. En la figura 1.2 se muestra un ejemplo de un desplazador de fase de 3 bits. Su tabla de secuencia se muestra a continuación.

Tabla 1.1: *Estados de un desplazador de 3 bits.*

Estado de conmutación	Fase de salida ϕ°	Desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi^\circ$
0 0 0	ϕ_0 (Estado de referencia)	0°
0 0 1	$\phi_0 + 45^\circ$	45°
0 1 0	$\phi_0 + 90^\circ$	90°
0 1 1	$\phi_0 + 135^\circ$	135°
1 0 0	$\phi_0 + 180^\circ$	180°
1 0 1	$\phi_0 + 225^\circ$	225°
1 1 0	$\phi_0 + 270^\circ$	270°
1 1 1	$\phi_0 + 315^\circ$	315°

Al conmutar entre los diferentes estados del desplazador de fase, el desplazamiento de fase puede ser incrementado en pasos de 45° para cubrir todo el rango desde 0 a 360° en ocho pasos.

- *Pérdidas de inserción*

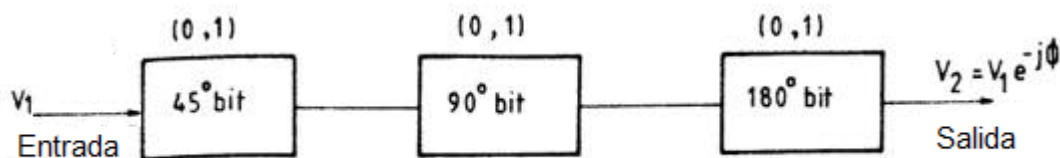
Los desplazadores de fase reales siempre presentan ciertas pérdidas. Las pérdidas de inserción del dispositivo normalmente se expresan en dB de acuerdo a

$$L[dB] = 20 \log_{10}(|S_{21}|) \quad (1.4)$$

donde S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 2. Las pérdidas de inserción para una propagación opuesta se obtiene reemplazando S_{21} por S_{12} .

- *VSWR en la entrada*

La relación de onda estacionaria (VSWR, por sus siglas en inglés) está definido por

Figura 1.2: *Desplazador de fase de 3 bits.*

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (1.5)$$

donde $|S_{11}|$ es la magnitud del coeficiente de reflexión en la entrada.

- *Figura de mérito*

La figura de mérito de un desplazador de fase está definida como el número de grados de desplazamiento de fase por dB de las pérdidas de inserción [8]. Se calcula dividiendo el máximo desplazamiento diferencial de fase (generalmente 360°) del dispositivo entre las pérdidas de inserción correspondientes en dB.

- *Error de fase*

También, en un desplazador de fase, la precisión del corrimiento de fase es un parámetro esencial. Muchos factores pueden causar un error de fase, tales como la onda estacionaria, propiedades del material con el que se fabrica el dispositivo así como elementos externos para su conexión con otros elementos [5]. En caso de que el error de fase no se encuentre dentro de los valores permitidos, es necesario sintonizar la fase mediante métodos que permitan realizar un buen ajuste.

Por último, el desempeño eléctrico de un desplazador de fase generalmente se especifica en términos de las pérdidas de inserción, ancho de banda de operación, error de fase y capacidad de manejo de potencia. En algunos suelen ser especificados el tiempo de conmutación y la potencia de actuación. Para todas las aplicaciones es deseable tener pérdidas de inserción, potencia de actuación y error de fase lo más bajo posible. El tamaño físico y peso del desplazador de fase debe ser minimizado para sistemas móviles y aerotransportados, mientras que para sistemas con bases en la tierra este requerimiento puede ser más flexible [5].

1.2. Tipos de desplazadores de fase

Los desplazadores de fase pueden ser ampliamente clasificados como mecánicos o electrónicos, dependiendo si el control de fase se obtiene mediante ajuste mecánico o electrónico. Dependiendo del tipo de operación, pueden ser análogos o digitales. Otra clasificación puede ser en términos de

1. Tipo de estructura de transmisión usada para realizar el desplazamiento de fase. Puede ser una guía de onda (como guía de onda circular o rectangular, etc.), línea de transmisión planar (como línea microcinta, cinta, etc.)
2. La tecnología usada para su fabricación. Puede ser monolítica, planar híbrida, entre otras.

Con la ventaja de los desplazadores de fase electrónicos, la importancia de los desplazadores de fase mecánicos ha disminuido considerablemente. La más importante característica de los desplazadores de fase electrónicos es el poder hacer un cambio de fase en un tiempo mínimo. Desde el desarrollo de el primer desplazador de fase de ferrita por Reggia y Spencer en 1957 [7], una gran variedad de desplazadores de fase electrónicos emergieron. Dependiendo del tipo de medio de control electrónico usado o mecanismo, éstos pueden ser clasificados como desplazadores de fase de ferrita, semiconductor, FET, entre otros. En las secciones siguientes, se presentan las principales características de operación de cada tipo.

1.2.1. Desplazadores de fase mecánicos

En los desplazadores de fase mecánicos, el desplazamiento de fase se obtiene variando la fase de inserción por medio de un ajuste mecánico. Idealmente, el dispositivo debe ser acoplado en ambos puertos de entrada y salida además de no tener atenuación. Generalmente son de operación análoga y comúnmente se construyen en una guía de onda rectangular o circular, aunque también se usan estructuras coaxiales o línea cinta. Otra característica es que los desplazadores de fase mecánicos son más baratos y simples de fabricar; por ende, son usados en aplicaciones que no demandan una rápida conmutación o cambio de desplazamiento de fase.

1.2.1.1. Desplazador de fase giratorio

El desplazador de fase giratorio es un instrumento de precisión que es usado en mediciones de microondas. La construcción básica es similar a un atenuador giratorio, con la diferencia que el atenuador giratorio usa placa resistiva central y el desplazador de fase giratorio usa unas placas dieléctricas de $\lambda/4$. Las placas de $\lambda/4$ convierten el modo de polarización lineal TE_{11} en un modo

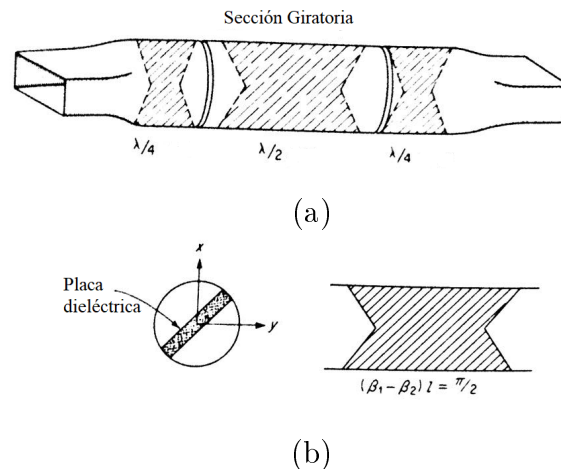


Figura 1.3: (a) Desplazador de fase giratorio; (b) placa de $\lambda/4$.

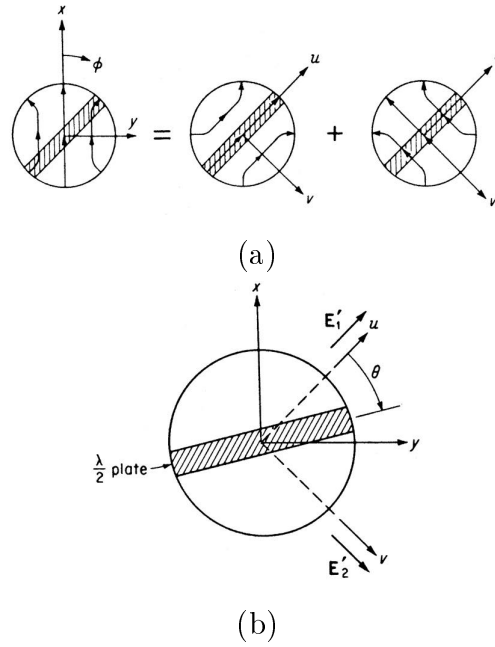


Figura 1.4: (a) Descomposición del modo incidente TE_{11} ; (b) orientación de la placa de $\lambda/2$.

de polarización circular y viceversa. La lámina de $\lambda/2$ produce un desplazamiento de fase igual dos veces el ángulo θ que es el ángulo en que es rotado el desplazador [9].

Una onda con polarización circular es una onda con componentes de campo eléctrico en x y y que son iguales en magnitud pero con una diferencia de fase entre ellas de 90° . La placa dieléctrica de $\lambda/4$ producirá una onda de polarización circular cuando una onda de polarización lineal incida en ella. Esta lámina puede ser construida de un material dieléctrico. La figura 1.3 muestra los componentes básicos de un desplazador de fase giratorio. Cuando el modo TE_{11} tiene una polarización paralela a la placa dieléctrica, la constante de propagación β_1 es más grande que en el caso donde del modo de polarización perpendicular a la placa dieléctrica. Esto es, $\beta_2 > \beta_1$, donde β_2 es la constante de propagación para la polarización perpendicular. la longitud l de la placa de $\lambda/4$ se usa para obtener una cambio de diferencia de fase $(\beta_1 - \beta_2)l$ igual a 90° . Al final la placa dieléctrica disminuye de tamaño de forma progresiva para reducir reflexiones a un valor despreciable. La placa de $\lambda/2$ es similar en construcción, excepto que es más grande para producir un cambio de diferencia de fase de 180° .

En el desplazador de fase giratorio, las placas dieléctricas de $\lambda/4$ están orientadas a un ángulo de 45° respecto al muro ancho de la guía de onda rectangular. El modo incidente TE_{11} se puede descomponer en dos modos de polarización, uno paralelo y otro perpendicular a la placa dieléctrica de $\lambda/4$, como se muestra en la figura 1.4. El campo E_1 tiene una polarización paralela a la placa y en campo E_2 está polarizado perpendicular a la placa dieléctrica. Después de propagarse a través

de la placa dieléctrica de $\lambda/4$, estos campos se expresan de la siguiente manera

$$E'_1 = E_1 e^{-j\beta_1 l} \quad (1.6a)$$

$$E'_2 = E_2 e^{-j\beta_2 l} = E_2 e^{-j\beta_1 l} e^{-j(\beta_2 - \beta_1)l} = jE_2 e^{-j\beta_1 l} \quad (1.6b)$$

donde $(\beta_2 - \beta_1)l = -\pi/2$. Como ya se mencionó, el campo resultante consiste en dos modos ortogonales TE_{11} de igual amplitud y desfasados 90° , y de aquí se forma el campo con polarización circular.

Se analizará la acción de la siguiente placa dieléctrica de $\lambda/2$ en el campo con polarización circular. Esta placa está rotada a un ángulo de θ , como se muestra en la figura 1.4. El campo $E'_1 + E'_2$ puede ser expresado como un modo TE_{11} paralelo y perpendicular a la placa de $\lambda/2$ cambiando el origen del ángulo variable de ϕ a $\pi/4 + \theta$.

Entonces, haciendo las operaciones pertinentes y tomando la propagación de la onda por las diferentes placas metálicas se obtiene un campo total:

$$E_0 = e^{-4j\beta_1 l - 2j\theta} \left(\frac{J_1}{r} a_r \cos \phi - \frac{p'_{11}}{a} J'_1 a_\phi \sin \phi \right) \quad (1.7)$$

la cual es de nuevo un modo TE_{11} con polarización lineal en la misma dirección que el campo incidente. Hay que resaltar que la fase ha cambiado gracias al exponente $4\beta_1 l + 2\theta$. Por lo tanto, el giro de la placa de $\lambda/2$ en un ángulo θ cambia la fase de la onda transmitida en 2θ . Esta dependencia simple entre el cambio de fase y el giro mecánico es la principal ventaja del desplazador de fase giratorio.

Además de placas dieléctricas, la guía de onda circular puede cargarse con aletas metálicas o varillas para producir desplazamiento diferenciales de fase de 90° y 180° . Este método se discute en el artículo de Fox [1].

1.2.1.2. Desplazador de fase lineal en línea coaxial

El modo dominante de propagación en una línea coaxial es el modo TEM . El retardo de fase que una onda TEM sufre sobre una longitud l está dado por

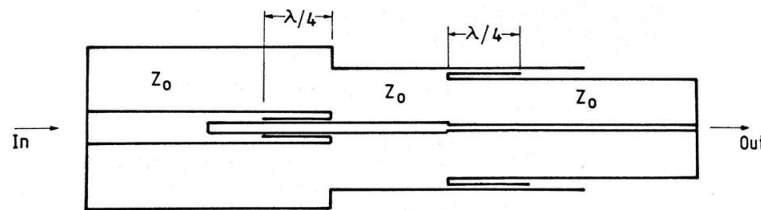


Figura 1.5: *Desplazador de fase lineal en línea coaxial.*

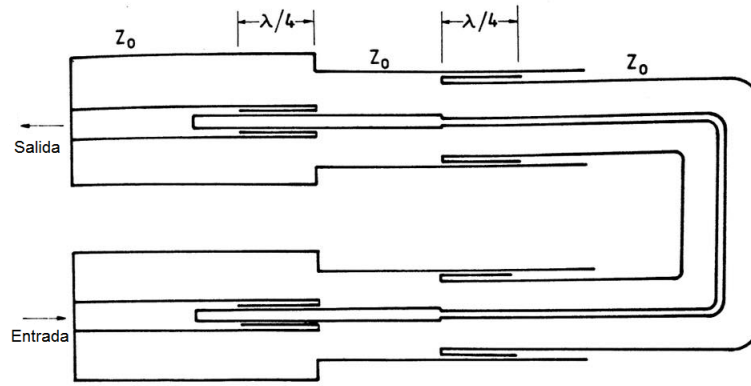


Figura 1.6: *Desplazador de fase lineal de trombón.*

$$\phi = \beta l = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r} l}{v_0} \quad (1.8)$$

donde β y l son la constante de propagación y la longitud, respectivamente, de una línea coaxial; ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del relleno dieléctrico de la línea coaxial; v_0 es la velocidad en el espacio libre. Si la longitud de la línea coaxial incrementa de l a l_1 , entonces el desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi$ está dado por

$$\Delta\phi = \beta(l_1 - l) \quad (1.9)$$

El desplazamiento diferencial de fase es proporcional al cambio en la longitud.

Para habilitar un cambio en la longitud de la línea, los desplazadores de fase en línea coaxial hacen uso de líneas de aire coaxiales. Un ejemplo se muestra en la figura 1.5. Las líneas coaxiales se deslizan una sobre otra para lograr el cambio de fase. La interfaz entre las líneas concéntricas se lleva a cabo eléctricamente en una unión sin contacto por medio del transformador de $\lambda/4$ [5]. En este tipo de desplazador, un cambio en la longitud de la línea resulta en un desplazamiento de la posición de al menos uno de los puertos. Este problema se resuelve con otro tipo de desplazador llamado desplazador de fase de trombón. Aquí, las líneas coaxiales están dobladas en forma de U para no alterar la posición de la entrada y la salida de los puertos cuando la longitud de la línea se cambia. Tales desplazadores son usados en arreglos en serie [10]. El desplazador de trombón se muestra en la imagen 1.6.

1.2.1.3. Desplazador de fase diferencial en guía de onda circular

Existen muchas aplicaciones donde solamente es requerido un corrimiento de fase diferencial constante, algunas de las primeras técnicas usadas en la construcción de estos dispositivos se obtuvieron al cargar una guía de onda circular con elementos capacitivos. vástagos mecánicos y placas dieléctricas. A continuación se describen los más importantes.

La figura 1.7 nos muestra una guía de onda circular con dos aletas metálicas sujetadas a las paredes de la guía de onda y extendidas axialmente a lo largo de la guía. Si estas aletas son bastante delgadas, tienen un pequeño efecto para las ondas en las que el campo eléctrico es perpendicular a estas.

Para ondas polarizadas paralelamente a las aletas, estas cargan a la guía con una capacitancia en paralelo, por medio de esto no sólo se reduce la impedancia característica de la sección sino que también se decrementa la velocidad de fase de las ondas. En este sentido, las aletas producen un efecto mucho mayor que el de un material dieléctrico de alta constante de permeabilidad cargando a la guía de onda circular. Obviamente el desplazamiento diferencial de fase dependerá de la longitud de la sección cargada por aletas y por ello la cantidad de carga que es establecida queda determinada principalmente por las dimensiones de las aletas. Las muescas cortadas al final de las aletas son con el propósito de acoplar la impedancia de la línea cargada con la impedancia de la línea no cargada, se trata de transformadores con longitud de $\lambda/4$.

Las aletas son muy simples de especificar mecánicamente y por lo tanto son secciones fáciles de fabricar. Probablemente no soportan grandes cantidades de potencia debido a la intensa concentración del campo en las periferias de los bordes de las aletas, sin embargo, pueden tener una capacidad de manejo de potencia de algunas decenas de kilowatts.

Otra forma de realizar un corrimiento de fase diferencial es insertando una placa de material dieléctrico en una sección de la guía de onda circular que se extienda a través de la guía diametralmente como se muestra en la figura 1.8. Las ondas polarizadas perpendicularmente a la placa serán atrasadas cierto grado, pero las ondas paralelas a la placa serán atrasadas mucho más. Y esta diferencia entre esas dos velocidades nos da el corrimiento diferencial de fase deseado.

En general el uso de dieléctricos de un valor de constante alto se prefieren porque permiten que la placa sea hecha lo suficientemente delgada de manera que afecte muy poco a las ondas de polarización ortogonal. Esto es importante ya que si estas ondas son afectadas de manera

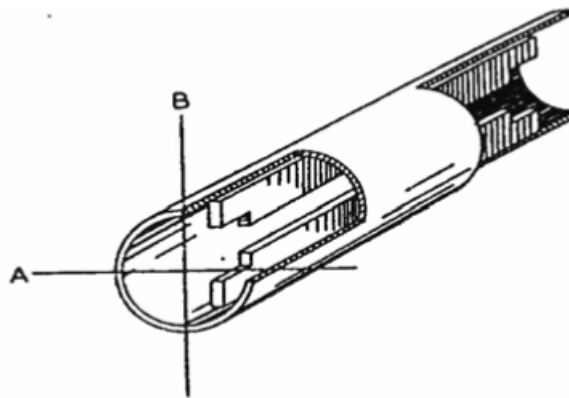


Figura 1.7: *Desplazador diferencial con carga capacitiva.*

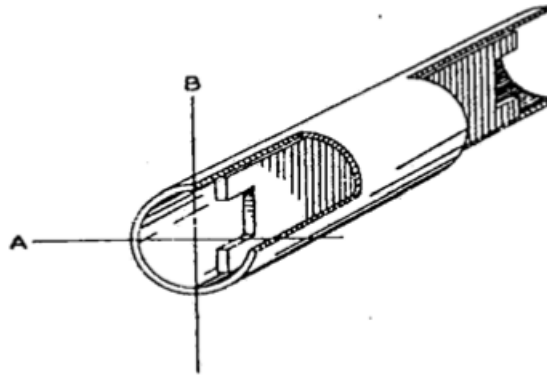


Figura 1.8: *Desplazador diferencial con placa dieléctrica.*

insignificante, el acoplamiento de impedancias no es un problema al inicio y al final de la sección para esta polarización en particular. Para ondas polarizadas paralelamente con la placa habrá un apreciable cambio de la impedancia característica a la entrada y a la salida de la placa por lo que deben ser cortadas cuidadosamente las muescas que constituyan acoplamiento por medio de transformadores de impedancia de un cuarto de longitud de onda.

Los desplazadores de fase diferenciales que tuvieron grandes aplicaciones consisten de un filtro en una sección uniforme de una guía de onda circular a través de postes conductivos puestos diametralmente en intervalos apropiados. Para una sección con $\Delta\phi = 90^\circ$ toma la forma mostrada en la figura 1.9 junto con su circuito equivalente. Como se indica, para ondas cuyo campo eléctrico es paralelo con los postes, los postes se comportan como inductancias paralelas a través de una línea de transmisión equivalente. La susceptancia de los postes es aproximadamente proporcional a su diámetro por lo tanto este valor es ajustado al valor deseado al escoger un diámetro correcto. Por ejemplo para una sección con $\Delta\phi = 90^\circ$ ambos postes deben tener una susceptancia inductiva de dos veces la admitancia característica de la guía de onda y deben estar separados por $3\lambda/8$ [11]. Bajo estas condiciones una onda polarizada paralelamente entrando en los postes emergerá con una fase adelantada de 90° en comparación de que no estuvieran presentes los postes.

Por otra parte, el estipular que los diámetros sean pequeños tiene una explicación práctica ya que las ondas polarizadas perpendicularmente pasarían por la sección sin saber que están los

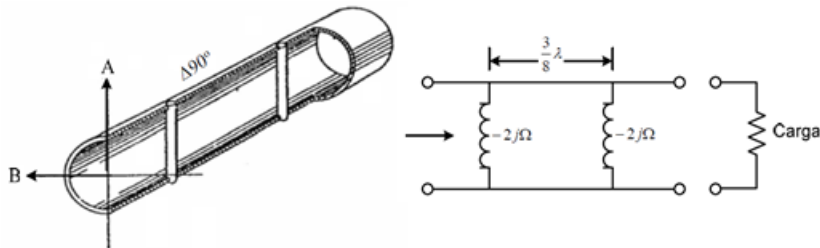


Figura 1.9: *Desplazador diferencial de 90° y su circuito equivalente.*

postes metálicos. Por consiguiente las ondas polarizadas paralelamente con los postes obtendrán un adelanto en fase de 90° con respecto a las ondas polarizadas en ángulos rectos a los postes.

Es importante mencionar también que esta sección es equivalente a un filtro paso-banda por lo que la transmisión total de potencia sólo se realiza en una frecuencia, por lo que fuera de esta frecuencia central del filtro la fase diferencial se apartará del valor de 90° en un comportamiento similar como sucede en un circuito resonante paralelo. Sin embargo esta sección es de un comportamiento de ancho de banda amplio [5]. Dado que la longitud de la sección no es un requerimiento importante que influya en el factor de calidad o ancho de banda, el comportamiento de la frecuencia se mejora al extender la sección y usar 3 o más barras o postes metálicos.

Cuando se quiere construir una sección de $\Delta\phi = 180^\circ$ es evidente que esto se logra con dos secciones de $\Delta\phi = 90^\circ$ conectadas en cascada con todas las barras paralelas, sin embargo la fase diferencial será dos veces más grande que la dada por una sola sección. Una simplificación y gran ayuda se obtiene al poner las dos secciones juntas hasta que las barras adyacentes ocupen el mismo lugar. Entonces estos postes son reemplazados por un único poste metálico cuya susceptancia es dos veces la de los postes originales. Para el caso de tener una sección con fase diferencial de 180° se tiene una sección de tres postes en donde el poste central tiene una susceptancia de -4 , las de los extremos de -2 y están separadas por una longitud de $3\lambda/8$ [5] tal como muestra la figura 1.10.

En la construcción de estas secciones de elementos reactivos, no se restringe solamente al tipo inductivo, también lo pueden ser de tipo capacitivo, en este caso los postes diametrales estarían cortados por el centro teniendo una cierta longitud de espaciamiento que influye en la determinación de la susceptancia capacitiva. Para este caso se tendrían incluso ventajas ya que al ajustar diámetros del cilindro metálico y el espaciamiento para obtener una susceptancia capacitiva igual a dos veces la admitancia característica de la guía de onda, los bujes tendrían que estar puestos a $\lambda/8$ en comparación con el espaciamiento de $3\lambda/8$ para los elementos inductivos. Sin embargo en realidad

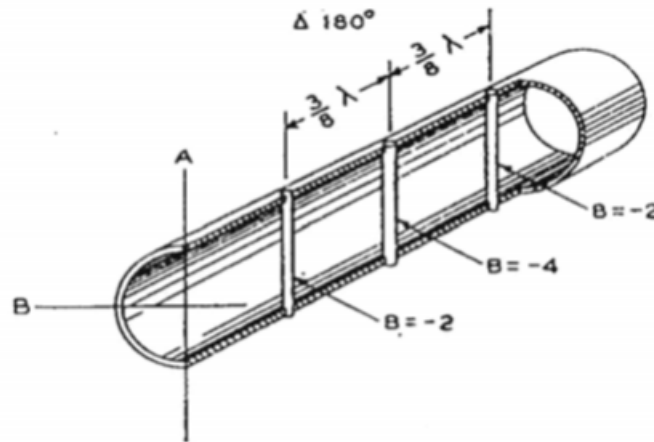


Figura 1.10: *Desplazador diferencial de 180° con postes metálicos.*

los elementos capacitivos que son puestos muy cerca influyen el acoplamiento mutuo entre los elementos, lo que resulta en un comportamiento distinto a lo esperado y como consecuencia es necesario espaciar los elementos capacitivos una distancia de $5\lambda/8$ [5].

Finalmente, con relación a los dispositivos de fase diferencial podemos dar algunas comparaciones y decir que los de elementos reactivos se prefieren sobre los de sección extendida (figuras 1.7 y 1.8) ya que físicamente son más cortos y aunque podrían tener desventaja con relación a las características de frecuencia, se puede mejorar incrementando el número de elementos reactivos. Por otro lado los de sección extendida tienen la ventaja de que son sencillos de construir.

1.2.2. Desplazadores de fase de ferrita

Sin duda alguna los desplazadores de fase de ferrita son los más populares como elementos que componen a los arreglos de antenas. Además de ser los pioneros en su ramo, son capaces de operar con altas potencias. Algunos de ellos manejan potencias de cientos de watts en las bandas S y C. En la mayoría de los casos los desplazadores de ferrita son relativamente pesados y voluminosos comparados con otros tipos de desplazadores de fase como los que están basados en diodos *p-i-n* o MEMS. Esto deja a los desplazadores de fase de ferrita como una opción importante para sistemas de radares en tierra y también para sistemas de comunicaciones basados en lentes [12]. Sin embargo, este tipo de desplazadores de fase son poco apropiados para sistemas de radar espaciales o para grandes arreglos de antenas de radar para aeronaves. Una característica de los desplazadores de fase de ferrita es que para lograr un cambio en la fase en la onda es necesario aplicar una cantidad de potencia al dispositivo. Al dispositivo que cambia de fase cada vez que cierta cantidad de potencia es aplicada se les conoce como dispositivo de conmutación.

Algunos dispositivos de microondas son recíprocos, es decir, la respuesta del dispositivo no depende de la dirección en la cual la onda es aplicada. Lo anterior se logra porque los materiales con los que están hechos los dispositivos son isotrópicos. Los desplazadores de fase de ferrita, como su nombre lo indica, están constituidos por ferritas (materiales ferromagnéticos). Las ferritas son materiales parecidos a la cerámica con resistividades específicas que pueden ser muy altas y con constantes dieléctricas también de valores grandes. Los materiales ferromagnéticos son compuestos con los cuales se pueden lograr comportamientos anisotrópicos en frecuencias de microondas. La presencia de la anisotropía (lo opuesto de la isotropía) en un material implica que las propiedades (tales como temperatura, elasticidad, velocidad de propagación, entre otras) varían dependiendo de la dirección en que son analizados los materiales. La anisotropía en una ferrita es inducida mediante la aplicación de un campo de polarización magnética el cual provoca que los dipolos magnéticos se alineen en el material. Lo anterior es muy importante para las señales de microondas ya que éstas pueden ser controladas mediante un ajuste en la fuerza del campo de polarización, principio con el cual dispositivos tales como desplazadores de fase, conmutadores, resonadores sintonizables

y filtros operan.

Los desplazadores de fase han sido diseñados en su mayoría en estructuras de guía de onda. Otras geometrías, como la línea coaxial, línea ranurada y microcinta, han sido empleadas también pero a menor medida. Estos desplazadores de fase pueden ser diseñados para operar tanto en modo analógico como en digital, manteniendo sus características de reciprocidad.

1.2.2.1. Desplazadores de fase recíprocos. Desplazador Reggia-Spencer

El desplazador de fase Reggia-Spencer básicamente es un desplazador de fase análogo, que consiste en una barra o vara de ferrita magnetizada situada en el centro de una guía de onda rectangular excitada con el modo TE_{10} . La barra de ferrita es sostenida en su posición con un soporte de teflón o espuma sintética, como se muestra en la figura 1.11. El campo magnético es generado por un solenoide enrollado alrededor de la guía de onda. El acoplamiento de impedancia de la guía con ferrita y la guía de onda rectangular es mediante transformadores cónicos.

Cuando una onda de polarización lineal llega a un sistema de guías de onda simétricas que contienen una barra longitudinal de ferrita magnetizada, gira el plano de polarización de energía de microondas. Sin embargo, si la barra se coloca en una guía de onda rectangular (no simétrica) con una de sus dimensiones en la frecuencia de corte, entonces el efecto de rotación se suprime, siempre que el diámetro de la varilla no sea demasiado grande. Reggia y Spencer [7] demostraron grandes cambios en la fase de inserción con campo magnético para un cierto rango de diámetros de varilla. Más allá del rango crítico, grandes cambios en la transmisión de potencia con campo magnético aplicado se han reportado. Estos cambios de fase son independientes a la dirección de propagación o a la dirección del campo magnético. Un modo TE_{10} polarizado linealmente al puerto de entrada es polarizado elípticamente a medida que se propaga a través de la ferrita. El modo dominante de propagación es un modo cuasi TE_{10} distorsionado. El modo de polarización cruzada

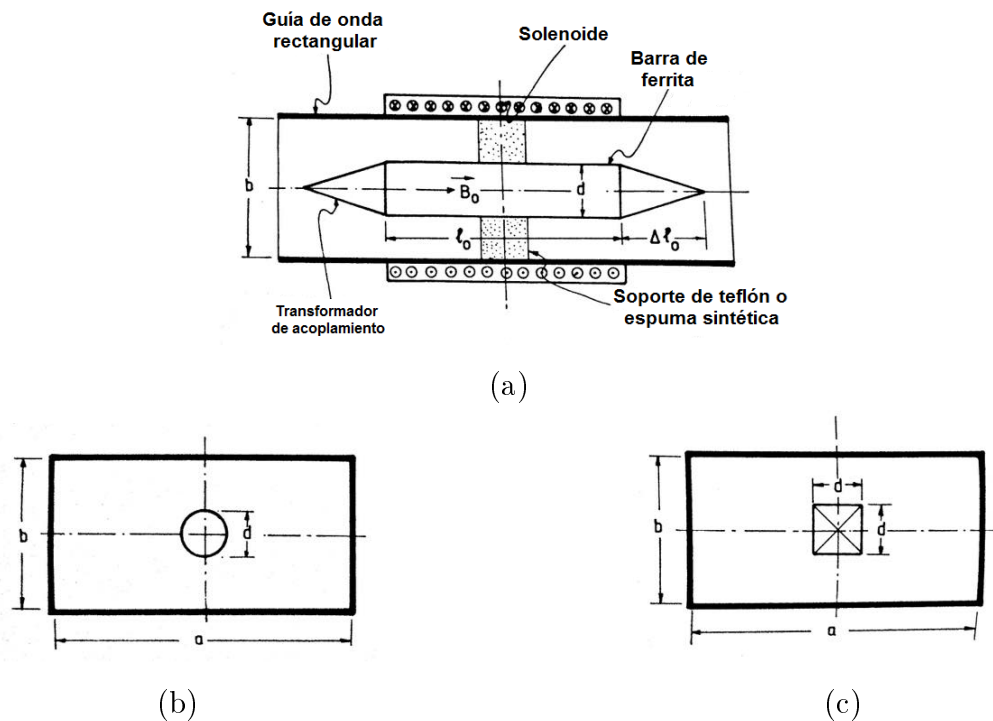


Figura 1.11: Esquema de un desplazador de fase Reggia-Spencer. (a) Vista longitudinal-transversal; (b) vista trasera con vara de ferrita; (c) vista trasera con barra de ferrita.

es un modo híbrido. En diferentes investigaciones se han señalado que el mecanismo primario para producir un cambio de fase es el acoplamiento controlado por campo magnético entre el modo dominante cuasi TE_{10} y el modo de polarización cruzada evanescente. En el rango de frecuencia justo abajo del corte del modo de polarización cruzada, una cantidad importante de energía puede existir en este modo aunque la rotación de Faraday se suprime. Entonces el dispositivo presenta resonancias dependientes de la frecuencia, haciendo imparcial como un desplazador de fase [5].

1.2.2.2. Desplazadores de fase de ferrita no recíprocos

Los desplazadores de fase no recíprocos de ferrita hacen uso de la interacción entre el campo magnético circularmente polarizado y los momentos magnéticos cuando la polarización del campo está orientada ortogonal al plano de polarización circular [13]. Generalmente se diseñan en geometrías de guías de onda circular y mayormente en rectangular.

Muchos diseños de desplazadores de fase en guías de onda son derivados del desplazador de fase no recíproco basado en la rotación de Faraday que se muestra en la figura 1.12. En la operación de este dispositivo un modo TE_{10} entra a la guía de onda rectangular y a la salida es convertida a un modo TE_{11} de una guía de onda circular con una sección de transición corta. Entonces una placa dieléctrica de un cuarto de onda orientada 45° del vector de campo eléctrico convierte la onda en una de polarización circular derecha al suministrar una diferencia de fase de 90° entre las componentes del campo que son paralelas y perpendiculares a la placa. En la región cargada con ferrita la constante de fase es β_+ la cual puede ser controlada por la intensidad del campo magnético de polarización. La segunda placa de un cuarto de onda devuelve un campo con polarización lineal. Como es de esperarse, la operación es similar para una onda que entra por la derecha excepto porque ahora el retraso de fase es β_- ; el corrimiento de fase es no recíproco. La barra de ferrita es polarizada longitudinalmente en la dirección de propagación con un solenoide.

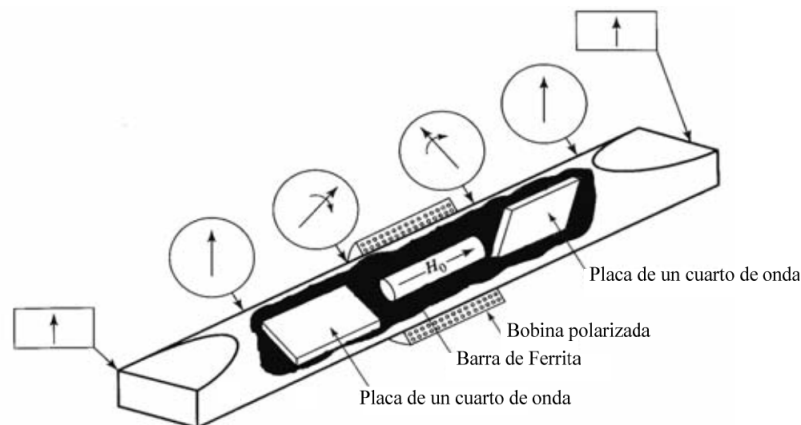


Figura 1.12: *Desplazador de fase no recíproco basado en la rotación de Faraday.*

Los desplazadores de fase no recíprocos mayormente utilizados son los conocidos como desplazadores de fase toroidales, los cuales generalmente están basados en guías de onda rectangular [14]. Tal como muestra la figura 1.13, este dispositivo consiste de un núcleo de ferrita simétricamente puesto en la guía de onda con un alambre de polarización que pasa por su centro. Cuando la ferrita es magnetizada, la magnetización de las paredes del toroide es directamente opuesta y perpendicular al plano de polarización circular de los campos. Se encuentra que existe una fuerte interacción entre los campos y la ferrita. En principio, tal geometría puede ser usada para suministrar un corrimiento de fase variable analógico al variar la corriente de polarización. Sin embargo, una técnica más útil emplea el principio de la histéresis magnética de la ferrita para proveer un corrimiento de fase que puede ser conmutado entre dos valores, es decir un comportamiento digital.

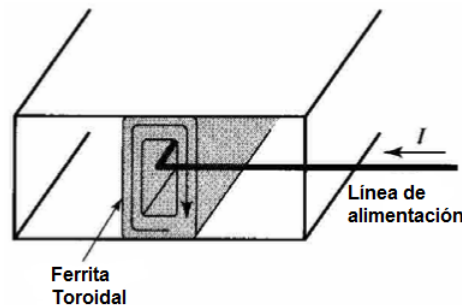


Figura 1.13: *Desplazador de fase toroidal.*

1.2.3. Desplazadores de fase basados en semiconductores

Estos desplazadores de fase son todos recíprocos por naturaleza pero pueden ser clasificados como digitales o analógicos dependiendo si el elemento de control es usado como un conmutador electrónico o una reactancia variable. Ejemplos de dispositivos que pueden actuar como interruptores electrónicos son los diodos $p-i-n$ y GaAs FET. El diodo $p-i-n$ se emplea mayormente en desplazadores de fase híbridos planares y el FET en desplazadores de fase monolíticos.

Independientemente del tipo de conmutación usada, estos desplazadores de fase pueden ser ampliamente clasificados en dos grupos: de tipo reflexión y de tipo transmisión. El desplazador de fase de tipo reflectivo básicamente es un dispositivo de un puerto en el cual hay una reflexión de la señal de microondas al final de la línea de transmisión. La magnitud del coeficiente de reflexión idealmente es uno, y el desplazamiento de fase está dado por el cambio en la fase del coeficiente de reflexión entre los dos estados de conmutación. Un desplazador de fase de tipo transmisión es un bipuerto en el cual la fase del coeficiente de transmisión a través de la red es alterado por medio de un conmutador. Idealmente la magnitud del coeficiente de transmisión sigue siendo de uno en ambos estados. El desplazamiento de fase está dado por el cambio de fase en el coeficiente de transmisión a través de la red [15]

Las anteriores clasificaciones aplican de igual manera para desplazadores de fase análogos o digitales. En cada caso la configuración circuital permanece igual excepto que el conmutador es remplazado por una reactancia variable en el caso análogo. Por ejemplo, un desplazador de fase variable puede ser obtenido usando un diodo varactor (como una capacitancia variable).

Dependiendo en la configuración circuital empleada, tanto los desplazadores de fase de tipo reflexión y transmisión pueden ser clasificados como circuitos de retraso de tiempo constante o circuitos de desplazamiento de fase constante. Los circuitos de retardo de tiempo constante proporcionan grandes anchos de banda instantáneos y su desfase aumenta linealmente con la frecuencia. Con una modificación adecuada en los circuitos, pueden ser también transformados a circuitos de desplazamiento de fase constante. A continuación se describen los circuitos empleados

para el caso de reflexión y transmisión, suponiendo que los interruptores son ideales o casi ideales y que los circuitos de la línea de transmisión tienen sus respuestas ideales.

1.2.3.1. Circuitos de tipo reflectivo

Un circuito tipo reflectivo puede ser representado como una red pasiva terminada en un conmutador ideal cerrado o abierto, como se muestra en la figura 1.14. Si Γ_{S0} y Γ_{S1} son los coeficientes de reflexión de voltaje a la entrada del puerto cuando el conmutador está abierto y cerrado, respectivamente, entonces se cumple [16]

$$\Gamma_{S0} - \Gamma_{S1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{S0}}{V_L} \right) \left(\frac{I_{S1}}{I_L} \right) \quad (1.10)$$

donde V_{S0} es el voltaje en circuito abierto y I_{S1} es la corriente en el corto circuito en el conmutador, tomando en cuenta un generador de impedancia resistiva constante conectado al puerto de entrada cuya corriente de cortocircuito es $2I_L$ y cuya tensión en circuito abierto es $2V_L$. Si la red no tiene pérdidas, entonces la magnitud del coeficiente de reflexión es uno y podemos escribir

$$\Gamma_{S0} = e^{j\phi_{S0}} \quad (1.11a)$$

$$\Gamma_{S1} = e^{j\phi_{S1}} \quad (1.11b)$$

usando 1.11 en 1.10, se obtiene la siguiente expresión para el desplazamiento diferencial de fase ($\Delta\phi$)

$$\Delta\phi = |\phi_{S0} - \phi_{S1}| = 2 \sin^{-1} \left| \frac{V_{S0} I_{S1}}{4V_L I_L} \right| \quad (1.12)$$

Por otro lado, si el voltaje rms máximo que el conmutador puede soportar cuando está abierto es V_{m0} y la corriente rms máxima que puede llevar cuando está cerrado es I_{m1} , entonces la máxima potencia P_{max} y el desplazamiento de fase $\Delta\phi$ están relacionados por la ecuación (derivada de la

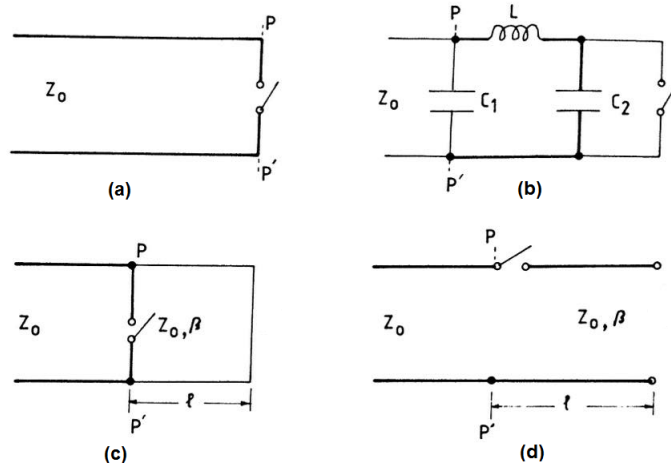


Figura 1.14: Ejemplos de circuitos reflectivos. (a) Línea de transmisión terminada en un conmutador; (b) línea de transmisión terminada en una red de elementos concentrados y un conmutador; (c) línea de transmisión en corto circuito con un conmutador en derivación; (d) línea de transmisión en circuito abierto con un conmutador en serie.

ecuación 1.12)

$$P_{max} = \frac{V_{m0}I_{m1}}{4 \sin \frac{\Delta\phi}{2}} \quad (1.13)$$

Si n conmutadores son usados para producir un desplazamiento de fase $\Delta\phi$, entonces la máxima potencia límite está dada por

$$P_{max} = \frac{nV_{m0}I_{m1}}{4 \sin \frac{\Delta\phi}{2}} \quad (1.14)$$

En el artículo [17] Hines ha señalado también que para realizar el límite máximo de potencia es necesario diseñar adecuadamente la red para acercarse a la tensión nominal máxima V_{m0} ya la corriente máxima I_{m1} en el conmutador.

En la figura 1.14 se muestra algunos esquemas prácticos para lograr impedancias conmutables. En todos estos circuitos, PP' es el plano de referencia y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión. Si \bar{V}_i y \bar{V}_r representan las señales de voltaje incidente y reflejada normalizadas respecto a la impedancia característica Z_0 , entonces el voltaje V a través de la línea y la corriente I que fluye por ella están dados por

$$V = \bar{V}_i(1 + \Gamma) \quad (1.15a)$$

$$I = \bar{V}_i(1 - \Gamma) \quad (1.15b)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión a la entrada y está dado por

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi} = \frac{\bar{V}_r}{\bar{V}_i} = \frac{\bar{Z} - 1}{\bar{Z} + 1} \quad (1.16)$$

En la ecuación 1.16, ϕ es la diferencia de fase entre las señales incidente y reflejada y \bar{Z} ($= Z/Z_0$) es la impedancia normalizada.

En la figura 1.14(a), se muestra una línea de transmisión terminada en un conmutador ideal, lo cual produce una diferencia de fase que es completamente independiente de la frecuencia. Cuando el conmutador cambia entre estado cerrado y abierto, la impedancia cambia desde 0 a ∞ . Paralelamente, el coeficiente de reflexión Γ cambia de -1 a 1 , dando así un desplazamiento de fase de 180° . La figura 1.14(b) muestra una línea de transmisión terminada en un arreglo de elementos concentrados conmutable. Ha sido demostrado por Garver [18] que cualquier desplazamiento de fase deseado con respuesta de banda ancha puede ser alcanzado con una elección apropiada de los elementos en la red. Las fórmulas fueron obtenidas de [18]

$$Z'_0 = kZ_0 \quad (1.17a)$$

$$L = Z'_0/\omega_0 \quad (1.17b)$$

$$C = 1/Z'_0\omega_0 \quad (1.17c)$$

$$C_1 = (1 - a)C \quad (1.17d)$$

$$C_2 = aC \quad (1.17e)$$

donde Z_0 es la impedancia característica y ω_0 es la frecuencia angular correspondiente al extremo inferior de la banda de operación. k y a son valores que Garver fue obteniendo en su investigación, con cuyos valores óptimos encontró una respuesta con un error de fase de 2° , para todos los bits de fase. También cuanto menor sea el desplazamiento de fase, mayor será el ancho de banda.

Para los casos de las figuras 1.14(c) y (d), el desplazamiento diferencial de fase $\Delta\phi$ es igual a $2\beta l$, donde β es la constante de fase y l es la longitud de la sección de la línea conmutada. Básicamente son redes de retardo en tiempo que dan una respuesta en fase que es función lineal de la frecuencia. Los desplazadores de fase de retardo en tiempo proporcionan banda ancha instantánea, lo cual es necesario en radares en arreglos de fase de pulso [19]. Los desplazadores de fase tipo reflectivos son comúnmente empleados radares de arreglos reflectivos.

1.2.3.2. Circuitos de tipo transmisión

La figura 1.15(a) muestra un esquema general de un desplazador de fase del tipo transmisión. La red pasiva que representa a este desplazador, puede ser de elementos concentrados o distribuidos, y el conmutador puede estar conectado en serie o en derivación. El cambio entre dos estados es equivalente a pasar la señal a través de dos trayectorias de circuito diferentes. El cambio en la fase de transferencia de la red entre los dos estados de conmutación da el cambio de fase [15].

Con el fin de determinar la potencia máxima conmutable para el desplazador de fase de tipo transmisión con un sólo conmutador, consideramos un circuito simple que consiste en un conmutador en derivación en serie con una susceptancia capacitiva, como se muestra en la figura 1.15(b). Cuando el conmutador está abierto, la corriente I a través del circuito es $I = V/Z_0$. El coeficiente de transmisión tiene un valor $T = 1$. Cuando el conmutador está cerrado, el coeficiente de reflexión Γ y el coeficiente de transmisión T están dados por

$$\Gamma = \frac{-jB/Y_0}{2 + jB/Y_0} \quad (1.18)$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + jB/Y_0} = \left| \frac{2}{\sqrt{4 + (B/Y_0)^2}} \right| e^{-j \tan^{-1}(B/2Y_0)} \quad (1.19)$$

El desplazamiento de fase está dado por

$$\Delta\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{B}{2Y_0}\right) \quad (1.20)$$

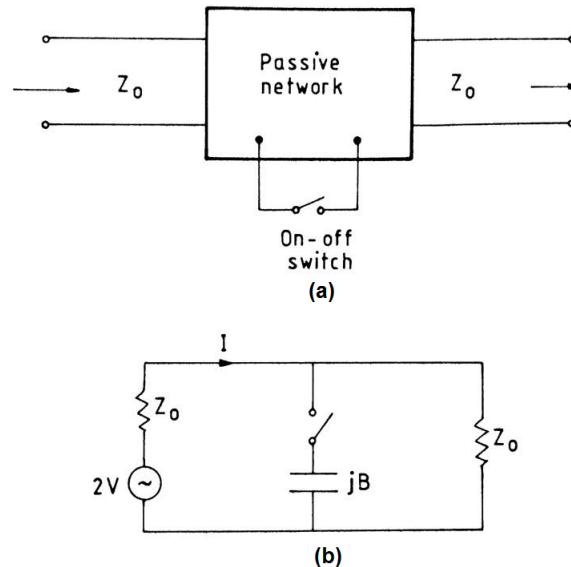


Figura 1.15: (a) Esquema general de un desplazador de fase tipo transmisión; (b) un ejemplo de un desplazador de fase tipo transmisión con un conmutador en derivación.

Para obtener una expresión de la máxima potencia conmutable (P_m) consideramos un voltaje V_{m0} en el conmutador cuando está abierto, y la magnitud de la corriente I_{m1} que pasa a través de él cuando está cerrado. Con el propósito de minimizar la relación de onda estacionaria a la entrada (VSWR) cuando el conmutador está cerrado, designamos $Z_0 \ll 1/jB$. Entonces podemos escribir

$$V_{m0} \simeq V \quad (1.21a)$$

$$I_{m1} \simeq IB/Y_0 \quad (1.21b)$$

$$V_{m0}I_{m1} = VIB/Y_0 \quad (1.21c)$$

Sustituyendo B/Y_0 en 1.20, obtenemos

$$V_{m0}I_{m1} = 2VI \tan \Delta\phi \quad (1.22)$$

que también se puede escribir como

$$P_{max} = \frac{V_{m0}I_{m1}}{2 \tan \Delta\phi} \quad (1.23)$$

Estas ecuaciones indican que en un desplazador de fase del tipo transmisión con un conmutador simple, el desplazamiento de fase máximo está limitado a 90° , si $P_{max} \rightarrow 0$ cuando $\Delta\phi \rightarrow 90^\circ$. En segundo lugar, para mantener una transmisión acoplada sobre un ancho de banda deseado, $\Delta\phi$ debe mantenerse pequeño. En consecuencia, para alcanzar un mayor desplazamiento de fase, varios elementos reactivos idénticos (cada uno de valor pequeño) se pueden conectar en cascada, separados alrededor de un cuarto de longitud de onda. Con esta separación, las reflexiones simétricas se cancelan mutuamente en la entrada, lo que da como resultado un VSWR bajo a la entrada. Los elementos son seleccionados de manera que la fase de transmisión suba. Este tipo de desplazadores de fase de transmisión son llamados *desplazadores de fase de línea cargada*.

1.2.3.3. Desplazadores de fase basados en diodos p-i-n

Los desplazadores de fase basados en diodos *p-i-n* son de naturaleza digital. La función del diodo *p-i-n* es la de actuar como conmutador electrónico cuando se opera entre los estados de polarización directa e inversa del diodo. Los conmutadores usados en los circuitos de tipo reflexión y transmisión discutidos en las secciones anteriores, pueden ser remplazados por diodos *p-i-n*. Aunque en esta sección se explicarán desplazadores de fase basados en diodos *p-i-n* de tipo transmisión, en los siguientes capítulos se dará énfasis y análisis de un diseño reflectivo [20].

1.2.3.3.1. El diodo p-i-n y su circuito equivalente El diodo *p-i-n* consiste en una capa de semiconductor intrínseca en medio de las regiones alta mente dopadas *p* y *n*. En la práctica,

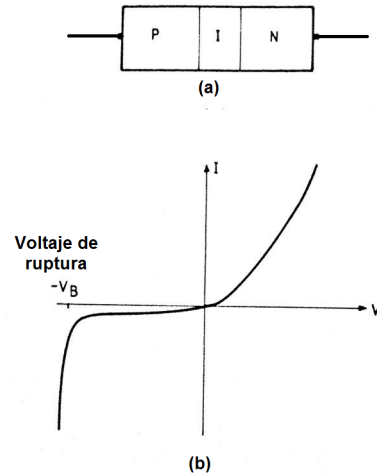


Figura 1.16: (a) Diodo $p-i-n$; (b) curva característica del diodo $p-i-n$.

la región intrínseca es de material de silicio tipo p o n débilmente dopado. La figura 1.16 muestra las capas de material del diodo $p-i-n$ y su típica curva característica. El comportamiento en ac del diodo $p-i-n$ a frecuencias bajas (por debajo de 1 kHz) es esencialmente el mismo que del diodo $p-n$. Este funcionamiento es dependiente del voltaje y corriente en dc. En cambio, la respuesta del diodo $p-i-n$ a frecuencias de microondas es totalmente diferente que la del diodo $p-n$. El diodo $p-i-n$ puede ser usado como conmutador cuando opera entre los estados de polarización directa e inversa para conmutación de señales de microondas. Cuando una polarización de directa es aplicada al diodo $p-i-n$, cargas libres de las regiones p y n inundan la región i , convirtiéndose así en un medio conductor. El diodo funciona esencialmente como un corto circuito y cualquier señal de microondas superpuesta al voltaje dc pasa sin ninguna rectificación. Por otra parte, cuando se aplica una polarización inversa al diodo, la región i se vacía por completo de los portadores carga, y el diodo funciona virtualmente como un circuito abierto que tiene una reactancia capacitiva grande. Para la señal de microondas superpuesta en el voltaje de dc, el periodo de tiempo del semiciclo positivo sería demasiado corto en comparación con el tiempo de vida de los portadores de carga, lo cual resulta en que no puede haber conducción a través de la región i . En consecuencia, para las señales de microondas, el diodo $p-i-n$ actúa como un dispositivo lineal cuya impedancia está dada por las características en dc del punto de operación.

Un diodo $p-i-n$ empaquetado puede ser representado con su circuito equivalente, como se muestra en la figura 1.17(a), donde L_p y C_p son la inductancia y capacitancia parásita, respectivamente, debidas al encapsulado del diodo. Los valores de L_p y C_p comunes están en el rango de 0.1 a 2 nH, y 0.1 a 0.5 pF, respectivamente. Los otros parámetros, R_j , C_j , y R_b , representan la resistencia de la unión, la capacitancia de la unión, y la resistencia del material semiconductor, respectivamente, del diodo $p-i-n$. Estos parámetros toman diferentes valores bajo

diferentes condiciones de polarización. Por ejemplo, el circuito equivalente del diodo $p-i-n$ para una polarización directa puede ser representado por una pequeña resistencia R_f (Figura 1.17(b)). Esta es la suma de las resistencias de las capas p y n y la resistencia de contacto. El valor común de R_f está en el rango de 0.2Ω a 5Ω . Con una polarización inversa, el diodo $p-i-n$ puede ser representado por una capacitancia C_j en serie con una resistencia pequeña R_r , como se muestra en la figura 1.17(c). Los valores típicos de C_j y R_r están en el rango de 0.01 a 2 pF y 0.2Ω a 5Ω , respectivamente.

1.2.3.3.2. Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en serie Las configuraciones básicas de líneas conmutadas usadas (conmutadores en serie y conmutadores en derivación) han sido discutidos en las secciones anteriores. En la práctica, cada bit de cambio de fase hace uso de cuatro diodos $p-i-n$ idénticos para conmutar entre las dos secciones de línea de transmisión. A continuación se presenta el análisis y los aspectos prácticos de los circuitos en serie basados en líneas cinta y microcinta [15].

La figura 1.18(a) muestra el diseño de un circuito común con diodos en serie en una línea de transmisión cinta o microcinta. La impedancia característica de la línea es Z_0 . D_1 , D_2 , D_3 y D_4 representan los 4 diodos $p-i-n$ idénticos, los cuales tienen una impedancia para polarización directa Z_f y en polarización inversa Z_r . El coeficiente de transmisión para esta red puede ser determinado analizando en términos de los modos de excitación *par* e *impar* [18]. En el modo de excitación par, las líneas de entrada y salida son conectadas a los generadores de voltaje que tienen la misma magnitud y fase (por ejemplo, $V_0/2$). El plano de simetría PP' puede ser representado por un circuito abierto. En el modo de excitación impar, los mismos dos generadores se conectan y alimentan desfasados, así que el plano de simetría PP' representa un corto circuito. La impedancia

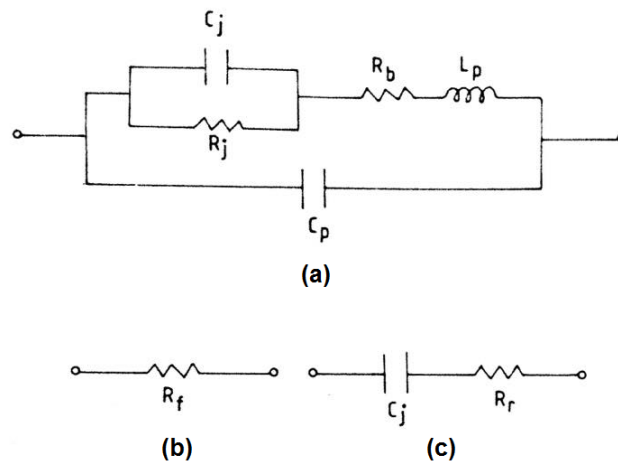


Figura 1.17: *Circuito equivalente. (a) Diodo $p-i-n$ empaquetado; (b) diodo con polarización directa; (c) diodo con polarización inversa.*

del generador se escoge del valor Z_0 , la cual es igual a la impedancia característica de las líneas de transmisión. Cuando la dos excitaciones son superpuestas, el generador de la izquierda produce el voltaje total V_0 , sin voltaje en el generador derecho.

La figura 1.18(b) muestra la mitad derecha del circuito con el propósito de determinar el coeficiente de transmisión. Todas las impedancias están normalizadas respecto a Z_0 . En consecuencia $\bar{Z}_f = Z_f/Z_0$ y $\bar{Z}_r = Z_r/Z_0$. Sea V_B^e y V_B^o los voltajes a la salida del punto B para los modos de excitación par e impar, respectivamente. Estos voltajes se puede expresar como

$$V_B^e = \frac{V_0}{2(1 + \bar{Y}_B^e)} \tag{1.24a}$$

$$V_B^o = \frac{-V_0}{2(1 + \bar{Y}_B^o)} \tag{1.24b}$$

donde \bar{Y}_B^e y \bar{Y}_B^o son las admitancias normalizadas vistas en las líneas de transmisión en el punto B para el modo par e impar, respectivamente. Cuando las dos excitaciones son superpuestas, el voltaje total en B es $(V_B^e + V_B^o)$ y el voltaje en el punto A es $V_0/2$. El coeficiente de transmisión S_{21} está dado por

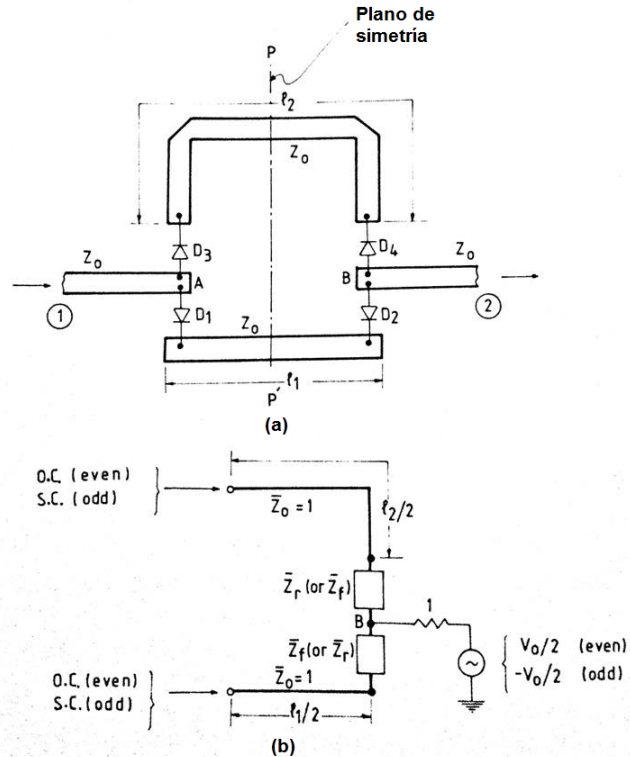


Figura 1.18: Desplazador de fase de línea conmutada con diodo en serie; (b) la mitad del circuito para propósito de análisis.

$$S_{21} = \frac{V_B^e + V_B^o}{V_o/2} = \left[\frac{1}{1 + \bar{Y}_B^e} - \frac{1}{1 + \bar{Y}_B^o} \right] \quad (1.25)$$

Ahora consideremos los dos estados de conmutación del circuito

Estado 1: En el estado 1, los diodos D_1 y D_2 están polarizados en inversa. Tomando $S_{21}^{(1)}$ como el coeficiente de transmisión, podemos escribir

$$S_{21}^{(1)} = |S_{21}^{(1)}| e^{j\phi_1} = \left[1 + \frac{1}{\bar{Z}_f - j \cot \beta l_1/2} + \frac{1}{\bar{Z}_r - j \cot \beta l_2/2} \right]^{-1} - \left[1 + \frac{1}{\bar{Z}_f + j \tan \beta l_1/2} + \frac{1}{\bar{Z}_r + j \tan \beta l_2/2} \right]^{-1} \quad (1.26)$$

donde $\beta = 2\pi/\lambda$ es la constante de propagación de la línea de transmisión.

Estado 2: En el estado 2, los diodos D_1 y D_2 están polarizados en directa. Por lo tanto el coeficiente de transmisión es

$$S_{21}^{(2)} = |S_{21}^{(2)}| e^{j\phi_2} = \left[1 + \frac{1}{\bar{Z}_r - j \cot \beta l_1/2} + \frac{1}{\bar{Z}_f - j \cot \beta l_2/2} \right]^{-1} - \left[1 + \frac{1}{\bar{Z}_r + j \tan \beta l_1/2} + \frac{1}{\bar{Z}_f + j \tan \beta l_2/2} \right]^{-1} \quad (1.27)$$

se nota que la única diferencia entre 1.26 y 1.27 es que \bar{Z}_f y \bar{Z}_r están intercambiadas.

El desplazamiento diferencial de fase está dado por

$$\Delta\phi = (\phi_2 - \phi_1) \quad (1.28)$$

Las pérdidas de inserción en ambos estados se puede obtener usando la relación

$$\begin{aligned} L(dB) &= 20 \log_{10} |S_{21}^{(1)}|, & \text{estado1} \\ &= 20 \log_{10} |S_{21}^{(2)}|, & \text{estado2} \end{aligned} \quad (1.29)$$

Si se considera el diodo $p-i-n$ como un conmutador ideal, entonces, como se mencionó en las secciones anteriores, el desplazamiento de fase está dado por $\beta(l_2 - l_1)$ la cual es simplemente una función de frecuencia lineal. En la práctica con los diodos $p-i-n$ se considera, $Z_f \simeq R_f$ y $Z_r \simeq -jX_r$ donde $X_r = 1/\omega C_j$. La resistencia en polarización directa R_f generalmente es muy pequeña en comparación con la impedancia característica Z_0 así que, en el trayecto con diodo encendido (estado de baja impedancia), Z_f se puede considerar muy cercana a cero. En el trayecto con diodo apagado (estado de alta impedancia), la impedancia finita pero grande del diodo $p-i-n$ puede ser considerada equivalente a añadir una línea de longitud pequeña. Por lo tanto, aún con diodos no ideales, las características de frecuencia y fase son casi lineales, excepto en algunas frecuencias de resonancia donde la longitud efectiva del trayecto con diodo apagado es igual a $\lambda/2$ o múltiplos de $\lambda/2$. En la

resonancia, las señales reflejadas se suman en fase con la señal incidente para dar grandes errores de fase, así como picos de pérdida de inserción. Sin embargo, para un bit de fase de 180° , el error de fase será cero para todos los valores de l_1 , siempre que se asuman idénticos todos los diodos $p-i-n$. En general, para asegurar un error de fase mínimo y una pérdida de inserción igual en ambos estados de conmutación, el valor de βl_1 debe elegirse entre 20° y 50° .

1.2.3.3. Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en derivación En el desplazador de fase de línea conmutada con diodo en derivación, los diodos están montados en derivación a una distancia de l_0 desde la unión principal (figura 1.19). Si el diodo $p-i-n$ ofrece una resistencia despreciable en polarización directa (en estado encendido), entonces ajustando $l_0 = \lambda/4$ se asegura una alta impedancia en la unión principal y, por lo tanto, un gran aislamiento en el trayecto del diodo encendido. En la práctica, cuando la inductancia del diodo debida a sus terminales se necesita tomar en cuenta, la distancia l_0 será ajustada para alcanzar la máxima impedancia en la unión principal debida al diodo encendido. El diseño del desplazador de fase implica el correcto ajuste de l_0 , l_1 y l_2 para obtener el desplazamiento de fase deseado y pérdidas de inserción mínimas. Esto puede lograrse obteniendo primero las expresiones para el coeficiente de reflexión y transmisión del circuito, y después optimizar las dimensiones de los parámetros de

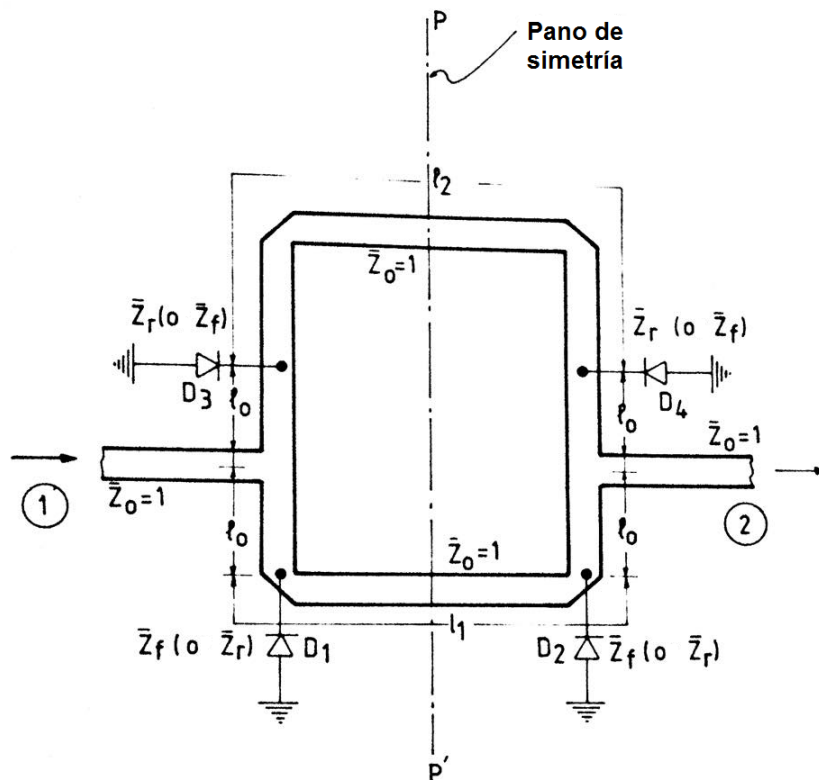


Figura 1.19: Desplazadores de fase de línea conmutada con diodo en derivación.

manera computacional. Ya que la estructura es simétrica en PP' , se puede aplicar la misma técnica de los modos par e impar de la sección anterior, considerando la mitad derecha de la estructura.

Estado 1: Así como en la configuración de diodos en serie, asumimos que en el estado 1 la transmisión es mayormente a través del trayecto inferior. Para esto, los diodos D_1 y D_2 deben ser polarizados de manera inversa, mientras que D_3 y D_4 deben ser polarizados en directa.

Estado 2: En el estado 2, la expresión para el coeficiente de transmisión $S_{21}^{(2)}$ es la misma que para el estado 1, excepto que \bar{Z}_f y \bar{Z}_r están intercambiadas. El desplazamiento de fase diferencial está dado por 1.28 y las pérdidas de inserción para ambos estados de conmutación se puede obtener usando 1.29.

1.2.3.4. El transistor FET en los desplazadores de fase

El transistor de efecto de campo (FET, por sus siglas en inglés) es un dispositivo de tres terminales tal como muestra la figura 1.20. Este es usado como un conmutador de dos terminales (entre la fuente y el drenaje) al aplicar un voltaje en la compuerta. Con un voltaje de polarización negativo (más grande en magnitud que el voltaje de *pinch-off* $V_g > V_p$, el cual es dado por el fabricante) en la compuerta, el conmutador FET representa un estado de alta impedancia (estado apagado del conmutador), y con un cero de voltaje, este representa un estado de baja impedancia (estado prendido del conmutador). Como se mostró anteriormente en el estado apagado, el diodo *p-i-n* presenta una alta reactancia capacitiva, mientras un FET presenta una alta resistencia en paralelo pero con una reactancia capacitiva, por lo tanto para alcanzar la acción de conmutación, esta capacitancia entra en resonancia con una inductancia externa o su efecto es incluido en las secciones de acoplamiento de impedancia [15].

Todas las configuraciones de circuitos descritas anteriormente que fueron consideradas en la implementación por medio de diodos *p-i-n* han sido usadas para realizar desplazadores de fase digitales basados en FET. Sin embargo, comparado con el diodo *p-i-n*, el FET tiene varias ventajas como lo son su velocidad de conmutación ultrarrápida (en el orden de nanosegundos), insignificante consumo de potencia en dc y su compatibilidad con la tecnología monolítica y una de las más importantes es que puede ser utilizado como un conmutador y amplificador a la vez.

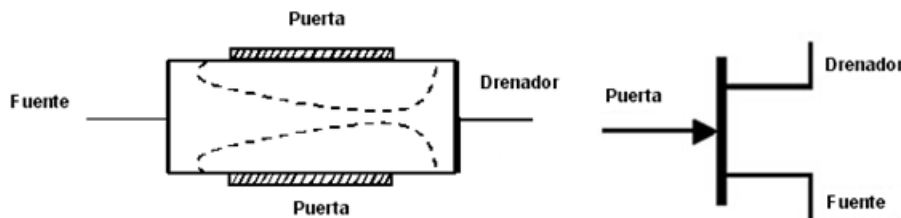


Figura 1.20: *Esquema y composición del transistor de efecto de campo.*

Los desplazadores de fase que amplifican las señales de microondas, además de recorrer la fase, son conocidos como desplazadores de fase activos. El FET de arseniuro de galio (GaAs) conocido como MESFET es el elemento clave de control que permite esta función dual. El MESFET es construido con tecnología monolítica.

Es importante mencionar que la tecnología conocida como de circuitos integrados de microondas (MIC) ofrece un tamaño pequeño y menor costo dada su producción en masa y evidentemente tiene ventajas sobre los basados en guías de onda. La tecnología MIC puede ser clasificada como híbrida (MIC) y monolítica (MMIC).

La tecnología híbrida MIC usa líneas de transmisión planares y películas delgadas en su fabricación, mientras que en la monolítica se realiza en un sustrato semiconductor. En general MMIC ofrece ventajas significativas con respecto a la tecnología híbrida MIC en minimización de tamaño y peso, fiabilidad, reducción de inductancias parásitas con lo que se aumenta el ancho de banda de operación y la habilidad que tiene de incorporar un rendimiento multifuncional en un sólo chip. Para altos volúmenes de producción de desplazadores de fase como es requerido para los arreglos de fase grandes, el acceso a tecnología monolítica representaba el mejor en costo potencial.

La tecnología híbrida es la más popular en la realización de desplazadores de fase basados en diodo $p-i-n$, generalmente en microcinta empleando sustratos. Los circuitos integrados monolíticos casi siempre son fabricados en sustratos semiconductores hechos de silicio (Si) o arseniuro de galio (GaAs). Para frecuencias altas el arseniuro de galio es superior al silicio debido a que tiene una movilidad mayor de electrones. Las obleas de arseniuro de galio es la base de los procesos de MMIC y MESFET, este proceso tecnológico incorpora una película delgada con distintos elementos para interconexión como capacitores, inductores, puentes, interconexiones y también elementos distribuidos tales como líneas coplanares y microcinta.

1.2.3.5. El diodo varactor en los desplazadores de fase

Los desplazadores de fase basados en diodo varactor son dispositivos análogos en el cual el varactor funciona como un elemento de reactancia variable. Esta reactancia variable se obtiene a través de la variación del voltaje de diodo bajo una polarización en inversa.

La mayoría de los desplazadores de fase basados en diodo varactor hacen uso de circuitos del tipo reflectivo [20]. En los circuitos de tipo transmisión con línea cargada pueden utilizarse varactores montados en derivación. Esta configuración, sin embargo, no ha demostrado ser tan práctica como el desplazador de fase acoplado híbrido.

Un diodo varactor consiste en una estructura de elementos p^+ , n y n^+ con un perfil típico de dopaje como se muestra en la figura 1.21. La capa de empobrecimiento asociada con la unión $p^+ - n$ es similar a la región intrínseca del diodo $p-i-n$, excepto que el grosor de la región de empobrecimiento es mucho mas pequeña y puede ser fácilmente expandida a la región n aplicando

voltaje en inversa. La capacitancia $C_j(V)$ de la capa de unión del varactor está en función de el grosor de la capa de empobrecimiento w , que a su vez depende de la tensión de polarización en inversa aplicada. Esta capacitancia puede ser expresada como

$$C_j(V) = \frac{\varepsilon A}{w(V)} \quad (1.30)$$

donde A es el área de la sección transversal, y ε y $w(V)$ son la constante dieléctrica y el ancho de la región de empobrecimiento, respectivamente. A medida que aumenta el voltaje de polarización inversa desde 0 volts, la capa de empobrecimiento incrementa su tamaño w y, en consecuencia, la capacitancia decrece. El resto de la región n constituye una resistencia en serie R_s cuyo valor también decrece con el incremento del voltaje de polarización en inversa. En un varactor, la densidad de dopaje en el borde de contacto, se hace muy alta para reducir esta resistencia a un valor tan pequeño como sea posible. La figura 1.22 muestra el circuito equivalente de un diodo varactor, el cual incluye las inductancia debida a las terminales L_s y la capacitancia debida al encapsulado C_p . Ya que la principal función del diodo varactor es la de actuar como capacitancia variable, el rango de capacitancia con polarización debe ser lo suficientemente grande para producir la variación de fase deseada, y la reactancia $1/\omega C_j$ a la frecuencia de operación más alta debe ser grande en comparación a R_s . Para mantener R_s pequeña, el varactor es operado en la región de polarización inversa.

1.2.3.5.1. Comparativa entre el diodo p-i-n y el diodo varactor Las formas de circuitos básicos utilizadas en el desplazador de fase con diodo varactor son comunes en los desplazadores de fase digitales de diodos *p-i-n*. Dado que la forma acoplada híbrida de tipo reflectivo es más comúnmente usada en los desplazadores de fase de diodo varactor, los compararemos con los desplazadores de fase de diodo *p-i-n* de tipo reflectivo.

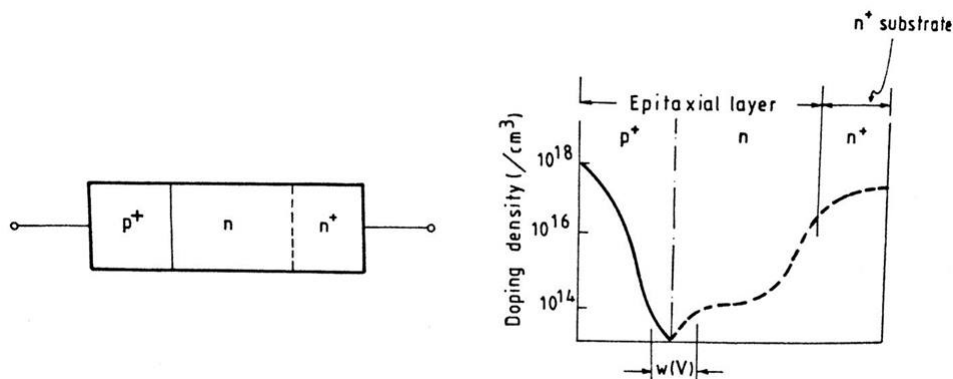


Figura 1.21: (a) Sección transversal del diodo varactor; (b) perfil de densidad de dopaje.

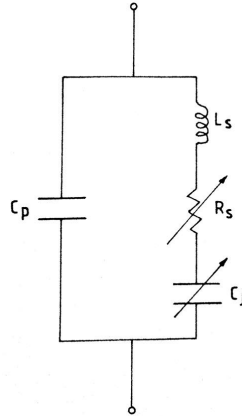


Figura 1.22: *Circuito equivalente del diodo varactor.*

El rango de cambio de fase continuo en un desplazador de fase analógico está básicamente limitado por el rango de capacitancia variable, así como por la variación de pérdida de inserción. Por otro lado, en un desplazador de fase digital de diodo $p-i-n$, el tamaño del desplazamiento de fase por bit es gobernado por la longitud de la línea y no está limitado por los parámetros del diodo. La potencia nominal de un desplazador de fase de diodo $p-i-n$ es mayor que la de un desplazador de fase de diodo varactor en más de un factor de 100. Esto se debe a que el voltaje de ruptura de los diodos $p-i-n$ (que va de -200V a -1000V) es de un orden de magnitud mayor que la de los varactores. En segundo lugar, en diodos varactores que tienen variación no lineal de capacitancia, la oscilación de voltaje de RF que puede aplicarse en cualquier punto de polarización sin afectar a la capacitancia promedio observada por la señal de microondas está limitada, mientras que en un diodo de $p-i-n$, el rango de polarización inversa puede ser usada para la oscilación del voltaje de RF. En términos de la capacidad media de manejo de potencia, el desplazador de fase de diodo $p-i-n$ es superior debido a su menor pérdida de inserción y a la capacidad del diodo $p-i-n$ de disipar una mayor cantidad de potencia. Normalmente, la capacidad media de manejo de potencia en la banda L es del orden de 100W para un desplazador de fase de diodo $p-i-n$ y de aproximadamente 25 mW para un desplazador de fase de diodo varactor. Ambos desplazadores de fase con diodo $p-i-n$ y varactor muestran un tiempo de respuesta rápida. El tiempo de conmutación de los desplazadores de fase de diodos $p-i-n$ está el intervalo de 0.05 a 05 μs , mientras que el tiempo de respuesta de los cambiadores de fase de diodo varactor es del orden de nanosegundos. El requerimiento de potencia de accionamiento de ambos desplazadores de fase es bajo, del orden de 100 mW por bit de fase en un desplazador de fase de diodo $p-i-n$ y menos de 1 mW para un desplazador de fase de diodo varactor.

1.3. Estado del arte de los desplazadores de fase

Gracias a la importancia de los desplazadores de fase en sistemas de radar, telecomunicaciones, telemetría, entre otros; el desarrollo de estos dispositivos ha sido constante alrededor del mundo. Grupos de investigación tanto en industria, institutos y universidades se han dado a la tarea de desarrollar y mejorar las características de estos dispositivos. En esta sección se dará una breve descripción de algunos desplazadores de fase que se han desarrollado en los últimos años, con el objetivo de ver cómo va el desarrollo de tecnología actual de estos dispositivos.

1.3.1. Desplazador de fase sintonizable basado en diodo varactor

En este artículo [21] se presenta un desplazador de fase compuesto por diodos varactores, el cual logra un desplazamiento de fase sintonizable de aproximadamente 360° a 2.4 GHz. Utiliza tres sintonizadores eléctricos (dos de serie y uno en paralelo) que permiten el cambio de fase a la frecuencia central. La capacitancia de todos los varactores se puede controlar al mismo tiempo, y se puede lograr el rango completo de desplazamiento de fase de 360° . Los resultados medidos demuestran un desfase sintonizable de 360° a la frecuencia de operación de 2,4 GHz cuando el voltaje de polarización varía de 0 V a 4 V, con un acoplamiento óptimo de impedancia. Cada celda donde se conectan los varactores están optimizadas a un tamaño de 9 mm, que es $1/8\lambda_g$, lo que asegura un tamaño compacto para el uso final del desplazador. Tiene pérdidas de retorno superiores a 14.5 dB y pérdidas de inserción menores a 2.5 dB. Comprobaron sus simulaciones con mediciones reales.

El diseño de una celda del desplazador de fase se muestra en 1.23(a). En la figura 1.23(b) se muestra el circuito equivalente de una celda unitaria. L_1 y C_1 representan la inductancia en serie intrínseca y la capacitancia en paralelo de la parte principal (Main), respectivamente. C_m y L_2 representan la capacitancia de los diodos varactores y la inductancia de los stub en corto, y

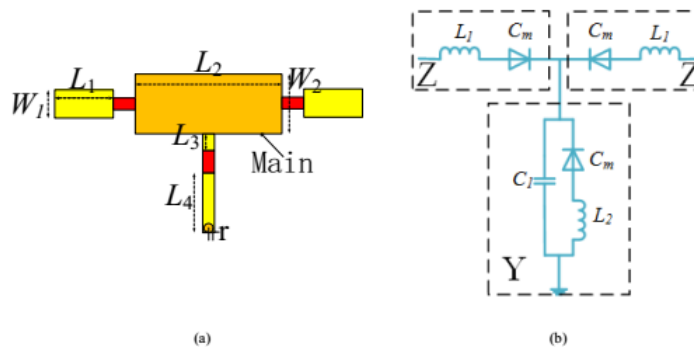


Figura 1.23: (a) Estructura y (b) circuito equivalente de una celda del desplazador de fase.

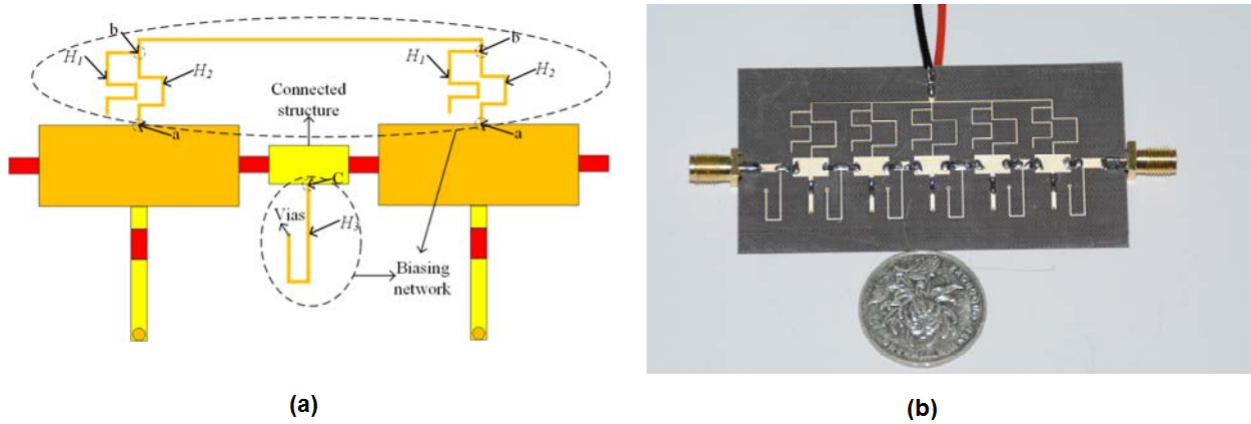


Figura 1.24: (a) Circuitos de polarización para una celda (b) prototipo del desplazador de fase.

respectivamente.

Los circuitos de polarización para una celda se muestran en la figura 1.24a. H_1 , H_2 y H_3 son de $\lambda/4$ hechos en línea microcinta. H_3 es un stub en corto conectado al electrodo negativo del voltaje DC a través de bujes. El electrodo positivo del voltaje DC está conectado al punto b. Todas las celdas están controladas al mismo tiempo por un único voltaje a través de la red de polarización de la figura 1.24a.

Este desplazador de fase tiene 5 celdas unitarias, cada una con su circuito de polarización. Cuando la distribución de polarización es uniforme para las cinco celdas unitarias, todas las celdas tienen la misma constante de propagación. Como resultado, el desplazamiento de fase de las cinco celdas es cinco veces el de una sola. La figura 1.24(b) muestra la estructura completa. Esta estructura fue construida sobre un sustrato de Rogers 4350b ($\epsilon_r = 3.5$, $h = 0.8\text{mm}$). Se usan diodos varactores de Skyworks modelo SMV1234-079LF. Dado que la capacitancia del varactor varía cambiando la tensión de polarización aplicada, la constante β estará en función de la tensión de polarización.

La figura 1.25 muestra los resultados experimentales de este diseño. De estas gráficas se puede concluir que el rango completo de cambio de fase se puede lograr con una pérdida de inserción por debajo de 2.5 dB y una pérdida de retorno por encima de 14.5 dB cambiando la tensión de polarización de 0 a 8 V.

1.3.2. Desplazador de fase reflectivo de bajas pérdidas

En este artículo [22], un desplazador de fase tipo reflectivo de onda milimétrica se diseñó a 38 GHz, en tecnología CMOS. Las mediciones muestran que el desplazamiento de fase es sintonizable hasta 161° para un voltaje de control de 0 a 2 V. Las pérdidas de inserción se compensan añadiendo un par de transistores con acoplamiento cruzado. El circuito consume una potencia de 9.6 mW.

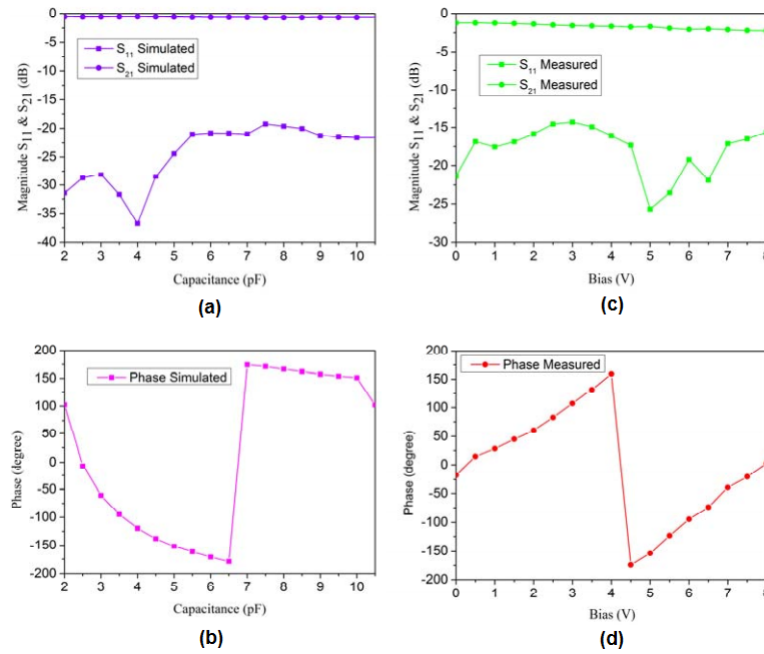


Figura 1.25: Resultados experimentales.

El funcionamiento de este desplazador puede explicarse simplemente como se muestra en la figura 1.26a. La señal de entrada V_{in} produce dos señales desfasadas a 90° en los puertos 2 y 3 después de pasar por el acoplador de 90° . Debido a un desajuste de impedancia, las señales vuelven al acoplador llevando un cambio de fase, dependiente del coeficiente de reflexión $\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$. El acoplador combina las dos señales para obtener un voltaje V_{out} en el puerto 4 con el cambio de fase del coeficiente de reflexión, resultando en una salida nula en el puerto 1. Es importante resaltar que el circuito es simétrico con respecto a los puertos de entrada y salida.

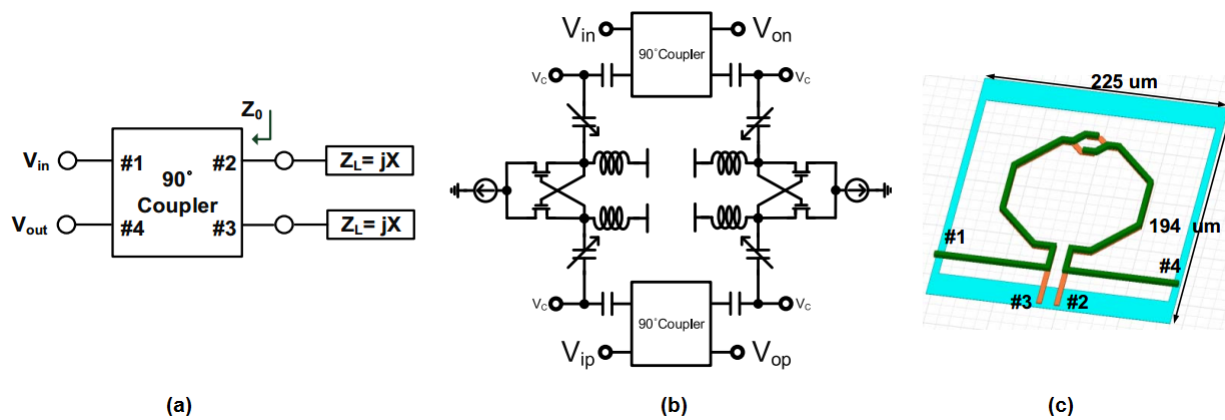


Figura 1.26: (a) Operación del desplazador de fase reflectivo dependiendo de la reflexión de la carga Z_L ; (b) diseño del desplazador de fase con compensación para las pérdidas usando transistores con acoplamiento cruzado; (c) estructura del acoplador.

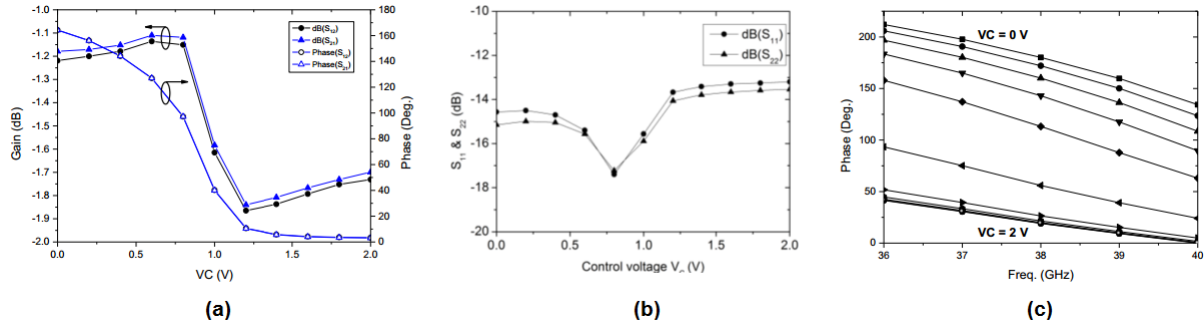


Figura 1.27: (a) Fase sintonizada y variación de la ganancia; (b) pérdida de retorno de entrada; (c) respuesta en frecuencia del desplazamiento de fase ($VC = 0 \sim 2V$ en cambios de $0.2V$).

No hay pérdida de señal si se usan cargas Z_L puramente reactivas, por supuesto, en un caso ideal. Este es el caso de un varactor para sintonizar la fase ($Z_L = jX$). En la práctica, hay dos factores que causan las pérdidas en la señal, uno de las pérdidas de inserción debidas al acoplador, y otro de la parte resistiva de Z_L . Esta última es una resistencia parásita en serie del varactor que causa pérdidas en la señal. A menudo se utiliza una carga reactiva compleja para un amplio ajuste de la fase.

En el diseño, se añade un circuito con resistencia negativa para compensar la resistencia parásita. Un par de transistores con acoplamiento cruzado llevan esta resistencia negativa la cual es inversamente proporcional a la transconductancia de transistor g_m . Al conectar este circuito en serie, el par de transistores pueden compensar la pérdida de señal. El esquema completo es representado como se muestra en la figura 1.26b, donde se muestra una configuración diferencial. La estructura del acoplador se muestra en la figura 1.26c el cual ocupa un área de $225 \times 194 \mu m^2$. Además utilizan 4 inductores para aumentar en el rango de ajuste del desplazador de fase.

Los resultados ya mencionados se pueden apreciar en las gráficas de la figura 1.27. En rango de ajuste de fase medido alcanza los 161° como se muestra en la figura 1.27a, junto con la respuesta de magnitud. Las pérdidas máximas son de 1.8 dB en $V_C = 1.2V$. La variación de ganancia es de $\pm 0.35dB$. Las pérdidas de retorno de entrada son menores de -13 dB como se muestra en la figura 1.27b. En rango de ajuste de fase es de 150 ± 20 grados, como se muestra en la figura 1.27c.

En conclusión, se tiene un desplazador de fase reflectivo diseñado con compensación de pérdidas. Con un voltaje de control de 0 a 2 V, el ajuste de fase alcanza 161° y con pérdidas de inserción de 1.45 ± 0.35 dB.

1.3.3. Desplazador de fase de líneas conmutadas con MEMS multitiro

Otro desplazador de fase desarrollado hace poco tiempo es el presentado en [23], el cual es un desplazador de fase de línea conmutada que utiliza RF MEMS multitiro. Opera en la banda

de super alta frecuencia (banda X). Tiene como principal característica que utiliza RF MEMS comerciales, lo cual quiere decir que las microcintas con diferentes longitudes eléctricas se hacen previamente en un sustrato de bajas pérdidas y con dicho sustrato se prepara el espacio donde serán colocados y soldados los conmutadores RF MEMS, los cuales ya se encuentran encapsulados.

En la figura 1.28 se muestra un diagrama esquemático donde se puede visualizar y entender el funcionamiento del desplazador de fase, en el cual es claro que al ir conmutando dichos interruptores RF MEMS se van cambiando las longitudes de las líneas de transmisión y así obtener el desfaseamiento deseado.

Este desplazador es de tipo digital de cinco bits en el cual se utilizan conmutadores de un polo dos tiros y un polo cuatro tiros; las mediciones hechas al desplazador de fase muestran unas pérdidas de inserción de -3.1 dB, pérdidas de retorno de -21.1 dB y un promedio absoluto de error de fase de 2.2° . Las mediciones fueron realizadas a 10 GHz.

1.3.4. Desplazador de fase de tres estados en banda V con tecnología CMOS-MEMS

Un desplazador de fase basado en una topología de tipo reflectivo se describe en [24], el cual es un desplazador de fase de tres estados que trabaja en la banda V (55 – 65 GHz) y fue fabricado con un proceso CMOS-MEMS. Los tres estados mencionados se refieren a tres fases discretas incluyendo 0° , 89° y 144° a 65 GHz. Dichos estados se pueden obtener gracias a un capacitor RF MEMS monolíticamente integrado con una topología tipo peine para su sintonización, con un voltaje de actuación por debajo de los 46 V.

La figura 1.29 representa el diagrama esquemático del desplazador de fase, que está compuesto de dos desplazadores de fase de 180° en cascada de tipo reflectivo. Cada desplazador de fase contiene

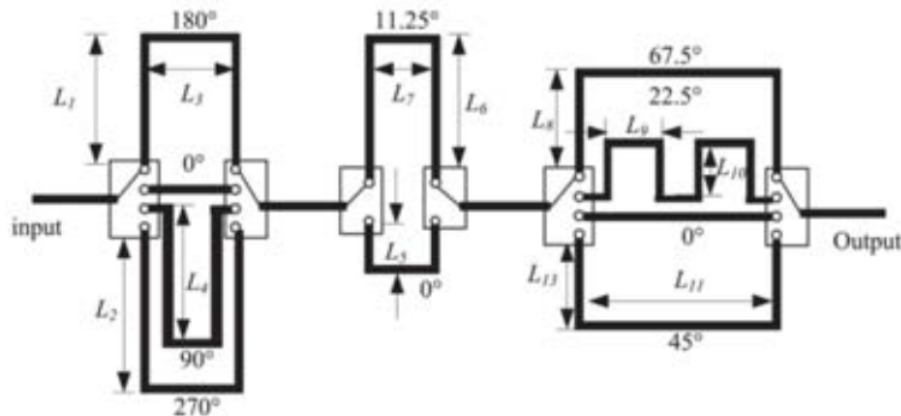


Figura 1.28: Desplazador de fase de línea conmutada de 5 bits con interruptores RF MEMS multitiros.

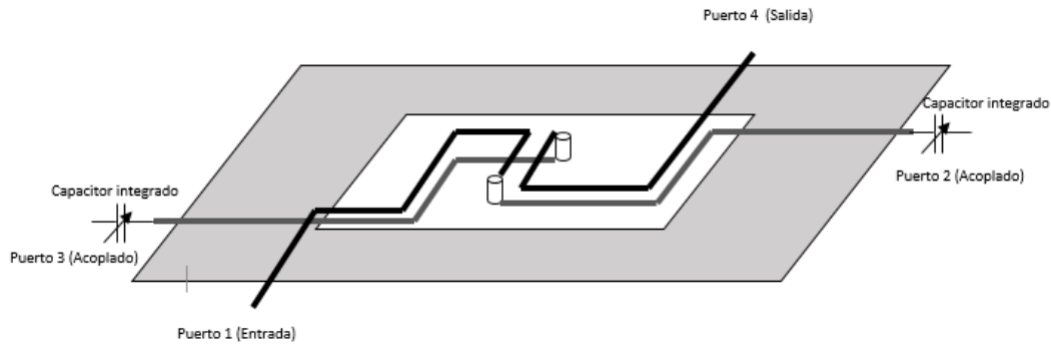


Figura 1.29: *Desplazador de fase de tres estados basado en CMOS-MEMS.*

una carga cuadrática híbrida con dos terminales reflectivas idénticas, donde el desplazamiento de la fase es determinado por el ángulo de fase del coeficiente de reflexión.

Las mediciones muestran pérdidas de inserción de -2.2 ± 1 dB y unas pérdidas de retorno de 14 dB alrededor de 55 – 65 GHz, demostrando su potencial en muchas aplicaciones.

Como podemos observar hasta este punto se han presentado varios desarrollos en los cuales se muestran desplazadores de fase con diferentes tecnologías, los cuales su desempeño se ve limitado por las pérdidas que presentan debido a su tecnología de fabricación y diseño. Los diseños que se han presentado basados en MEMS, no explotan todas las ventajas que ofrecen los RF MEMS, ya que es una tecnología que va en desarrollo e investigación actualmente, por lo cual una alternativa para construir desplazadores de fase es utilizando el llamado *Principio de cambio de fase de Fox*.

1.3.5. Desplazadores de fase tipo espirafase.

Los desplazadores de fase basados en el principio de cambio de fase de Fox se basa en la operación de antenas de tipo espirafase, en donde la onda incidente polarizada circularmente es dispersada por la estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos teniendo diferentes ángulos de rotación y una placa de metal situada a una distancia d detrás del arreglo (figura 1.30) [25].

El resultado es la reflexión de una onda polarizada circularmente (del arreglo con posiciones angulares uniformes γ de los elementos), con lo cual se puede obtener un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada polarizada circularmente.

Un ejemplo de un desplazador de fase que utiliza el principio de cambio de fase de Fox es el mostrado en [26], el cual es un desplazador de fase de dos bits basado en diodos $p-i-n$ que opera en banda X. Este dispositivo consiste en un anillo resonador, colocado dentro de una sección de guía de onda circular terminada en corto circuito como se muestra en la figura 1.31.

El anillo es un diafragma de control, cuyo perímetro es aproximadamente igual a la longitud de onda de la señal, en la cual se encuentran cuatro stubs colocados radialmente conectados a diodos

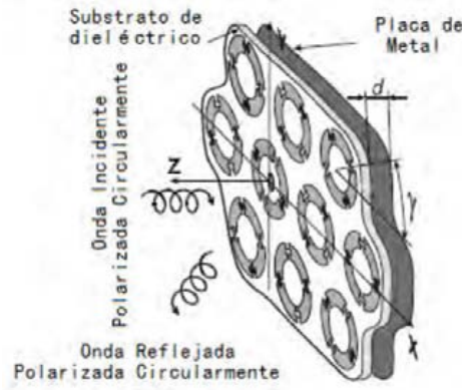


Figura 1.30: *Arreglo reflectivo basado en anillos de metal.*

p-i-n. Supongamos que en un momento dado, un diodo está en estado apagado (estado de alta impedancia), mientras que los tres restantes están encendidos (estados de baja impedancia).

Asumiendo que el diodo conectado al stub que es paralelo al eje y (figura 1.31) está apagado, y que incide una onda circular al diafragma de control en dirección de z , entonces, la onda incidente en el modo donde el plano de polarización es paralelo al eje del stub no puede excitar al stub mientras que los restantes están en corto circuito por los diodos. Por lo que el diafragma de control para la polarización dada de la onda incidente se comporta como un anillo resonador, donde su frecuencia de resonancia ω_p se da cuando el perímetro promedio del anillo resonador es aproximadamente igual a la longitud de onda λ , por lo que el diafragma de control es transparente a la onda incidente con plano de polarización paralelo al eje del stub. Con un corto circuito instalado a una distancia de $\lambda/4$ del diafragma de control, el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} es cercano a 1 en el diafragma de control.

Una onda incidente con plano de polarización perpendicular al stub que está sobre el eje y con el diodo apagado excita dicho stub. Por lo que la inductancia del anillo exterior y la capacitancia

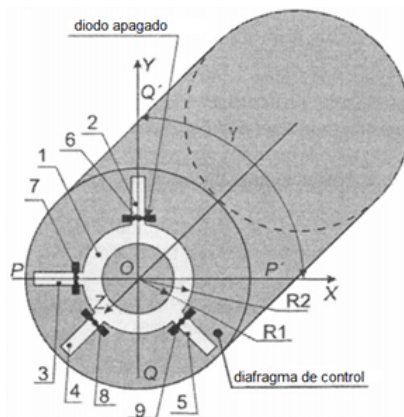


Figura 1.31: *Desplazador de fase de dos bits para la banda X.*

del diodo, forma un circuito resonante serie. En la frecuencia de resonancia serie ω_S , el diafragma de control es equivalente a un corto circuito y el coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} es cercano a -1 en el plano del diafragma de control para la polarización dada de la onda incidente.

Ahora sumamos que la onda polarizada circularmente se está propagando en dirección del diafragma de control en dirección z (figura 1.31), la onda con polarización circular se expresa como sigue:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-j\beta z} \quad (1.31)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en dirección x y y respectivamente y β es la constante de propagación. Acorde con [26], la onda reflejada puede ser representada como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{j\beta z} \quad (1.32)$$

donde γ es el ángulo entre el eje OX y el stub donde el diodo está apagado.

La primera componente de 1.32 es una onda polarizada circularmente en la misma dirección de rotación del vector \vec{E}_i , que es la onda incidente. La fase de esta *onda controlada* depende de la posición angular del stub con el diodo apagado. La segunda componente es una *onda indeseada* con una fase no controlada. Para eliminar esta onda, es necesario asegurar la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (1.33)$$

Por lo tanto, una conmutación adecuada de los diodos $p-i-n$ conduce a un cambio de fase en la onda con polarización circular cuando la condición 1.33 es cumplida. Para un desplazador de fase de 2 bits mostrado en [26] proporciona desplazamientos de fase de 0° , 90° , 180° y 270° . Con el desarrollo de este dispositivo, se lograron obtener pérdidas de inserción menores a -0.5 dB en la banda de 9.75 - 11.5 GHz, con un error de fase no mayor a 11° en la misma banda.

Por lo anterior, podemos considerar a esta topología de desplazador de fase como uno de los que presenta bajas pérdidas de inserción (menores a -0.5 dB) y bajo costo de fabricación, comparado con los expuestos anteriormente. Además este desplazador ha sido desarrollado con base en materiales y principios básicos que permiten desafiar los diseños basados en alta tecnología, y que representan un alto costo de fabricación, por ejemplo el proceso CMOS, por lo tanto representa una alternativa efectiva y barata de construir.

1.4. Conclusiones

1. La principal diferencia entre los distintos desplazadores de fase empleados en microondas radica en la naturaleza física de cada uno de estos, determinada por el método de fabricación empleado.
2. Cada desplazador de fase manifiesta notorias ventajas y desventajas respecto a los demás dependiendo de la aplicación que se requiera implementar
3. Los desplazadores de fase mecánicos fueron los primeros en desarrollarse teniendo como principales ventajas su bajo costo de fabricación, pequeñas pérdidas de inserción y manejo de altas potencias. Sin embargo, la rotación mecánica, consiste en rotar físicamente los elementos del arreglo. La rotación se realiza con dispositivos electromecánicos, a los cuales a cada paso le asigna una posición angular determinada, sin embargo, los motores presentan desventajas importantes por su voluminoso tamaño, son poco ligeros, y para determinadas aplicaciones el tiempo de respuesta es grande, pero una desventaja determinante, sobre todo para proyectos académicos es el costo, el cual que varía de acuerdo con el tamaño del motor; para trabajar en altas frecuencias se requieren de motores que estén en el orden de milímetros. Incluso para frecuencias por arriba de los $50[GHz]$ emplear motores resultaría inviable.
4. Los desplazadores de fase de ferrita tienen sus principales aplicaciones en arreglos de radares o antenas de alta potencia con pérdidas muy bajas pero bajo la desventaja de un costo elevado.
5. El desarrollo de desplazadores de fase electrónicos se lleva a cabo en distintas tecnologías y configuraciones, los más comunes son fabricados con semiconductores por medio de tecnología híbrida como el caso de los basados en diodos $p-i-n$ por medio de la tecnología monolítica para los basados en FET.
6. Los desplazadores de fase electrónicos tienen grandes ventajas debido a su facilidad de producirse en masa, velocidades altas de conmutación y compatibilidad con tecnología planar. Sin embargo la desventaja de tener pérdidas considerables en frecuencias desde la banda Ka evita que esta tecnología predomine

Capítulo 2

Desplazador de fase de un bit

En el capítulo anterior se han mostrado diferentes tipos de desplazadores de fase, cada uno con sus ventajas y desventajas, así como una breve introducción hacia el estado del arte de los desplazadores de fase. Este trabajo se basa en un desplazador de fase tipo espirafase reflectivo, el cual utiliza diodo $p-i-n$ como elemento conmutador, ya que es un desplazador de fase digital. Este tipo de desplazador de fase posee varias ventajas. Los diodos $p-i-n$ otorgan una velocidad de conmutación rápida, en el orden de los nanosegundos, lo cual es muy ventajoso en aplicaciones de antenas en arreglos de fase. Debido a que se basa en el principio de polarización de Fox [1] es posible obtener dispositivos de la cantidad de cambios de fases que se deseen sin la necesidad de que el dispositivo cambie de tamaño, como los desplazadores de fase que utilizan conmutación entre líneas de transmisión. Gracias a que utiliza una guía de onda circular, la potencia dependerá solamente de la estructura del diafragma y de los diodos $p-i-n$. Algunas otras ventajas serán mencionadas en secciones posteriores.

El objetivo de este trabajo es obtener un desplazador de fase tipo espirafase con pérdidas bajas y que trabaje con una cantidad grande de cambios de fase o bits. Los desplazadores de fase de este tipo, se ven afectados al intentar incrementar la cantidad de cambios de fase ya que para hacer esto se necesitan más elementos conmutadores y por ende, más diodos $p-i-n$, afectando directamente a las pérdidas de inserción del desplazador de fase. Para lograr pérdidas de inserción bajas y una cantidad considerable de cambios de fase, se optimizan las impedancias de los elementos conmutadores, así como la cantidad de diodos que permanecen abiertos y cerrados en cada estado del desplazador de fase.

Anteriormente se ha hecho un trabajo donde se analizó la relación entre las pérdidas del desplazador de fase y la cantidad de diodos abiertos y cerrados en cada estado para optimizar las pérdidas de inserción. Se ha partido de este análisis para desarrollar una estructura que cumpla con las condiciones necesarias para alcanzar el objetivo.

A continuación se presenta un resumen del análisis que se desarrolló en la tesis [4], donde se

obtienen las condiciones que debe cumplir el desplazador de fase para lograr bajas pérdidas de inserción. Después se muestra una estructura de un desplazador de fase de un bit, el cual es base del diseño para un desplazador de fase de varios bits. El final se comparan los resultados teóricos y simulados.

2.1. Fundamentos teóricos

Como se ha mencionado en el capítulo anterior, una de las principales aplicaciones de los desplazadores de fase es en las antenas en arreglos de fase y en arreglos reflectivos. En estos sistemas es importante tener un buen diseño de los desplazadores de fase por varios motivos. Ya que las pérdidas adicionales del sistema son iguales a las pérdidas del desplazador de fase, si no se tiene especial cuidado en las pérdidas que tenga el diseño del desplazador de fase, el sistema en general tendrá pérdidas altas.

El diseño que se presenta en este trabajo es un desplazador de fase reflectivo en guía de onda circular el cual utiliza diodos *p-i-n* como elementos de conmutación. Este desplazador de fase entra en la clasificación de digital, por lo que a mayor cantidad de elementos de conmutación, mayor será la cantidad de bits que pueda controlar el desplazador de fase. Como se verá en las secciones posteriores, las pérdidas de este tipo de desplazadores comunmente dependen de la cantidad de diodos *p-i-n* que tenga. En otras palabras, un desplazador de fase de una gran cantidad de bits tendrá muchas más pérdidas que un desplazador de pocos bits.

A continuación se presenta un análisis para poder obtener desplazadores de fase de varios bits sin que las pérdidas se vean mayormente afectadas, así como el diseño de un desplazador de 1 bit que cumpla con las condiciones necesarias de un desplazador optimizado.

2.1.1. Principio de cambio de fase de Fox

La base teórica de este diseño propuesto se centra en el principio de cambio de fase de Fox, el cual puede ser aplicado a desplazadores de fase tipo espirafase. Considérese un desplazador de fase reflectivo como se muestra en la figura 2.1. El desplazador está conformado por una guía de onda circular terminada en corto circuito y un diafragma de control ubicado en la sección transversal de la guía de onda. En el caso más simple, el diafragma de control es un dipolo de una longitud de $\lambda/2$, el cual gira a un ángulo γ del eje X para obtener un desplazamiento de fase. La sección de control se encuentra a $\lambda/4$ de un muro metálico que hace el corto circuito en la guía de onda circular.

Este desplazador de fase está diseñado de tal forma que al incidir en él una onda con polarización circular, la onda reflejada se puede considerar como suma de dos ondas [3]. El vector de campo

eléctrico de una de las componentes reflejadas del diafragma gira en la misma dirección que el vector de campo eléctrico de la onda incidente. La fase y la amplitud de esta onda se pueden controlar por medio del diafragma de control. La otra componente de la onda reflejada tendrá un sentido de giro opuesto y únicamente la amplitud de esta componente se puede controlar. A la componente reflejada con sentido de giro igual a la onda incidente se le llama *onda controlada*, mientras que a la componente reflejada que gira en dirección opuesta se le llama *onda no controlada*.

La onda incidente es reflejada del diafragma con dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para las ondas de polarización lineal con vector de campo eléctrico \vec{E} paralelos a los ejes PP' y QQ' , respectivamente. Esto se toma del principio del cambio de fase de Fox [1]. Asumiendo que la onda incidente en el desplazador de fase de la figura 2.1 es representada por:

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

donde E_0 es la amplitud de la onda incidente, \hat{e}_x y \hat{e}_y son los vectores unitarios en las direcciones \vec{x} y \vec{y} respectivamente, $j^2 = -1$ y β es la constante de fase.

Para obtener la expresión de la onda reflejada debido a la sección de control se deben proyectar las componentes \vec{x} y \vec{y} de la onda incidente en las direcciones de los ejes PP' y QQ' donde la onda será reflejada con coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . Haciendo los cálculos pertinentes, la ecuación de la onda reflejada está dada por:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\hat{e}_x - j\hat{e}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\hat{e}_x + j\hat{e}_y)e^{j\beta z} \quad (2.2)$$

donde γ es el ángulo entre el dipolo de $\lambda/2$ y el eje X. En otras palabras, es el ángulo al que se gira la sección de control respecto al eje X.

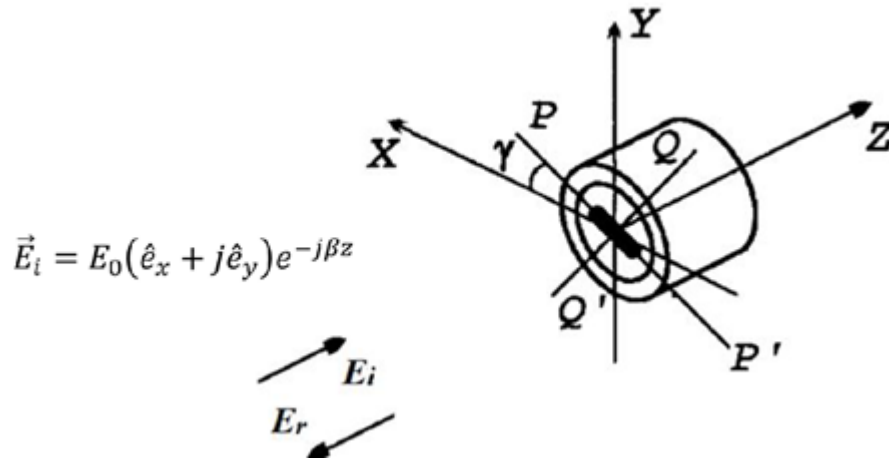


Figura 2.1: Desplazador de fase que consiste en una guía de onda circular terminada en corto circuito y un diafragma en su sección transversal.

Al hacer un análisis de la ecuación 2.2, se puede apreciar que la primera componente de la suma es una onda de polarización circular, con la misma dirección de giro que la onda incidente. Debido al factor $e^{2j\gamma}$, la fase de esta onda cambia a razón de dos veces el ángulo γ . La segunda componente de la suma, es una onda con sentido de giro opuesto al de la onda incidente. La fase de esta componente no es afectada por el ángulo γ . Estas son las llamadas ondas controlada y no controlada, respectivamente. Ya que la onda controlada es la que se puede modificar su fase, es importante que su amplitud sea máxima y esto se logra cuando se cumple la condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2.3)$$

Cumpléndose esto, la segunda componente de la ecuación 2.2 es igual a cero. De esta manera el desplazador tendrá pérdidas mínimas [3], las cuales dependerán del diseño de la sección de control. Dado que Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} son de la misma magnitud pero de signo contrario, es necesario proporcionar una diferencia de fase adicional de 180° entre las componentes ortogonales de la onda reflejada, la cual está determinada por el ángulo γ como ya se ha mencionado.

Ya que la fase de la onda controlada se modifica al rotar el dipolo, es muy complicado lograr esto a grandes velocidades por medio de elementos mecánicos, por lo que podría no ser suficiente para aplicaciones de comunicaciones. Esta es una de las ventajas de utilizar desplazadores de fase con simulación electrónica de giro por medio de elementos conmutadores como diodos *p-i-n*. Los diodos *p-i-n* son sumamente rápidos en conmutación así que se prefieren sobre los desplazadores de fase mecánicos por su gran velocidad.

2.1.2. Pérdidas de un desplazador de fase tipo espirafase convencional

En el artículo [26] se presenta un desplazador de fase de 2 bits en banda X basado en diodos *p-i-n*. Este desplazador utiliza el principio espirafase que ya se ha mencionado. Su objetivo fue diseñar los circuitos de polarización de los diodos con un material llamado BCB (benzocyclobuteno) para minimizar las pérdidas de inserción y disminuir el costo de fabricación.

El elemento principal del diseño es el diafragma de control que se muestra en la figura 2.2a. Al igual que el caso anterior, este diafragma de control está situado en la sección transversal de una guía de onda circular que termina en corto circuito debido a un muro metálico. El diafragma de control se forma con una ranura en forma de anillo resonante y cuatro stubs colocados radialmente. Cada stub tiene conectado en paralelo un diodo *p-i-n*. En cualquier instante de tiempo, un diodo está apagado (estado de alta impedancia) mientras que los otros tres están encendidos (estado de baja impedancia). De esta manera se simula la rotación del diafragma de electrónicamente y el ángulo γ de la onda reflejada (ecuación 2.2) es el ángulo entre el eje X y el stub conectado al diodo apagado. Por lo tanto, una conmutación apropiada de los diodos *p-i-n* permite un cambio de fase

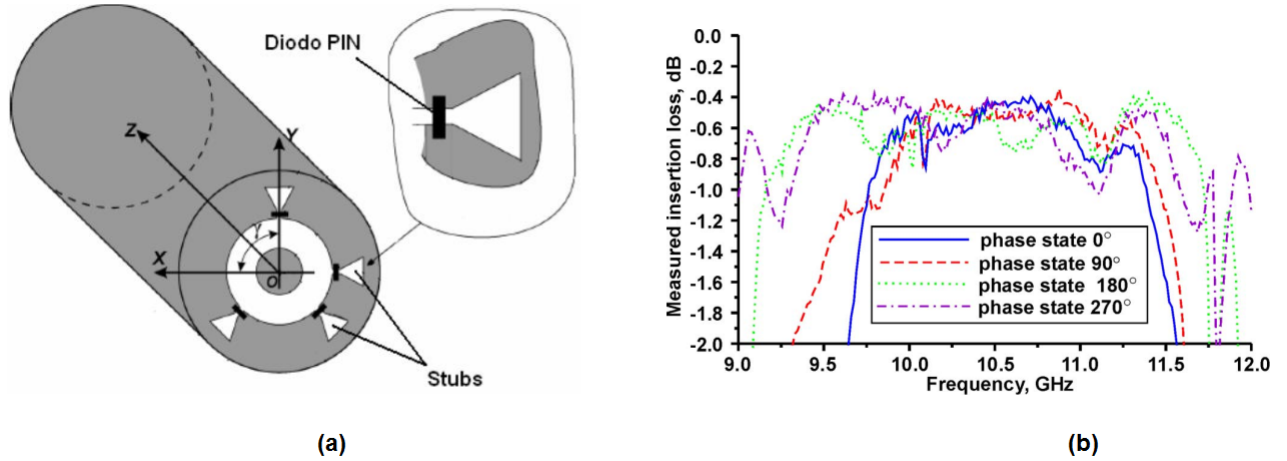


Figura 2.2: (a) Diseño del desplazador de fase de 2 bits; (b) Pérdidas de inserción del desplazador de fase de 2 bits.

en la onda reflejada polarizada circularmente cuando se cumple la condición 2.3.

En este caso, las pérdidas de inserción están concentradas solamente en los elementos de conmutación aunque el cumplimiento de 2.3 permite minimizar las pérdidas de inserción del desplazador de fase. Las pérdidas de inserción mínimas se pueden calcular de la siguiente manera [3]:

$$L_{opt} \approx 10 \log \left(1 - 2 \sqrt{\frac{2^{M+1} r_d}{R_d}} \right) \quad (2.4)$$

donde M es el número de bits del desplazador de fase, r_d es la resistencia en serie del diodo encendido, y R_d es la resistencia en paralelo del circuito equivalente $R_d C_d$ correspondiente al diodo apagado. Para el dispositivo ya fabricado se hicieron mediciones de las pérdidas de inserción. La gráfica de las pérdidas de inserción del desplazador de fase para los cuatro estados se presenta en la figura 2.2b. Esta gráfica incluye las pérdidas del polarizador utilizado. De acuerdo a estas mediciones, las pérdidas de inserción máximas son de 0.4 dB. Finalmente, caracterizaron el tiempo de conmutación del desplazador de fase, el cual está por debajo de 150 ns.

La ecuación de pérdidas de inserción 2.4 muestra que al incrementar la cantidad de bits M , incrementa las pérdidas de inserción, por lo que al tratar de diseñar desplazadores de fase con más bits o cambios de fase, las pérdidas irán aumentando. Como se ha mencionado el objetivo de este trabajo es encontrar la manera de minimizar estas pérdidas, ya que hay una dependencia de la estructura junto con el acomodo de los diodos $p-i-n$ y de las pérdidas.

2.1.3. Análisis de las pérdidas de un desplazador de fase electrónico tipo espirafase

Se ha mostrado que al diseñar un desplazador de fase de varios bits, es necesario incrementar los circuitos de conmutación en el desplazador y por lo tanto, la cantidad de diodos $p-i-n$. Esto afecta directamente a las pérdidas de inserción.

Se ha hecho un análisis sobre la relación que tienen la posición de los diodos $p-i-n$ y las pérdidas de inserción [4]. Se modela el desplazador de fase como varios circuitos de conmutación conectados a diodos $p-i-n$ para generar estados con diferentes admitancias en el desplazador de fase. Con estos estados se analizan las pérdidas para poder obtener las condiciones necesarias del desplazador de fase con pérdidas mínimas.

La figura 2.3 muestra, de manera genérica, un desplazador de fase con diodos $p-i-n$ como elementos semiconductores para conmutar. Al igual que los desplazadores tipo espirafase descritos anteriormente, consta de un diafragma de control colocado en la sección transversal de una guía de onda circular, con la diferencia que el diafragma de control cuenta con un número N de diodos $p-i-n$ en su superficie. Como se ha mencionado, este desplazador tiene los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para cada componente ortogonal de la onda de polarización circular que incide en el diafragma de control. Estos coeficientes se puede calcular en términos de admitancias normalizadas Y_{\parallel} y Y_{\perp} , las cuales son las admitancias del desplazador de fase para cada componente ortogonal.

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{1 - Y_{\parallel} + j \cot(\beta l)}{1 + Y_{\parallel} - j \cot(\beta l)} \quad (2.5a)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{1 - Y_{\perp} + j \cot(\beta l)}{1 + Y_{\perp} - j \cot(\beta l)} \quad (2.5b)$$

donde β es la constante de fase y l es la distancia desde el diafragma hasta el corto circuito de la guía de onda circular.

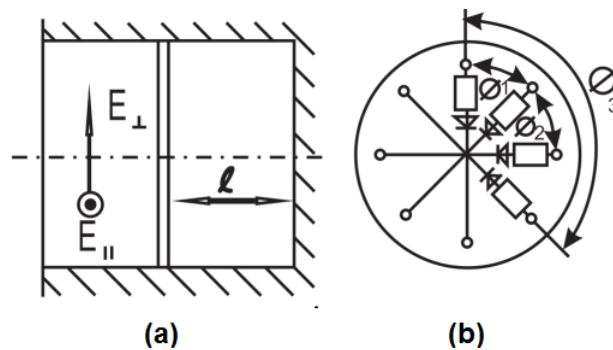


Figura 2.3: Desplazador de fase con elementos semiconductores de conmutación. (a) Vista lateral, (b) vista frontal.

Tomando en cuenta que Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} deben tener la misma magnitud para minimizar pérdidas y que se debe tener una diferencia de fase de 180° entre ambas componentes ortogonales para minimizar pérdidas, se obtiene la siguiente relación entre las ecuaciones 2.5:

$$\frac{1 - Y_{\parallel} + j \cot(\beta l)}{1 + Y_{\parallel} - j \cot(\beta l)} = - \frac{1 - Y_{\perp} + j \cot(\beta l)}{1 + Y_{\perp} - j \cot(\beta l)} \quad (2.6)$$

De la expresión 2.6 se puede despejar Y_{\parallel} y Y_{\perp} para obtener las siguientes expresiones

$$Y_{\parallel} - j \cot(\beta l) = \frac{1}{Y_{\perp} - j \cot(\beta l)} \quad (2.7a)$$

$$Y_{\perp} - j \cot(\beta l) = \frac{1}{Y_{\parallel} - j \cot(\beta l)} \quad (2.7b)$$

En las expresiones 2.7 se deduce que los valores de Y_{\parallel} y Y_{\perp} deben ser inversos mutuamente.

2.1.3.1. Figura de mérito y factor de calidad

Una manera de comparar circuitos los cuales tienen dos estados diferentes de impedancias, es utilizando la figura de mérito. En el artículo [27], se discute este parámetro universal, el cual se asocia con un dispositivo de parámetro variable (por ejemplo, un diodo $p-i-n$) para conmutación o modulación de RF. La definición de la figura de mérito se aplica a un circuito de un puerto con un parámetro variable, pasivo y lineal que tiene dos estados distintos a una sola frecuencia especificada.

Desde el significado físico de una figura de mérito, cualquier parámetro variable de un circuito de un puerto que tiene dos estados cuantificados puede ser transformado por una red recíproca de dos puertos sin pérdidas en una "forma canónica", es decir, una resistencia variable, que es igual a una resistencia de referencia, digamos r^{+} , en un estado, e igual a otra resistencia R^{-} en el otro estado. Este hecho ha traído una gran simplificación en el análisis de circuitos de conmutación que contienen un parámetro variable de un puerto con dos estados cuantificados.

Considere el bipuerto de la figura 2.4, el cual está conectado a un diodo con dos estados posibles de conmutación. El teorema que define a la figura de mérito dice lo siguiente [27]:

Sean $Z_i (i = 1, 2)$ y $Z'_i (i = 1, 2)$ las impedancias de entrada y de la carga de un bipuerto, respectivamente, sin pérdidas y recíproco, entonces la cantidad definida por M es invariante,

donde:

$$M = \left| \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2^*} \right| = \left| \frac{Z'_1 - Z'_2}{Z'_1 + Z'^*_2} \right| \quad (2.8)$$

donde Z^* es el conjugado de Z .

Algo muy importante que se concluye de este teorema, es que la figura de mérito es invariante para cualquier tipo de bipuerto que sea utilizado, siempre y cuando se recíproco, lineal y sin pérdidas.

Para aplicar este concepto al desplazador de fase, cada circuito de conmutación se considera como el bipuerto conectado al diodo $p-i-n$, de esta manera al conmutar entre los estados de estos bipuertos se logra la rotación electrónica del diafragma.

En el caso del diodo $p-i-n$, se considera su circuito equivalente el cual se muestra en la figura 2.5. Para el caso de un diodo encendido su circuito equivalente sólo es una resistencia de valor r_+ , mientras que para un diodo apagado su circuito equivalente es una resistencia r_- en serie con un capacitor C . Tanto r_+ como r_- son de valor pequeño comparado con la de la reactancia del capacitor X_C .

Tomando en cuenta que estos dos circuitos equivalentes para el diodo, Z_1 y Z_2 pueden ser sustituidas por sus equivalentes y entonces M se expresa de la siguiente manera.

$$M = \sqrt{\frac{(r_+ - r_-)^2 - X_c^2}{(r_+ + r_-)^2 + X_c^2}} \quad (2.9)$$

De la ecuación 2.9 se puede ver que si r_+ y r_- tienen valores pequeños en comparación con X_C , entonces M se simplifica de la siguiente manera:

$$M \approx \frac{X_C}{X_C} = 1 \quad (2.10)$$

La figura de mérito se puede utilizar como parámetro que describa que tan diferentes o parecidas son las impedancias de los circuitos de conmutación del desplazador de fase. Por otro lado, para

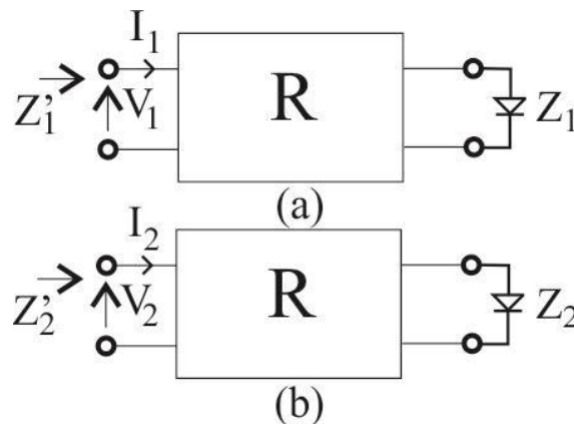


Figura 2.4: *Bipuerto recíproco conectado a un diodo con dos estados posibles. (a) Conectado a un diodo encendido (baja impedancia); (b) conectado a un diodo apagado (alta impedancia).*

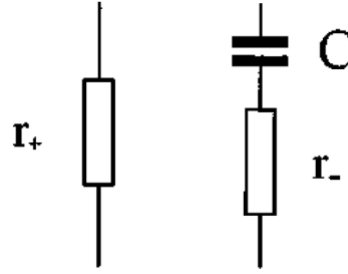


Figura 2.5: *Circuito equivalente de un diodo p-i-n en frecuencias de microondas.*

el desplazador de fase en conjunto, se puede definir otro parámetro llamado *factor de calidad*, el cual se puede calcular por medio de las admitancias del desplazador en cada estado, Y_{\parallel} y Y_{\perp} .

$$Q = \left| \frac{Y_{\perp} - Y_{\parallel}}{Y_{\perp} + Y_{\parallel}^*} \right| \quad (2.11)$$

Al igual que la figura de mérito, el factor de calidad tiene un valor ideal de 1. Este factor de calidad describe que tan diferentes son los estados de conmutación del desplazador de fase. Si sus valores de admitancia entre cada estado Y_{\parallel} y Y_{\perp} son muy diferentes, el valor de Q tenderá a ser 1. Esto es básicamente lo que nos ayuda a describir el factor de calidad, la diferencia de impedancias o admitancias que presenta el desplazador para cada componente ortogonal de la onda con polarización circular.

2.1.3.2. Cálculo de pérdidas de inserción

Las pérdidas de inserción es la pérdida de potencia de la señal resultante de un dispositivo en una línea de transmisión. Para calcularlas se utilizan las potencias de las ondas incidente y reflejada

$$L = 1 - \frac{P_{ref}}{P_{inc}} = 1 - |\Gamma_{\parallel}|^2 = 1 - |\Gamma_{\perp}|^2 \quad (2.12)$$

donde P_{ref} y P_{inc} son las potencias de las ondas reflejada e incidente, respectivamente.

Como el coeficiente de reflexión se calcula como la relación de magnitudes de la onda reflejada e incidente, se puede sustituir esta razón por las magnitudes al cuadrado de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} como están en la ecuación 2.12.

Por otro lado, tenemos que Γ_{\perp} está en términos de Y_{\perp} en la ecuación 2.5. Al ser una admitancia, Y_{\perp} se puede sustituir por $G_{\perp} + jB_{\perp}$, donde G_{\perp} es la conductancia y B_{\perp} es la susceptancia. Al sustituir la ecuación 2.5 en 2.12 y sustituyendo Y_{\perp} queda:

$$L = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4G_{\perp}(b)}{[1 + G_{\perp}(b)]^2 + b^2} \quad (2.13)$$

donde $b = B_{\perp} - \cot(\beta l)$.

Al derivar la ecuación 2.13 respecto de b encontramos que $dL/db = 0$. Este resultado es muy importante, ya que se deduce que para cualquier valor de b , L no cambia, por lo tanto no existe una dependencia entre L y b . Matemáticamente se puede expresar como $L(b)=c$, donde c es una constante.

Se ha mencionado que para los desplazadores de fase convencionales descritos anteriormente, donde en cualquier instante de tiempo siempre hay un diodo apagado, los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} toman valores cercanos a 1 y -1 , respectivamente. Esto quiere decir que los coeficientes de reflexión únicamente tienen parte real y una diferencia de fase de 180° . Por otro lado, si b puede tomar cualquier valor (recordando que $b = B_{\perp} - \cot(\beta l)$) y esto no afecta las pérdidas de inserción, se deduce que las pérdidas de inserción mínimas se pueden obtener para cualquier susceptancia. Por lo tanto, los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} podrían tener valores complejos sin que las pérdidas se vean afectadas. Además b implica también la longitud de la guía de onda circular por lo que no necesariamente se debe tener una longitud de $\lambda/4$ entre el diafragma de control y el corto circuito.

Como b puede tomar cualquier valor, conviene asignarle un valor de cero para simplificar las expresiones. Con esto se obtiene la siguiente relación entre el factor de calidad y las pérdidas de inserción:

$$L = \frac{4\sqrt{1-Q^2}}{(\sqrt{1+Q} + \sqrt{1-Q})^2} \approx 4\sqrt{\frac{1-Q}{2}} \quad (2.14)$$

La aproximación de la expresión 2.14 se consigue de considerar que Q tiene un valor de 1 para el caso ideal.

2.1.3.3. Optimización de las pérdidas de inserción

Ya se ha podido encontrar unas de las características del desplazador de fase. Los coeficientes de reflexión pueden tener parte imaginaria. Hace falta analizar la posición de los diodos abiertos y cerrados. Considérese el diafragma de control de la figura 2.6, en cual tiene N cambios de fase.

A través de los diodos $p-i-n$, circulan diferentes valores de corriente de alta frecuencia debido a la onda incidente. Al proyectar la corriente de la onda incidente sobre cada circuito de conmutación, y debido a las condiciones de frontera, se obtiene que es proporcional a $\cos(\phi)$ [3], donde ϕ es el ángulo entre el vector de campo eléctrico de la onda incidente y el circuito de transformación con admitancia Y_i , lo cual determina la posición angular de cada diodo. Por lo tanto, la potencia disipada en un diodo es proporcional a $\cos^2(\phi)$. Debido a esto, se debe multiplicar la admitancia de cada circuito de conmutación y la admitancia del diodo correspondiente por la función $\cos^2(\phi)$ para conservar relaciones de potencia. El ángulo ϕ depende del número de elementos que tengamos. Si tenemos N elementos, la separación entre cada uno será de π/N .

Debido a la simetría del desplazador es posible calcular la contribución de admitancia de un

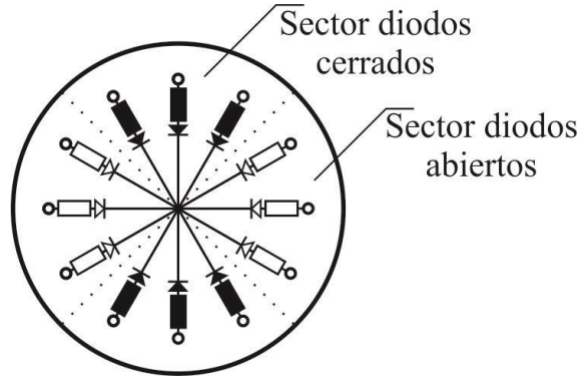


Figura 2.6: Diafragma de control con N elementos y sus sectores con diodos cerrados y abiertos a un instante de tiempo.

lado del diafragma de control y multiplicar por 2, para así obtener la contribución total de un elemento y su simétrico. En un primer estado del diafragma de control, hay n_1 diodos cerrados de los N en total, por lo tanto, $N - n_1$ diodos se encuentran abiertos. Utilizando sumatorias para simplificar, la admitancia equivalente Y_{\parallel} del diafragma de control se puede expresar de la siguiente forma:

$$Y_{\parallel} = 2Y^+ \sum_i^{n_1} \cos^2 \left(\frac{\pi i}{N} \right) + 2Y^- \sum_i^{N-n_1} \cos^2 \left(\frac{\pi i}{N} \right) \quad (2.15)$$

donde Y^+ es la admitancia de entrada de los circuitos de conmutación con diodos encendidos y Y^- es la admitancia de entrada de los circuitos de conmutación con diodo apagados.

Para simplificar cálculos, las sumatorias de la ecuación 2.15 se pueden sustituir por funciones ϕ . Sustituyendo en 2.15 y haciendo un análisis similar para Y_{\perp} se obtienen la siguientes expresiones.

$$Y_{\parallel} = \phi(n_1) Y^+ + \phi(N - n_1) Y^- \quad (2.16a)$$

$$Y_{\perp} = \phi(n_1 - n_2) Y^+ + \phi(N - n_1 - n_3) Y^- + \phi(n_3) Y^+ + \phi(n_2) Y^- \quad (2.16b)$$

donde n_2 es la cantidad de diodos que se apagan después de conmutar y n_3 es la cantidad de diodos que se encienden después de conmutar.

Al sustituir las ecuaciones 2.16 en la expresión del factor de calidad 2.11:

$$Q = \left| \frac{\phi(n_2 - n_3)}{\phi(N) + \phi(n_2 - n_3) - 2\phi(n_1) + \phi(N - n_1) \frac{Y^+ + Y^-}{Y^- - Y^+} + \phi(n_1) \frac{Y^{++} + Y^-}{Y^- - Y^+}} \right| \quad (2.17)$$

Con la ecuación 2.17 se tiene una relación entre el factor de calidad Q , las admitancias de entrada de los circuitos de transformación Y^+ y Y^- y la cantidad de diodos abiertos y cerrados en el diafragma de control.

Sabemos que en el caso ideal, el factor de calidad Q tiene un valor de 1. Por lo tanto, es necesario maximizar su valor para obtener pérdidas mínimas, como se puede deducir de la expresión 2.14. En consecuencia, se deben encontrar los puntos donde la función del factor de calidad Q es máxima, los cuales se pueden hallar con ayuda de la derivada. El análisis para encontrar estos puntos se describen a detalle en el trabajo [4], para una mejor referencia. En este trabajo no se ve necesario describir a detalle el procedimiento, sin embargo es importante aclarar que se parte de la expresión 2.17, donde tenemos al factor de calidad en término de las relaciones $(Y^+ + Y^{*-})/(Y^- - Y^+)$ y $(Y^{+*} + Y^-)/(Y^- - Y^+)$, las cuales, con ayuda del teorema de Tellegen [28] se consigue una expresión de la derivada de Q y φ_k^+ , que es la fase del coeficiente de transmisión de un circuito de conmutación con un diodo apagado. Al final se obtiene la siguiente expresión del numerador de la derivada de Q :

$$NQ'(\varphi_k^+) = -4\phi^2(n_2 - n_3) \sin(2\varphi_k^+) \left\{ \phi(n_1) \left[\phi(n_2 - n_3) + \phi(N) - 2\phi(n_1) - \frac{\phi(N - n_1)}{M} \right] + \frac{\phi(N - n_1)\phi(n_1)}{M} \frac{1}{\frac{r_+}{R_-} \sin^2(\varphi_k^+) + \frac{R_-}{r_+} \cos^2(\varphi_k^+)} \right\} \quad (2.18)$$

donde r_+ y R_- son la resistencias del diodo p - i - n en estado encendido y apagado respectivamente y M es la figura de mérito descrita anteriormente.

Es evidente que la derivada de Q es cero, cuando $\varphi_k^+ = 0, \pi/2$. Estos puntos son puntos críticos, sin embargo no necesariamente logran que Q esté en su valor máximo, ya que podrían ser también puntos mínimos. Hace falta analizar estos puntos para ver qué sucede con el factor de calidad Q y las pérdidas de inserción.

Para el primer donde $\varphi_k^+ = 0$, se obtiene que la condición para que el factor de calidad Q sea máximo, se debe cumplir con la siguiente condición.

$$\phi(n_3) = \frac{n_1}{2} - \frac{\sin\left(\frac{n_1\pi}{N}\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{N}\right)} = 0 \quad (2.19)$$

De la expresión 2.19 se observa que, para que $\phi(n_3)$ sea igual a cero, es necesario que n_1 sea igual a 1, correspondiente a las pérdidas de inserción mínimas en el desplazador de fase.

Dicho de otro modo, el diafragma consta de N circuitos de transformación, uno de los cuales tiene como carga un diodo apagado o en estado de alta impedancia y los $N - 1$ restantes se encuentran conectados a diodos encendidos o de baja impedancia. Entonces, bajo estas condiciones, la expresión para el valor de Q máxima se calcula de la siguiente manera:

$$Q_{\text{máx}} = \frac{2M}{2M - N(M - 1)} \quad (2.20)$$

Con ayuda de las ecuaciones 2.20 y 2.14 se puede conseguir la expresión de pérdidas para este caso:

$$L_{min} = 2\sqrt{N(1-M)} = \sqrt{0.5N}L_1 \quad (2.21)$$

donde $L_1 = 4\sqrt{r_+/R_-}$ que representa las pérdidas de un desplazador de fase que tiene un sólo circuito de transformación (un desplazador de 1 bit).

La ecuación 2.20 representa las pérdidas mínimas, con la condición de que haya solamente un diodo en apagado y $N - 1$ diodos en estado encendido. Sin embargo, se nota que estas pérdidas son directamente proporcionales al número de diodos totales en el diafragma, lo que se traduce en grandes pérdidas de inserción al utilizar un número grande de bits en el desplazador de fase. Por lo tanto, se busca otro punto donde Q se pueda maximizar y se obtengan pérdidas de inserción óptimas.

El otro punto donde podría haber un valor máximo de Q es en $\varphi_k^+ = \pi/2$. En este caso, se encuentra que el valor de Q óptima es:

$$Q_{opt} = 1 - \frac{4(1-M)}{(1+M)} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{n_1\pi}{N}\right)} n_1(N-n_1) \left[1 - \frac{\left(n_1 - \frac{N}{2}\right)^2}{2\left(1 - \frac{N}{2}\right)^2} \right] \quad (2.22)$$

La expresión 2.22 está directamente en función del número de diodos encendidos y del número de diodos totales. Con esta ecuación de Q y las pérdidas de inserción 2.14, obtenemos, en este caso, las pérdidas de inserción en término de n_1 y N .

$$L_{opt} = L_1 \frac{\sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}{\sin\left(\frac{n_1\pi}{N}\right)} \sqrt{n_1(N-n_1) \left[1 - \frac{\left(n_1 - \frac{N}{2}\right)^2}{2\left(1 - \frac{N}{2}\right)^2} \right]} \quad (2.23)$$

Al derivar 2.23 respecto a n_1 e igualando a cero para obtener el valor mínimo de las pérdidas de inserción, obtenemos que el valor de n_1 que minimiza a L es:

$$n_{1_{opt}} = \frac{N}{2} \quad (2.24)$$

Lo que significa que el diafragma tendrá $N/2$ diodos encendidos y $N/2$ diodos apagados en cualquier instante de tiempo. En la figura 2.7 se muestra este caso para $N = 6$.

La expresión 2.23 expresa la cantidad de diodos cerrados necesarios para conseguir un valor de pérdidas de inserción mínimas. Así que, sustituyendo $n_{1_{opt}} = N/2$ en 2.23 y simplificando se obtiene el valor de pérdidas mínimas teniendo la mitad de los diodos encendidos y la mitad apagados:

$$L_{min} = \frac{N \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}{2} L_1 \approx \frac{\pi}{2} L_1 = (1.57)L_1 \quad (2.25)$$

Al aumentar el número de diodos N , de tal manera que en la ecuación 2.25 el argumento de la función seno sea lo suficientemente pequeño como para considerar que $\sin(\pi/N) = \pi/N$, entonces

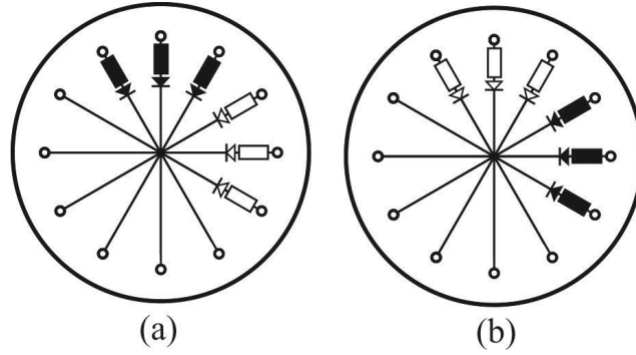


Figura 2.7: Ejemplo del comportamiento del diafragma para $n_1 = N/2$ y $N = 6$. a) Antes de conmutar; (b) Después de conmutar.

Tabla 2.1: Pérdidas de inserción para diferentes cantidades de diodos modelo HPND4005.

N	n1									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
4	0.069	0.069	0.069	-	-	-	-	-	-	-
8	0.09	0.08	0.08	0.07	0.08	0.08	-	-	-	-
16	0.13	0.11	0.09	0.09	0.08	0.08	0.08	0.07	0.08	0.08

podemos utilizar la aproximación que se muestra en la ecuación 2.25 para calcular las pérdidas de inserción mínimas.

La expresión de las pérdidas de inserción mínimas 2.25 junto con la relación entre los diodos encendidos y apagados $n_1 = N/2$ es el pilar de este trabajo y las primeras condiciones para el diseño del desplazador de fase. Gracias a esto podremos obtener desplazadores de fase de una gran cantidad de bits, y las pérdidas no tiene que verse afectadas como en el caso donde tenemos solamente un diodo apagado, donde las pérdidas aumentan si diseñamos desplazadores de fase de varios bits.

Para comprobar estos resultados, se han calculado las pérdidas de inserción suponiendo un desplazador de fase que utiliza un diodo *p-i-n* modelo HPND4005. Este diodo tiene como impedancias características $r_+ = 3[\Omega]$ y $R_- = 20[k\Omega]$ en estado encendido y apagado respectivamente, con las cuales se pueden obtener las pérdidas del desplazador de un sólo bit L_1 . Con este valor y utilizando otra vez la ecuación 2.23 se pueden obtener datos para generar la siguiente tabla al utilizar este diodo *p-i-n* como elemento conmutador del desplazador.

Al observar la tabla 2.1 se nota que las pérdidas de inserción mínimas se obtienen cuando $n_1 = N/2$. Además las pérdidas mantienen su valor a pesar de incrementar la cantidad de diodos N . Por lo que se demuestra que se pueden tener desplazadores de fase de varios bits, sin que las pérdidas de inserción se vean afectadas.

2.2. Diseño del desplazador de fase de 1 bit

Como se ha mostrado en la sección anterior, es importante saber las pérdidas de inserción L_1 , las cuales representan las pérdidas de inserción de un desplazador de fase de 1 bit. Sirve también para ver si se cumplen las condiciones para obtener desplazadores de fase de más bits. La base del diseño se presenta en el artículo [29]. El elemento principal, como en los descritos previamente, es la sección de control (figura 2.8). La sección de control se encuentra en la sección transversal de una guía de onda circular terminada en corto circuito. El diafragma de control es un sistema de ranuras resonantes que consiste en una ranura de anillo con un radio promedio de $\lambda/2$ y un stub radial inductivo. El circuito de conmutación está formado por un stub que tiene conectado en paralelo un diodo $p-i-n$ y un inductor, los cuales van conectados en serie entre ellos. La idea del inductor que va en serie al diodo $p-i-n$ es tener un grado más de libertad a la hora de optimizar el desplazador ya que, como vimos en los fundamentos teóricos, los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} podrían tener parte imaginaria y no sólo real. De esta manera, con ayuda del inductor en serie y la capacitancia de los diodos abiertos, se podrían tener estos coeficientes de reflexión con parte imaginaria.

2.2.1. Estructura del desplazador de fase de 1 bit

Una de las condiciones que se deben de cumplir es que el desplazador de fase tenga coeficientes de reflexión que cumplan con la condición $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$. Esto significa que ambos coeficientes de reflexión deben tener magnitudes iguales y con una diferencia de fase de 180° entre ambos debido al signo negativo.

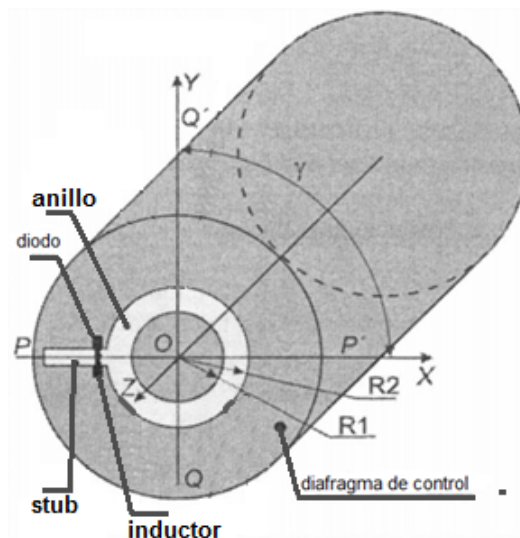


Figura 2.8: Estructura del desplazador de fase de 1 bit.

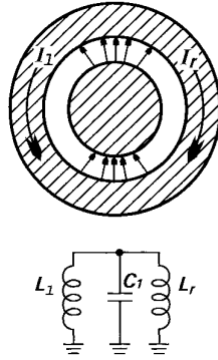


Figura 2.9: *Ranura en forma de anillo y su circuito equivalente.*

En el artículo [3] se describen las partes de las que consta el circuito equivalente de esta estructura. En primer lugar, la geometría de la ranura en forma de anillo tiene como circuito equivalente una capacitancia y dos inductancias en paralelo, como se muestra en la figura 2.9. En el anillo, la energía magnética es almacenada principalmente por las corrientes eléctricas I_r e I_l , las cuales fluyen a través de la parte derecha e izquierda del anillo externo de material conductor, respectivamente. Las inductancias L_l y L_r se deben a estas corrientes. La energía eléctrica se almacena debido a la concentración del campo eléctrico en la ranura en forma de anillo. Gracias a esta concentración existe una capacitancia C_1 en el circuito equivalente. De la onda con polarización circular, su componente con vector de campo eléctrico paralelo al stub, únicamente ve el anillo de la figura 2.9 debido a las condiciones de frontera que no permiten el paso de campo eléctrico a través del stub. Por lo tanto, el stub no afecta a esta componente.

Para la componente con vector de campo eléctrico perpendicular al stub, se tiene una contribución inductiva debida al stub y también la contribución del diodo y del inductor conectados en serie entre sí y en paralelo al stub. Debido a esto, además de considerar la inductancia y capacitancia del anillo, se debe considerar el stub inductivo y el diodo *p-i-n* junto con el inductor.

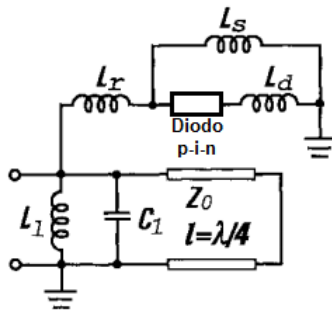


Figura 2.10: *Circuito equivalente de la sección de control para la componente con vector de campo eléctrico perpendicular al stub.*

Estos irán conectados en serie a una de las inductancias L_l o L_r como se muestra en la figura 2.10. En esta imagen se muestran las inductancias L_l y L_r y la capacitancia C_1 que se deben al anillo. Una de estas inductancias junto con el capacitor C_1 van conectados en paralelo a una línea de transmisión de una longitud de $\lambda/4$ e impedancia característica Z_0 terminada en corto circuito, debida a la guía de onda circular. En la estructura esto se representa como un muro metálico al final de la guía de onda. Las inductancias L_s y L_d son debidas al stub y al inductor conectado en serie al diodo *p-i-n*.

Es importante definir las metas y características sobre las cuales se diseñará el desplazador de fase. Entre ellas es su frecuencia de operación, ancho de banda, pérdidas, guía de onda a utilizar, materiales para el diafragma de control, diodos a utilizar, etc. Las pérdidas de inserción pueden ser calculadas por medio de las ecuaciones descritas en la sección de fundamentos teóricos. Sabemos de la ecuación 2.21, que las pérdidas de inserción para un desplazador de fase de 1 bit son L_1 . Por lo tanto, sustituyendo los valores para un diodo modelo HPND4005 (con valores $r_+ = 6[\Omega]$ y $R_- = 20[k\Omega]$):

$$L_1 = 4\sqrt{\frac{r_+}{R_-}} = 4\sqrt{\frac{6[\Omega]}{20[k\Omega]}} = 0.069 \quad (2.26)$$

Al pasar este valor a dB nos da:

$$L_1[dB] = 10 * \log(1 - 0.069) = -0.312[dB] \quad (2.27)$$

Con esto ya se tienen las pérdidas de inserción esperadas por el desplazador de 1 bit. A continuación se enlistan algunas de las características de diseño del desplazador de fase:

- **Frecuencia central de trabajo:** $f_0 = 36.5[GHz]$. Trabaja en banda K_a .
- **Ancho de banda:** El desplazador de fase será de banda estrecha.
- **Pérdidas de inserción:** Se esperan pérdidas de inserción aproximadas de $-0.312[dB]$ según la teoría.
- **Tamaño de la guía de onda circular:** El desplazador se basará en una guía de onda circular de $3.6[mm]$.
- **Sustrato para el diafragma de control:** Se utilizará un material de la empresa Rogers RO5880.
- **Diodo *p-i-n*:** Se utilizará el modelo HPND4005.

Al ser un desplazador de fase de 1 bit, únicamente tendrá 2 estados, lo que significa que solamente se conseguirán dos desplazamientos de fase.

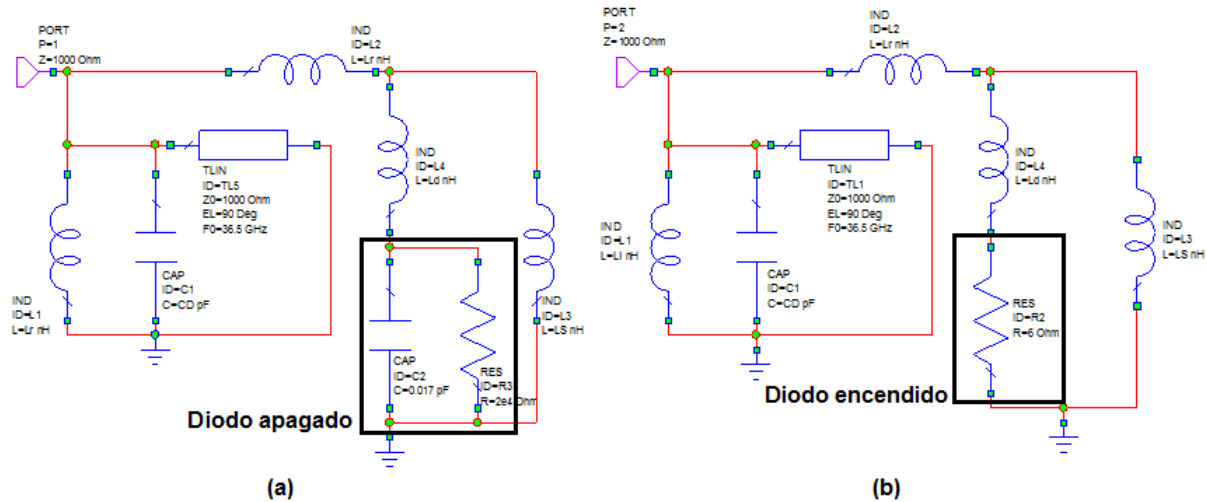


Figura 2.11: Circuitos equivalentes para el desplazador de fase de 1 bit. (a) Estado con diodo apagado; (b) estado con diodo encendido.

2.2.1.1. Análisis circuital del desplazador de fase de 1 bit

Como primera aproximación, se analizó el circuito equivalente del desplazador de fase que cumpla con las características necesarias. Con los circuitos descritos anteriormente, y con ayuda de un software para análisis de circuitos se simuló y optimizó los circuitos equivalentes al desplazador de fase.

Cabe mencionar que cuando se inició la optimización de este desplazador de fase, se pensaba que una de las condiciones que debía cumplir el desplazador de fase para lograr pérdidas mínimas era que los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} tuvieran un valor de $+j$ y $-j$. Esto quiere decir que se esperaba que el desplazador de fase trabajara prácticamente como un capacitor y un inductor para cada estado de conmutación. Sin embargo, esta hipótesis fue desechada al tratar de desarrollar un desplazador de fase de más bits, por lo que en este primer diseño aún se tenía la idea de obtener desplazadores de fase que trabajaran de esta manera. Circuitualmente se comprobó esta teoría, sin embargo el circuito correspondiente no se pudo convertir a la geometría real del diafragma de control. Esto será discutido en el capítulo siguiente con más detalle.

Los circuitos utilizados para la optimización del circuito equivalente se muestran en la figura 2.11, donde se muestran los dos estados del diodo *p-i-n*. Se consideró un diodo modelo HPND4005. Cuando el diodo se encuentra apagado, su circuito equivalente es una resistencia de $20[k\Omega]$ y una capacitancia de $0.017[pF]$ conectados en paralelo. Cuando el diodo se encuentra encendido, su circuito equivalente únicamente es una resistencia de $6[\Omega]$. Estos datos pueden ser corroborados en la hoja de datos del fabricante del diodo *p-i-n*.

El puerto de entrada en ambos circuitos tiene una impedancia de $1[k\Omega]$, la cual se debe a la impedancia característica de la guía de onda circular. De la misma manera, la línea de transmisión

terminada en corto circuito, tiene una impedancia característica de $1[k\Omega]$ por la misma razón.

Antes de meter el circuito al optimizador de Microwave Office, es necesario definir las metas a las que se quiere llegar. Las metas de optimización se muestran en la tabla 2.2. Como se puede ver, las metas se trabajaron por medio de admitancias ya que se esperaba que el desplazador de fase trabajara con coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} de valores $+j$ y $-j$. Debido a esto, la parte real de la admitancia de entrada del circuito debe ser igual para ambos estados de conmutación y la parte imaginaria deben ser 1 y -1 (como valor normalizado) y así el desplazador de fase podrá trabajar como capacitor e inductor para cada estado con diodo abierto y cerrado, respectivamente. En la tabla 2.2 se muestran estas metas donde se ingresó una ecuación para restar las partes reales de la admitancia de cada circuito y así poner como objetivo el valor de 0, con lo que se logra que sean iguales.

Tabla 2.2: *Metas de optimización para el desplazador de fase de 1 bit.*

Metas	Diodo abierto	Diodo cerrado
$Im \{Y(1, 1)\}$	0.001[S]	-0.001[S]
$Re \{Y(1, 1)_{Diodoabierto}\} - Re \{Y(1, 1)_{Diodocerrado}\}$	0	

Al optimizar los circuitos de la figura 2.11 con las metas de la tabla 2.2, se obtuvieron los siguientes datos:

Tabla 2.3: *Datos obtenidos después de optimizar los circuitos equivalentes.*

Parámetro	Descripción	Valor
L_r	Inductancia del anillo	1.071[nH]
C_D	Capacitancia del anillo	0.0286[pF]
L_d	Inductancia en serie al diodo {p-i-n}	0.2639[nH]
L_S	Inductancia del stub	0.5852[nH]
Z_0	Impedancia de la guía de onda	1[k Ω]
EL	Longitud eléctrica de la guía de onda	90°
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	17[fF]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[k Ω]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]

Los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} se muestran en la figura 2.12b en carta Smith y en gráfica polar 2.12a. Se cumple entonces con que los coeficientes de reflexión tiene una diferencia de fase de 180°, además se logró que ambos coeficientes de reflexión se situaron en la región compleja de la carta Smith, teniendo valores cercanos a $-j$ y $+j$.

Comprobando si se cumple el valor teórico calculado para las pérdidas de inserción, se había predicho un valor de $-0.312[dB]$. En la figura 2.12c, se muestra la gráfica de la magnitud de los coeficientes de reflexión, los cuales tiene un valor de 0.966. Al calcular las pérdidas de inserción se obtiene:

$$L = 1 - |\Gamma|^2 = 1 - (0.966)^2 = 0.067 \quad (2.28)$$

Pasando este valor a dB:

$$L[dB] = 10 \log(1 - 0.067) = -0.3[dB] \quad (2.29)$$

Con esto se comprueba el valor calculado teóricamente y el valor obtenido por el circuito equivalente de las pérdidas de inserción. Con base en este circuito y los valores obtenidos con la optimización, se irá formando la estructura del diafragma de control para ver si se puede generar la estructura electromagnética.

2.2.1.2. Estructura electromagnética del desplazador de fase de 1 bit

Ya se tiene un circuito equivalente que comprobó las pérdidas de inserción calculadas para un desplazador de fase de 1 bit y que trabaja bajo las condiciones necesarias de un desplazador de

fase tipo espirafase. Para lograr obtener una estructura electromagnética cuyo circuito equivalente sea el de la figura 2.11 se fue viendo las resonancias y ancho de banda que tiene el circuito de la estructura, iniciando por el circuito resonante de la ranura en forma de anillo y agregando elemento a elemento. Con estas frecuencias de resonancia, se buscó conseguir una estructura que tuviera la misma respuesta que el circuito equivalente. Con ayuda del software *CST Microwave Studio* se simuló la estructura electromagnética. Se consideró una guía de onda circular de $3.6[\text{mm}]$ conectada a los puertos por ambos extremos para ver la resonancia del diafragma. El diafragma está implementado en un sustrato de Rogers RO5880, el cual tiene una permitividad eléctrica de $\epsilon = 2.2$ y el material conductor se simuló como PEC (Conductor perfecto). El material dieléctrico del sustrato y el material conductor tienen un grosor de $127[\mu\text{m}]$ y $17[\mu\text{m}]$, respectivamente. Para la simulación se trabaja con una polarización lineal para poder visualizar la respuesta en frecuencia de los circuitos resonantes.

2.2.1.2.1. Parámetros geométricos y de simulación para el desplazador de fase de 1 bit

Para empezar a simular en CST Microwave Studio es necesario definir ciertos parámetros

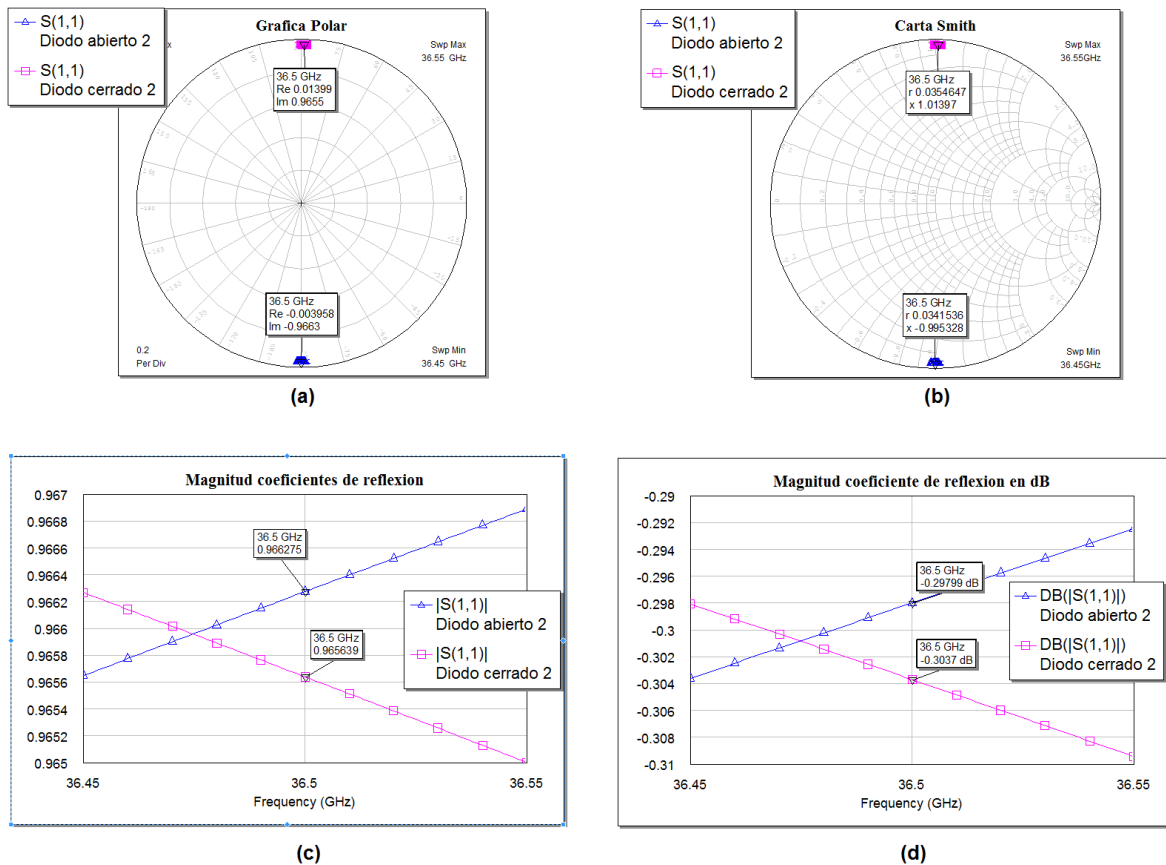


Figura 2.12: Gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . (a) Gráfica polar; (b) Carta Smith; (c) Magnitud; (d) Magnitud en dB.

geométricos y de simulación.

■ Parámetros de simulación

- *Material del entorno de simulación (Background material):* Conductor perfecto (PEC). Este material conforma el espacio de trabajo en CST Microwave Studio. Se elige PEC ya que la guía de onda se simula como un tubo de vacío y el diafragma va dentro de esta guía de onda.
- *Rango de frecuencias de simulación:* de 20 a 50[GHz] dependiendo de la resonancia buscada.
- *Método de solución:* Dominio del tiempo. Es un método de solución efectivo para la mayoría de aplicaciones de altas frecuencias y puede obtener todo el comportamiento en la banda de frecuencias del dispositivo simulado. Se basa en una técnica de integración finita, o elemento finito.
- *Configuración de los puertos:* Se utilizaron dos puertos, uno en cada extremo de la guía de onda. El desplazador de fase trabaja en régimen unimodal, por lo que sólo se simula el modo de propagación TE_{11} . El ángulo de polarización se elige de tal manera que el vector de campo eléctrico sea ortogonal al stub para que este sea excitado por el modo TE_{11} . Se simuló con un modo TE_{11} vertical.
- *Condiciones de frontera:* En las direcciones X y Y se seleccionó *electric* ($E_t = 0$), mientras que en la dirección Z como abierto. (*open*)

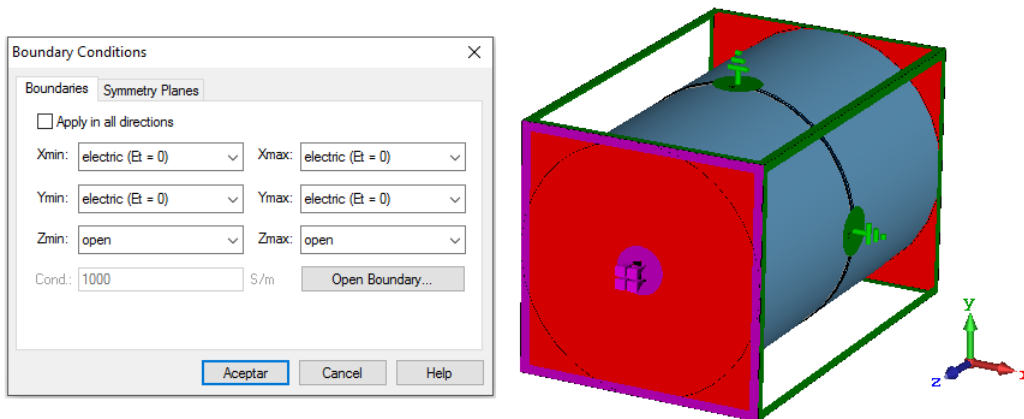


Figura 2.13: Condiciones de frontera para la simulación.

■ Materiales de la estructura

- *Guía de onda:* Se simula como vacío (*Vacuum*).

- *Sustrato dieléctrico:* Se utiliza el material RO5880 de Rogers, el cual tiene una permitividad $\epsilon = 2.2$ y tangente de pérdidas $\tan \delta = 0.0009$.
 - *Material conductor del diafragma:* Se utiliza conductor eléctrico perfecto (PEC), el cual se considera con una resistividad nula.
- **Parámetros geométricos de la estructura** Aquí se definen los parámetros que conformarán la geometría del desplazador de fase. En primer lugar es importante hacer el cálculo de la longitud de onda, ya que algunas dimensiones del desplazador dependen de esta longitud de onda a la frecuencia central ($36.5[GHz]$). Debido a que la onda TE_{11} se propaga a través de la guía de onda circular, la longitud de onda λ_g se calcula en función de la constante de fase β . Para calcular beta se deben encontrar lo números de onda del material de relleno de la guía de onda (Vacío) k y el número de onda de corte k_c .

$$k_c = \frac{P'_{11}}{a} = \frac{1.841}{3.6[mm]} = 511.389[m^{-1}] \quad (2.30)$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = (2\pi(36.5[GHz]))\sqrt{(4\pi \times 10^{-7}[H/m])(8.85 \times 10^{-12}[F/m])} = 764.8[m^{-1}] \quad (2.31)$$

El valor de P'_{nm} se obtiene de tablas matemáticas y varía dependiendo del modo propagación en el que se quiera calcular, en este caso es el modo TE_{11} y tiene un valor de $P'_{11} = 1.841$. El valor de a se define por el radio de la guía de onda, el cual mide $a = 3.6[mm]$. ω es la frecuencia angular a la que se quiere calcular la guía de onda ($\omega = 2\pi f_0$). μ y ϵ son la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica del material de relleno de la guía de onda circular, en este caso el vacío. Teniendo los números de onda k y k_c , se calcula la constante de fase y la longitud de onda en la guía de onda circular.

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = 568.686[m^{-1}] \quad (2.32)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = 11.0486[mm] \quad (2.33)$$

Al momento de dibujar la estructura en un software como CST Microwave Studio, es importante poner las dimensiones den términos de parámetros. Esto ayuda a hacer modificaciones de dimensiones de una manera ágil, además de que es necesario agregar estos parámetros si se desea optimizar la estructura.

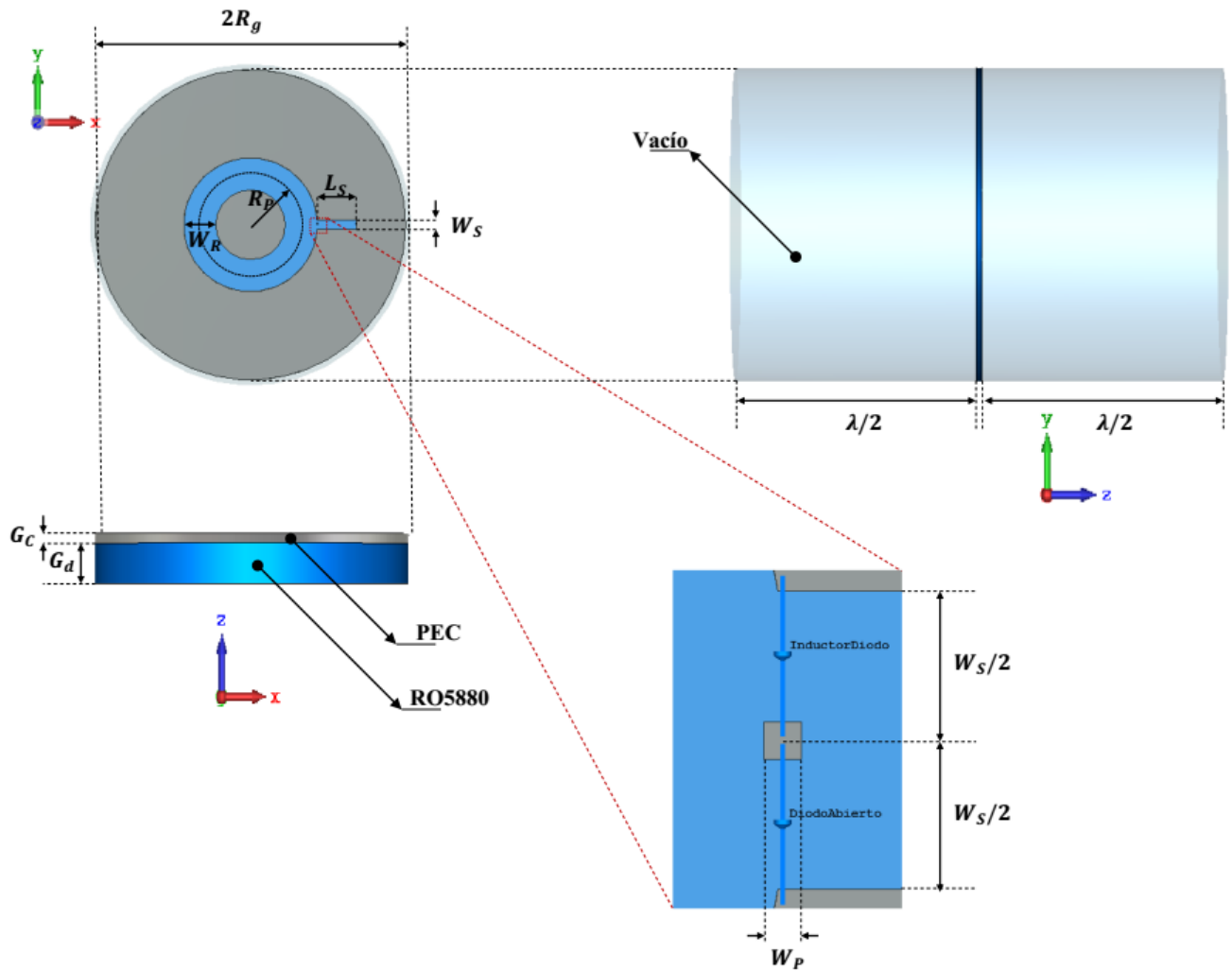


Figura 2.14: *Parámetros geométricos del desplazador de fase.*

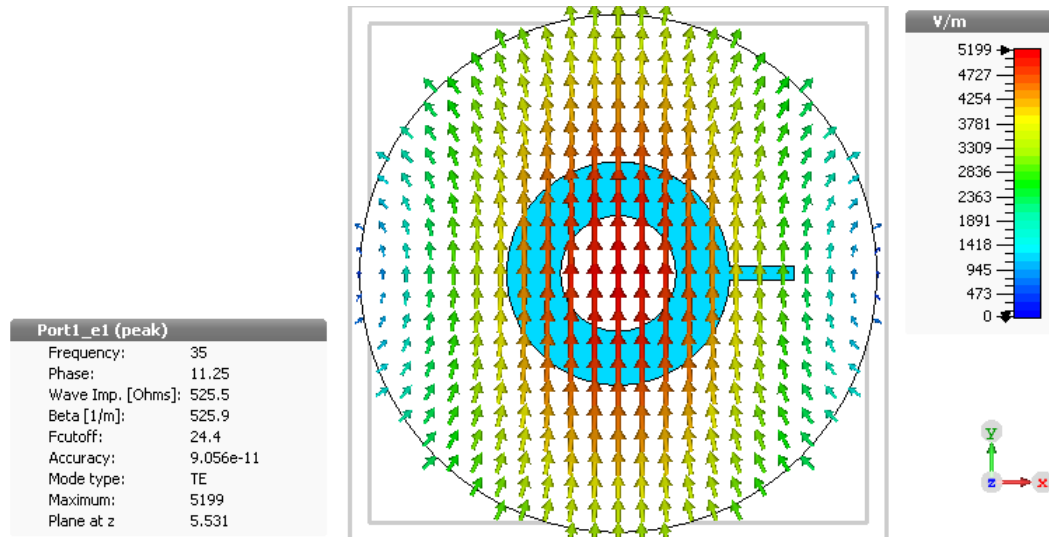
Tabla 2.4: *Parámetros geométricos del desplazador de fase de 1 bit.*

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
G_c	Espesor del cobre	17[μm]
G_d	Espesor del dieléctrico	127[μm]
R_g	Radio de la guía de onda	3.6[mm]
λ	Longitud de onda a 36.5 [GHz]	11.05[mm]
R_p	Radio promedio de la ranura de anillo	-
W_r	Ancho de la ranura de anillo	-
L_s	Longitud del stub	-
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
W_p	Ancho del poste de conexión	25[μm]
L_d	Inductancia en serie al diodo	0.2639[nH]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[$k\Omega$]
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	17[fF]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]

La estructura del desplazador de fase junto con sus parámetros geométricos se pueden observar en la figura 2.14. Los parámetros se describen en la tabla 2.4.

En la figura 2.15 se puede observar el campo eléctrico de la onda TE_{11} con polarización vertical que viaja a través de la guía de onda. Con este modo se simulará el CST Microwave Studio para analizar las resonancias de cada estructura.

Ya se tienen definidos los parámetros de simulación y los parámetros geométricos de la

Figura 2.15: *Vector de campo eléctrico de la onda TE_{11} .*

estructura del desplazador de fase. Ahora se necesita obtener una estructura que tenga la misma respuesta en frecuencia que el circuito equivalente obtenido.

2.2.1.2.2. Simulación del anillo ranurado Para conseguir el desplazador de fase que tenga la misma respuesta que el circuito equivalente optimizado, se fue comparando la respuesta en frecuencia de cada elemento resonante del desplazador de fase. Para iniciar se trata de simular la respuesta del anillo resonante únicamente. En la figura 2.16 se muestra el circuito equivalente del anillo y su respuesta en frecuencia.

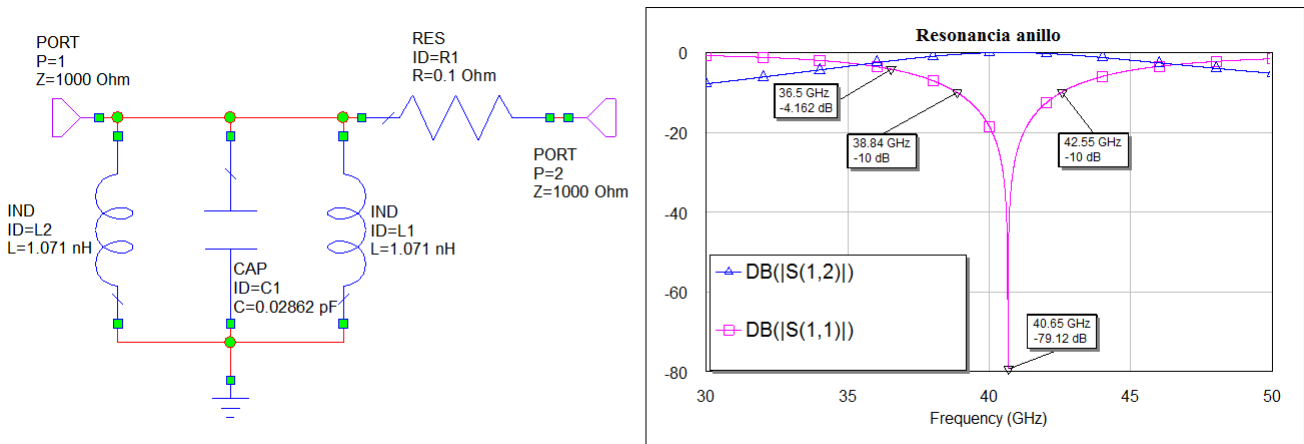


Figura 2.16: Circuito equivalente del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.

Para pasar este resultado a la estructura, se debe asemejar la misma respuesta en frecuencia. Como primera aproximación, del artículo [3], se tiene una relación entre la longitud de onda a la frecuencia de resonancia del anillo y el diámetro promedio D del mismo. Esta relación es $D = \lambda/\pi$, lo que significa que la longitud de onda debe ser igual al perímetro promedio de la ranura. Como se tiene la frecuencia de resonancia en $40.65[GHz]$, como se muestra en la figura 2.16, λ tiene un valor de $\lambda = C/f_o = 6.9278[mm]$, donde C es la velocidad de la luz en el vacío. Ya que se tiene la longitud de onda a la frecuencia de resonancia, se calcula el diámetro promedio $D = \lambda/\pi = 2.205[mm]$, o un radio promedio $R_p = 1.1025[mm]$.

Para lograr un ajuste tanto en la frecuencia de resonancia como en ancho de banda, se varía tanto el radio promedio del anillo como el ancho de la ranura. Al variar el ancho de la ranura, se modifica principalmente el ancho de banda, mientras que al modificar el radio promedio, se modifica principalmente la frecuencia de resonancia. Después de varios ajustes se logra la estructura y respuesta en frecuencia que se ven en la figura 2.17.

Se puede observar que la respuesta en frecuencia en ambos casos es similar. Tanto en ancho de banda (considerado a $-10[dB]$), la frecuencia de resonancia y la respuesta en $36.5[GHz]$, la cual es la frecuencia de operación del desplazador de fase. Se trata que estos tres valores se parezcan

para considerar la misma respuesta. Los valores obtenidos para el radio promedio y el ancho de la ranura fueron $R_p = 1.182[mm]$ y $W_r = 0.748[mm]$, respectivamente. Cabe señalar que el valor final del radio promedio es semejante al calculado anteriormente.

2.2.1.2.3. Simulación del anillo y el stub Ya que se logró obtener una respuesta similar al circuito equivalente para el anillo, se agregará el stub inductivo. Este tiene un ancho fijo de $0.2[mm]$ que define su impedancia característica del stub. Para lograr la respuesta similar al circuito equivalente se irá modificando la longitud del stub hasta ajustar ambas curvas. En la figura 2.18 se muestra el circuito equivalente al considerar el stub y su respuesta en frecuencia.

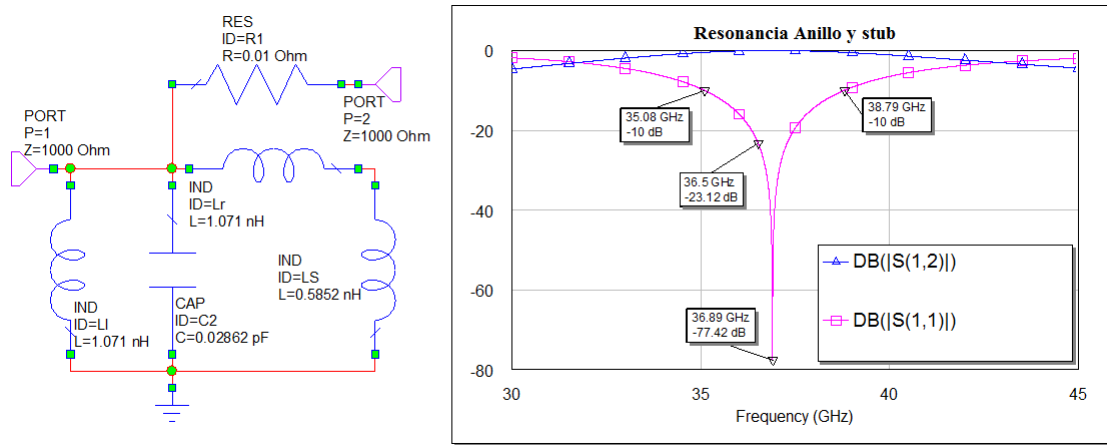


Figura 2.18: Circuito equivalente del anillo y el stub y su respuesta en frecuencia.

La resonancia se encuentra a la frecuencia de $36.89[GHz]$, que a diferencia del caso anterior era de $40.65[GHz]$ por lo que hay que bajar la frecuencia de resonancia con el stub. El ancho de banda del circuito resonante a $-10[dB]$ es de $3.71[GHz]$ y su respuesta a la frecuencia de operación de $36.5[GHz]$ es de $-23.12[dB]$. Como ya se ha mencionado, para que el stub sea excitado se debe incidir una onda TE_{11} con polarización lineal de tal manera que su vector de campo eléctrico sea

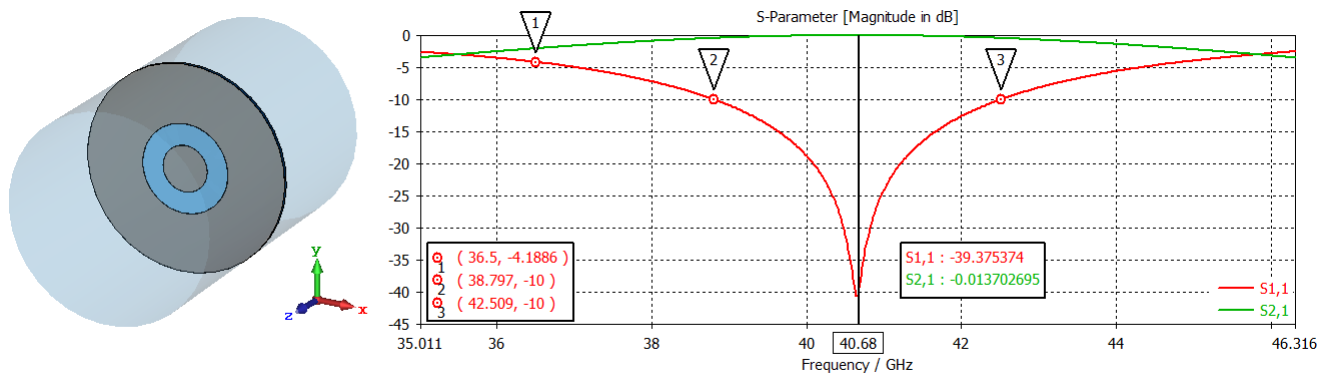


Figura 2.17: Estructura del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.

ortogonal al stub. En la figura 2.19 se muestra la estructura con el stub inductivo y su respuesta en frecuencia.

Se observa en la gráfica de la figura 2.19 la resonancia de la estructura a $36.9[GHz]$, un ancho de banda de $3.988[GHz]$ y una respuesta en $36.5[GHz]$ de $-23.52[dB]$. Los datos son similares a los del circuito equivalente, los cuales se lograron con una longitud del stub de $0.9[mm]$.

2.2.1.2.4. Simulación del anillo, stub e inductor. Se añadió el inductor como siguiente paso, en paralelo al stub, para verificar su respuesta en frecuencia. En la figura 2.20 se muestra el circuito equivalente y su respuesta en frecuencia. Tiene una resonancia en $39.15[GHz]$, un ancho de banda de $3.7[GHz]$ y una respuesta de $-7.085[dB]$ a $36.5[GHz]$.

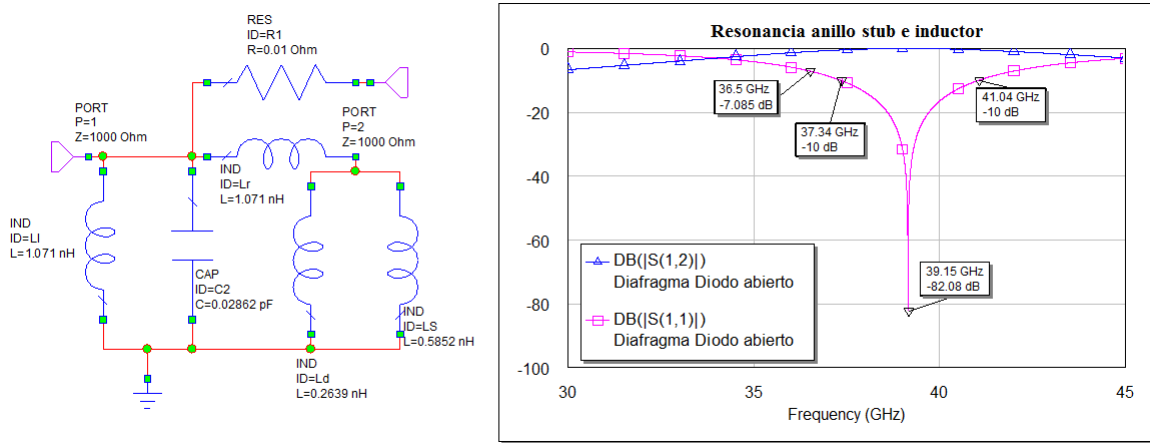


Figura 2.20: Circuito equivalente del anillo, stub e inductor y su respuesta en frecuencia.

El inductor se simula como un elemento concentrado conectado en paralelo a la ranura del stub inductivo. En la figura 2.21 se muestra la estructura con el inductor y su respuesta en frecuencia.

Comparando las figuras 2.20 y 2.21 se observa una respuesta similar. En la estructura se logró una frecuencia de resonancia de $39.165[GHz]$, un ancho de banda de $4.06[GHz]$ y una respuesta de

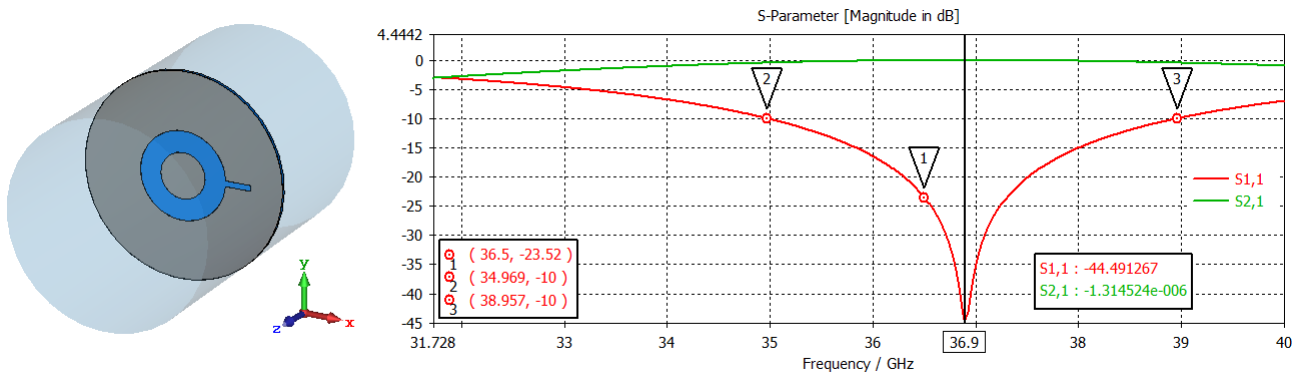


Figura 2.19: Estructura del anillo resonante con un stub y su respuesta en frecuencia.

$-7.77[dB]$ en $36.5[GHz]$. Sin embargo, el valor de inductor en la estructura tuvo que ser modificado para lograr tener una respuesta más parecida a la del circuito equivalente. El valor del inductor simulado en CST Microwave Studio es de $0.57[nH]$ a diferencia del inductor del circuito equivalente que es de $0.2639[nH]$.

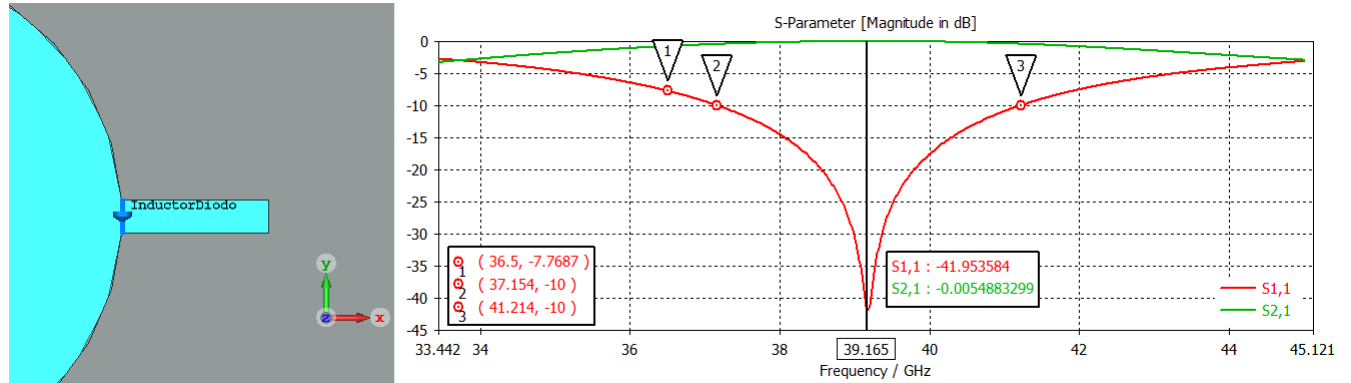


Figura 2.21: Estructura del anillo resonante con stub e inductor y su respuesta en frecuencia.

2.2.1.2.5. Simulación del diafragma con diodo cerrado. Por último se simula la resonancia obtenida con el diodo $p-i-n$ para ambos estados. En primer lugar se simuló para el diodo $p-i-n$ en estado cerrado, el cual tiene una resistencia de 6Ω . El diodo se conecta en serie al inductor como se muestra en la figura 2.22. Se tiene una frecuencia de resonancia de $39.14[GHz]$, un ancho de banda de $3.76[GHz]$ y una respuesta de $-7.209[dB]$ a la frecuencia de trabajo de $36.5[GHz]$.

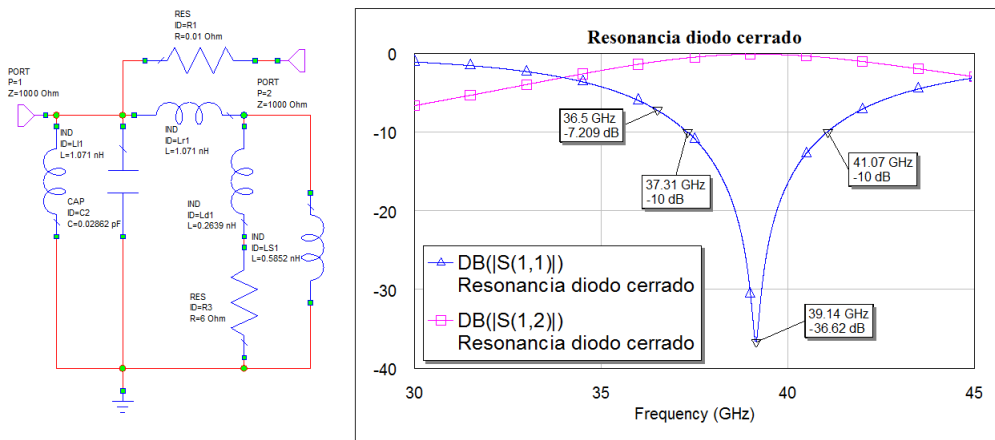


Figura 2.22: Circuito equivalente del diafragma con diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.

Al comparar la gráfica 2.22 con la respuesta antes de agregar el diodo cerrado de la figura 2.20, se observa que la frecuencia de resonancia no cambio prácticamente, sin embargo la magnitud del coeficiente de reflexión cambió, aumentando un poco su magnitud para la respuesta en $36.5[GHz]$.

Para la estructura electromagnética, se debe colocar un poste metálico en medio del stub, para poder conectar el diodo $p-i-n$ y el inductor, el cual tiene un tamaño de $25[\mu m]$ por lado. De la misma manera que el inductor, el diodo $p-i-n$ se simula como un parámetro concentrado resistivo, como se muestra en la figura 2.23. Se logra en la estructura una frecuencia de resonancia de $39.135[GHz]$, un ancho de banda de $4.102[GHz]$ y una respuesta de $-7.9[dB]$ a $36.5[GHz]$, datos similares a los obtenidos en la gráfica del circuito equivalente. No obstante, se tuvo que modificar también el valor de la resistencia en serie de $6[\Omega]$ a $12.9[Ohms]$ para lograr una respuesta similar.

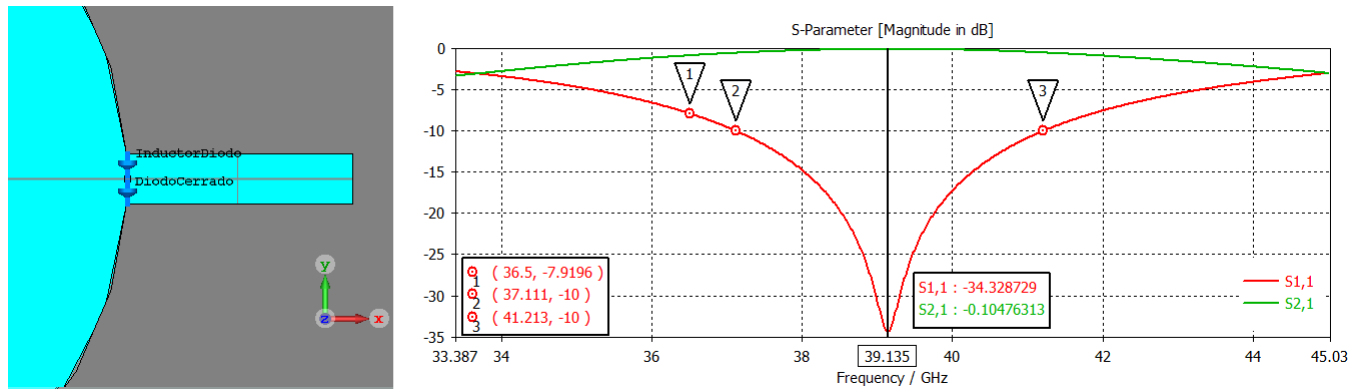


Figura 2.23: Estructura del diafragma de control con diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.

2.2.1.2.6. Simulación del diafragma con diodo abierto. Ahora se simulará el diafragma con un diodo en estado abierto, cuyo circuito equivalente se conforma por una capacitancia de $17[fF]$ en paralelo a una resistencia de $20[k\Omega]$, como se muestra en la figura 2.24. Se observa como la capacitancia del diodo abierto ha disminuido la frecuencia de resonancia notablemente, a un valor de $34.38[GHz]$, un ancho de banda de $2.86[GHz]$, y una respuesta de $-7.07[dB]$ en $36.5[GHz]$.

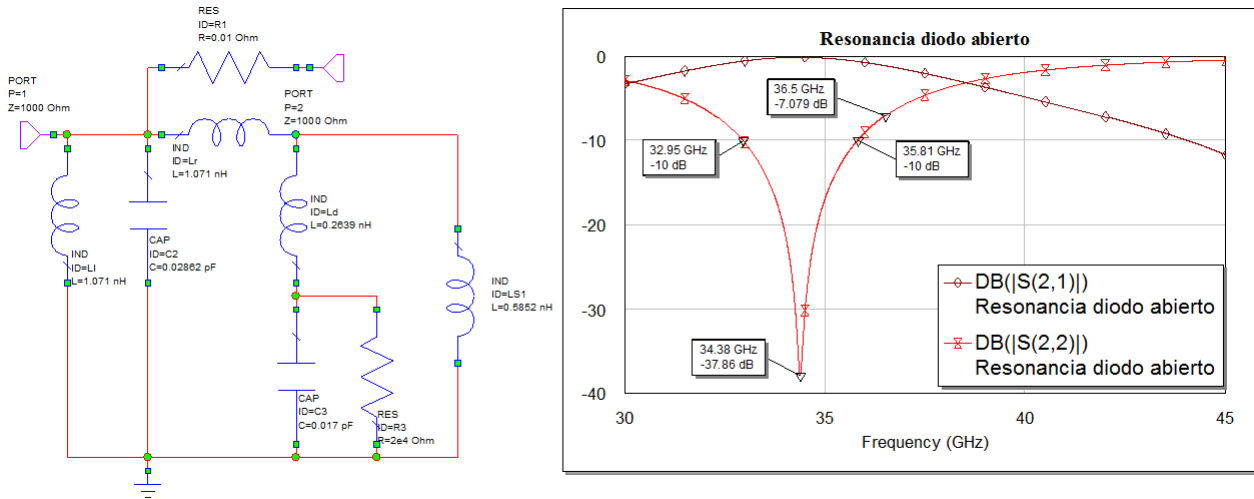


Figura 2.24: Circuito equivalente del diafragma con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.

En la figura 2.25 se muestra la estructura con una frecuencia de resonancia de $34.47[GHz]$, un ancho de banda de $2.798[GHz]$ y una respuesta de $-7.08[dB]$ a $36.5[GHz]$, datos similares a los obtenidos en la gráfica del circuito equivalente. Igualmente se modificaron los valores del diodo $p-i-n$ en estado abierto, resultando en $43[k\Omega]$ para su resistencia y $5.75[fF]$ para el capacitor. Con estos valores se logró obtener una respuesta similar.

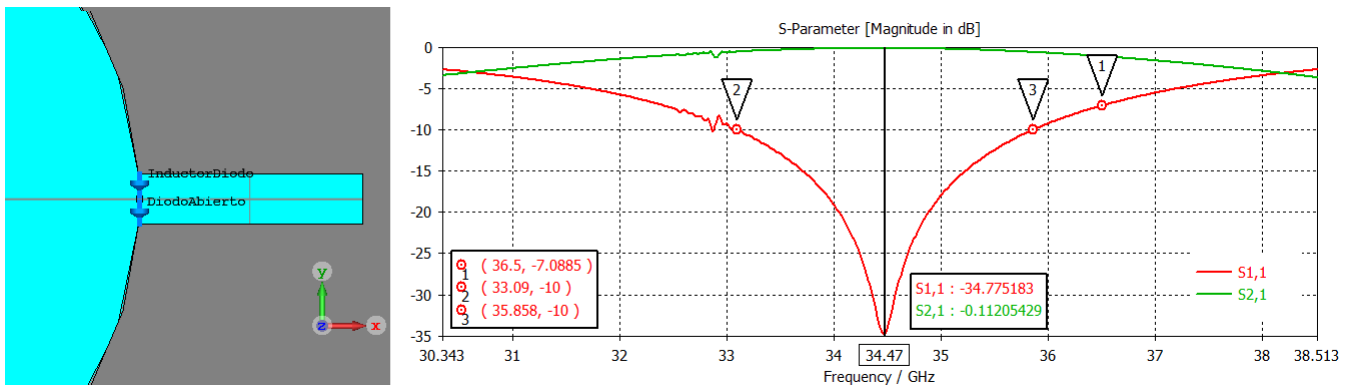


Figura 2.25: Estructura del diafragma de control con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.

En la tabla 2.5 se enlistan los valores obtenidos después de obtener una estructura con una respuesta similar a la del circuito equivalente.

Tabla 2.5: *Parámetros obtenidos del diafragma del control tras simular el circuito equivalente.*

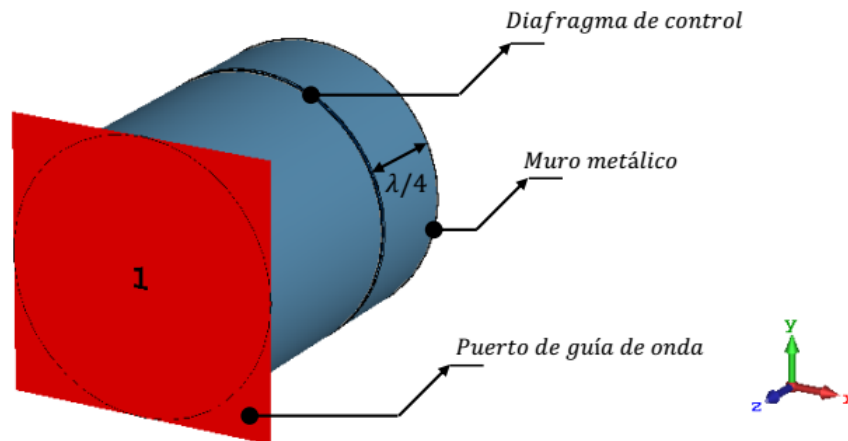
<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
R_p	Radio promedio del anillo	1.182[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	0.748[mm]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
L_s	Largo del stub	0.9[mm]
R_g	Radio de la guía de onda	3.6[mm]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μ m]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μ m]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	12.9[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	43.2[k Ω]
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	5.75[fF]

2.2.2. Optimización del desplazador de fase de 1 bit

Con los datos obtenidos, se hará una primera prueba del desplazador de fase, para verificar si se obtienen los mismos valores para los coeficientes de reflexión $\Gamma_{parallel}$ y Γ_{\perp} del circuito equivalente optimizado.

Para la simulación del desplazador de fase, se conservan prácticamente la misma estructura. Sin embargo, el desplazador de fase lleva un corto circuito al final de la guía de onda circular a una distancia de $\lambda/4$, el cual se simula como un muro metálico, por lo que se debe considerar en las condiciones de frontera definidas anteriormente. Se debe dejar solamente el puerto de entrada. La estructura queda como se muestra en la figura 2.26.

Al simularlo con los mismos parámetros de la tabla 2.5, el desplazador de fase mostraba

Figura 2.26: *Desplazador de fase de 1 bit.*

coeficientes de reflexión muy distintos a los esperamos por el circuito equivalente. Probablemente se deba por las modificaciones que se tuvieron que hacer para obtener una respuesta en frecuencia similar al circuito equivalente.

Si se comparan los valores obtenidos para el diodo y el inductor, se nota que se obtuvo valores bastante distintos a los originales del circuito equivalente. Debido a esto se decidió modificar el inductor, las resistencias y la capacitancia del diodo para ver si se podía obtener un resultado mejor. La estructura no se modificó, ni el anillo ni el stub. Los valores obtenidos fueron los de la tabla 2.6.

Con estos parámetros se obtuvieron las gráficas de la figura 2.27.

Tabla 2.6: *Parámetros modificados del diafragma del control tras optimizar.*

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
R_p	Radio promedio del anillo	1.182[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	0.748[mm]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
L_s	Largo del stub	0.9[mm]
R_g	Radio de la guía de onda	3.6[mm]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μm]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μm]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	11[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	35[k Ω]
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	6.16[fF]
L_d	Inductancia en serie al diodo	0.35[nH]

En la figura 2.27 se ven las gráficas resultantes de los coeficientes de reflexión para el desplazador de fase después de variar sus parámetros concentrados. Hay que analizar si cumple con las características necesarias. En primer lugar, cumple con la condición $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$ ya que la diferencia de fase entre ambos coeficientes de reflexión es de 180° , su magnitud en ambos casos es de $-0.3[dB]$, como se puede apreciar en las gráficas polares y de magnitudes. Por otro lado, la estructura del desplazador de fase trabaja en la misma región que el circuito equivalente, en $+j$ y $-j$, por lo que ambos coeficientes de reflexión tienen una fase cercana a 90° y a 270° . Debido a esto, en el plano del diafragma se realiza la condición de un capacitor e inductor en lugar de corto circuito y circuito abierto como normalmente se diseña.

Por último se calculan las pérdidas para verificar que sean parecidas a las pérdidas del circuito equivalente y las predicciones teóricas calculadas. Al pasar la magnitud de los coeficientes de reflexión $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$ de unidades de dB a veces, se obtiene $\Gamma = 0.965$. Entonces las pérdidas en

veces son $L = 1 - |\Gamma|^2 = 1 - (0.965)^2 = 0.0688$. Por lo tanto las pérdidas en dB para este desplazador de fase son:

$$L[dB] = 10 \log(1 - 0.0688) = -0.309[dB] \quad (2.34)$$

En el caso teórico se tenía que el desplazador de fase debía tener pérdidas de $-0.311[dB]$, mientras que en el caso del circuito equivalente se obtuvo pérdidas de $-0.3[dB]$. Con esto se comprueban los teóricos y simulados.

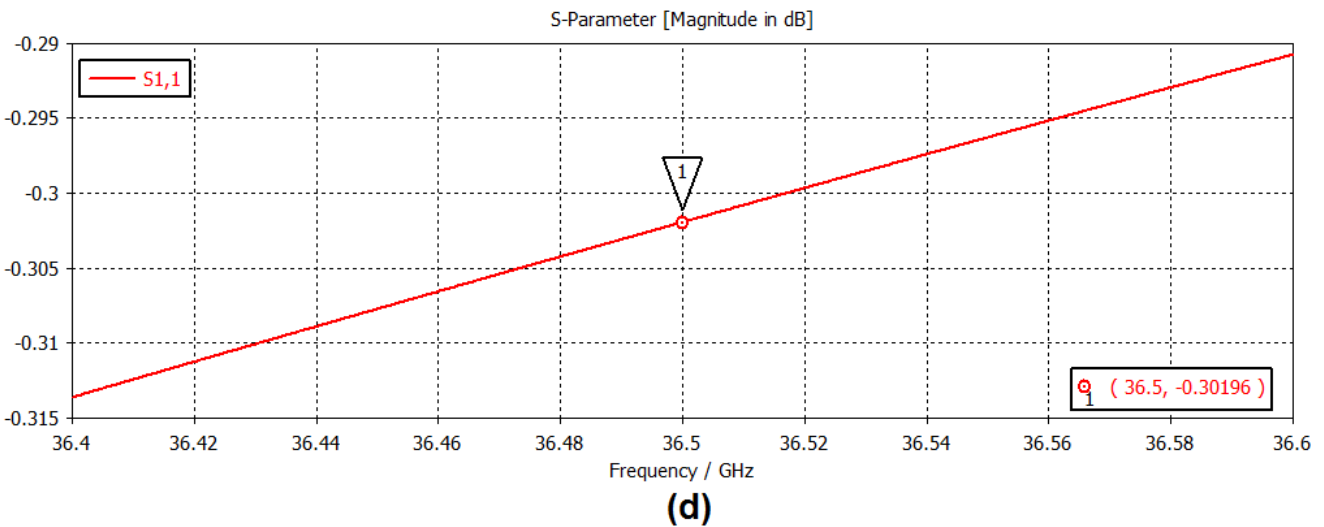
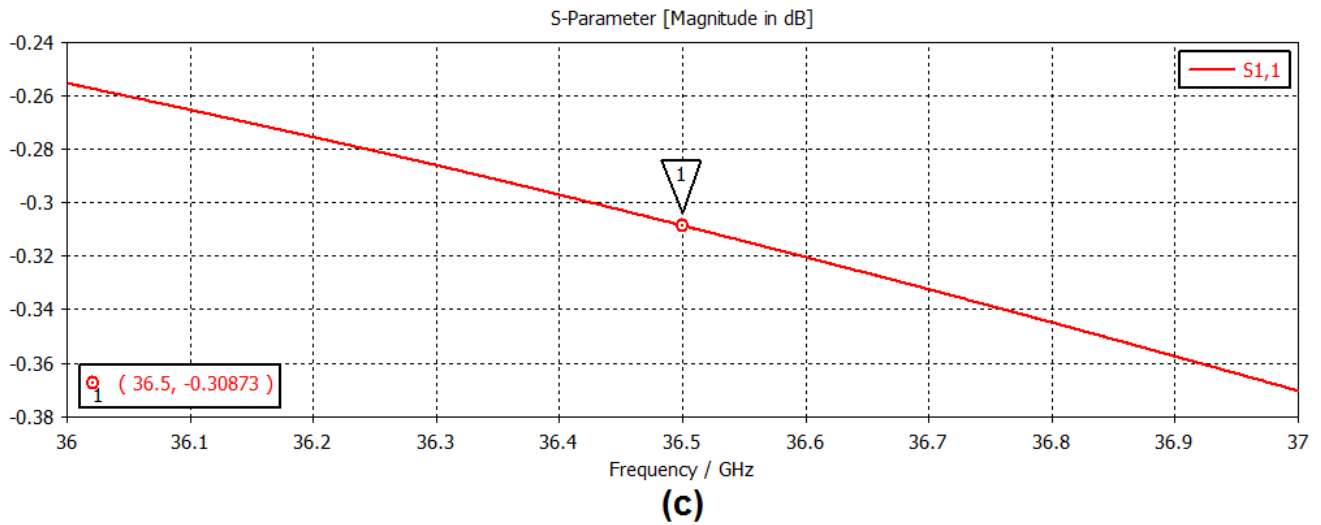
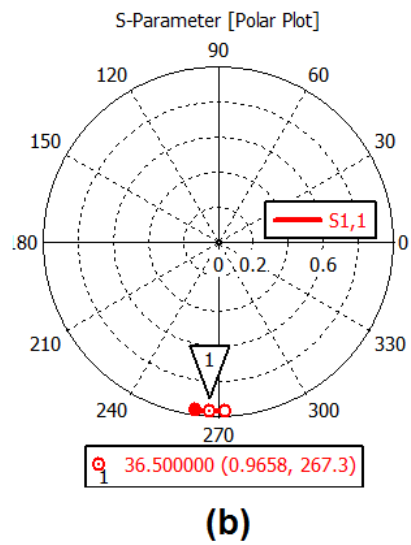
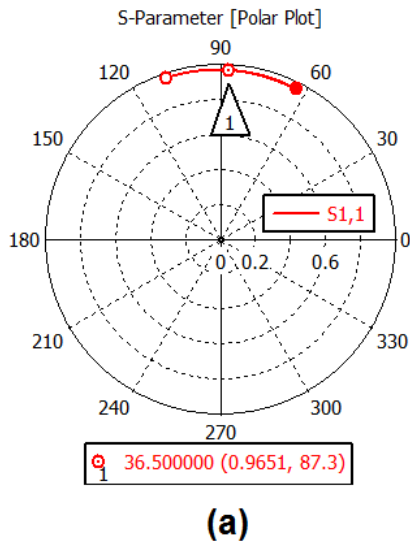


Figura 2.27: Resultados obtenidos tras variar los parámetros concentrados del desplazador de fase. (a) Gráfica polar de del coeficiente de reflexión con diodo cerrado; (b) Gráfica polar de del coeficiente de reflexión con diodo abierto; (c) Magnitud del coeficiente de reflexión con diodo cerrado; (d) Magnitud del coeficiente de reflexión con diodo abierto.

2.3. Conclusiones

1. Las pérdidas de un desplazador de fase tipo espirafase convencional, dependen de la cantidad de cambios de fase que tenga. Sin embargo, se ha desarrollado una teoría que describe como obtener desplazadores de fase de varios bits sin que las pérdidas de inserción se vean afectadas significativamente.
2. El factor de calidad y la figura de mérito son parámetros muy importantes definidos para el desplazador de fase y sus circuitos de conmutación, ya que nos indican la diferencia de impedancias o admitancias de cada estado de conmutación. Si se tiene una gran diferencia entre estos estados de conmutación, el factor de calidad del desplazador tenderá a un valor de 1 que conlleva a pérdidas de inserción mínimas. Es importante entonces maximizar el valor de este desplazador para tener un dispositivo de fase óptimo.
3. Existen dos formas de maximizar el factor de calidad, las cuales dependen de la cantidad de diodos abiertos y cerrados que tenga el diafragma de control en cada instante. El óptimo es cuando tenemos un diafragma de control con la mitad de diodos abiertos y la mitad de diodos cerrados. Con esta condición se obtiene una ecuación de las pérdidas de inserción que no dependen de la cantidad de cambios de fase que tenga el diafragma.
4. Es importante definir las pérdidas de un desplazador de fase de un bit, ya que a partir de este se pueden deducir las pérdidas de desplazadores de fase con más bits
5. Se comprobó que existe un circuito equivalente que cumpla con las características necesarias para el desplazador de fase teórico de 1 bit. Los resultados simulados del circuitos se comprobaron teóricamente.
6. El circuito equivalente ayuda a aproximar la estructura electromagnética del desplazador de fase de 1 bit. Teniendo sus resonancias se puede ir construyendo la estructura electromagnética
7. Los elementos concentrados tienen un cierto problema al simularlos en el software de CST Microwave Studio ya que en la simulación difiere mucho de los resultados esperados. Sin embargo se puede hacer un ajuste para alcanzar dichos resultados.
8. Al final se obtuvo una estructura electromagnética funcional para el desplazador de fase de 1 bit. Aunque los valores para el diodo $p-i-n$ no son comerciales se pudo comprobar que se puede generar un desplazador de fase que cumpla con las características teóricas descritas. Se compararon los datos de la estructura, del circuito equivalente y los teóricos y se obtuvieron resultados similares.

Capítulo 3

Desplazador de fase con 14 cambios de fase

En este capítulo se obtiene un desplazador de fase con 14 cambios de fase, el cual cumple con la condición de bajas pérdidas. El desplazador de fase trabaja en cada estado de conmutación con la mitad de diodos $p-i-n$ encendidos y la mitad apagados, distribuidos en sectores de diodos abiertos y cerrados como se describió en el capítulo 2, la cual es una de las condiciones para que el desplazador de fase tenga pérdidas mínimas.

Se presentan dos diseños distintos los cuales tienen una distribución de circuitos de conmutación diferentes, de tal manera que en uno se tiene un desplazador de fase con 14 diodos $p-i-n$ y 14 cambios de fase y en otro se tiene un desplazador de fase con 28 diodos $p-i-n$ y 14 cambios de fase. Sin embargo, el desplazador de fase con 28 diodos tiene pérdidas menores y una respuesta óptima a pesar de estar conformado por una cantidad mayor de diodos $p-i-n$. Por otro lado, se comparan ambos desplazadores de fase con un desplazador de fase convencional, el cual trabaja con un diodo $p-i-n$ apagado mientras los demás están encendidos; a diferencia de los diseños propuestos en este trabajo, donde la mitad de los diodos $p-i-n$ se encuentran encendidos mientras que la otra mitad se encuentran apagados. Con esta comparación se concluye cuál es el diseño óptimo y sus ventajas.

3.1. Análisis circuital del desplazador de fase con 14 cambios de fase

Así como en la sección anterior, la primera aproximación para el desplazador de fase de 14 cambios de fase es hacer una optimización sobre su circuito equivalente. Al igual que el diseño de un bit, el desplazador de fase trabaja con un diafragma de control basado en un anillo ranurado con stubs radiales, los cuales tienen conectados en paralelo un circuito en serie formado por un diodo $p-i-n$ y un inductor. El diafragma se encuentra en una guía de onda circular que termina en corto circuito (hecho con un muro metálico al final de la guía de onda). Para que un desplazador de fase de este

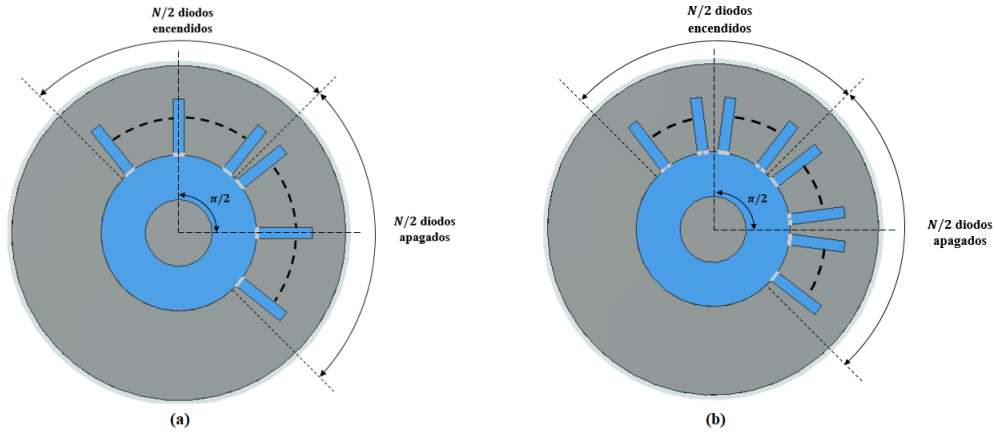


Figura 3.1: *Diafragma de control para un desplazador de fase con N cambios de fase. (a) Para $N/2$ impar; (b) para $N/2$ par.*

tipo tenga más cambios de fase es necesario agregar circuitos de conmutación al diafragma, por esta razón se simularon diferentes circuitos equivalentes con cantidades diferentes de diodos $p-i-n$ y stubs. De esa manera se tuvo una estimación del comportamiento del desplazador de fase al ir agregando más cambios de fase. Los stubs tienen una separación angular de π/N .

Las estructuras del diafragma de control consideradas para los circuitos equivalentes se muestran en la figura 3.1 donde se tiene dos sectores de diodos, en cada sector todos los diodos $p-i-n$ se encuentran cerrados o abiertos. Hay un total de N diodos $p-i-n$, la mitad se encuentran apagados y la otra mitad se encuentran encendidos. La distribución depende de la cantidad de cambios de fase que haya, si se tiene que $N/2$ es impar, se utiliza la distribución de la figura 3.1a y si se tiene que $N/2$ es par, se utiliza la distribución de la figura 3.1b.

Para obtener los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , se fijan los dos sectores de diodos $p-i-n$ de tal manera que sus ejes de simetría de cada uno sean ortogonales entre sí. Cada eje de los sectores de diodos $p-i-n$ son paralelos a los vectores de campo eléctrico de cada modo de propagación ortogonal. De esta manera, al obtener la reflexión de cada modo ortogonal en el puerto se obtiene cada coeficiente de reflexión normalizado. Para esta distribución de los diodos $p-i-n$, la cantidad de circuitos de conmutación agregados al diafragma es igual a la cantidad de cambios de fase que tenga el circuito. La desventaja de utilizar este tipo de distribución, es que que esta no es uniforme en todo el anillo, lo que se traduce en errores de fase, sin embargo, se utilizará como una primera aproximación al desplazador de fase final.

En la figura 3.2 se muestra el circuito equivalente de un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación, donde L_S es la inductancia del stub, r_d y R_d son la resistencias del diodo $p-i-n$ en estado encendido y apagado respectivamente, C_d es la capacitancia del diodo en estado apagado, L_d es la inductancia conectada en serie al diodo $p-i-n$ y C_D , L_r y L_l son la

capacitancia e inductancias del anillo resonante. El diafragma está conectado a una guía de onda circular con impedancia característica Z_o y terminada en corto circuito a una distancia de $\lambda/4$. Al ser una guía de onda circular, la impedancia característica Z_o es de $1000[\Omega]$, y los valores del diodo $p-i-n$ se obtienen de la hoja de datos del diodo HPND4005, donde r_d y R_d tienen valores de $6[\Omega]$ y $20[k\Omega]$ respectivamente y C_d un valor de $17[fF]$.

La figura 3.2a muestra el circuito equivalente para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector \vec{E} paralelo al eje del sector con diodos encendidos, y la figura 3.2b es el circuito equivalente para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico \vec{E} paralelo al eje del sector con diodos apagados. Los valores de los elementos que componen este circuito equivalente tienen una dependencia de la posición angular a la que se encuentran respecto al vector \vec{E} incidente. Estos valores son proporcionales al $\sin(\theta)$, donde θ es el ángulo entre el vector de campo eléctrico y el eje de simetría del stub, el cual es el mismo ángulo que determina la posición de cada diodo $p-i-n$ e inductor. Por esta razón, para conservar relaciones de potencia, las resistencias e inductancias de los circuitos de conmutación se multiplican por el $\sin^2(\theta)$ debido a que su reactancia es proporcional a su valor de resistencia o inductancia, mientras que las capacitancias de los diodos apagados, se dividen por el $\sin^2(\theta)$ debido a que su valor es inversamente proporcional a su reactancia.

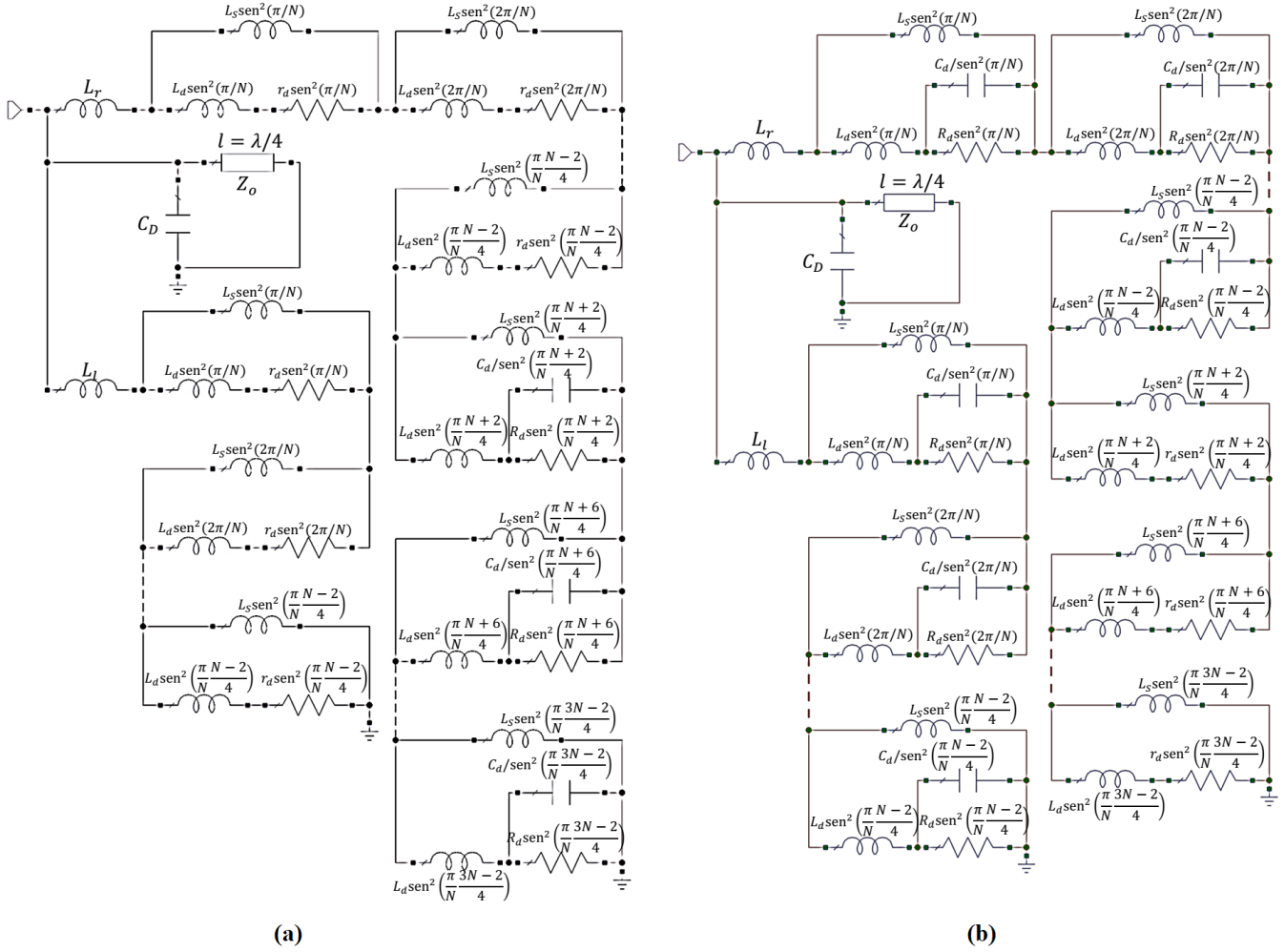


Figura 3.2: Circuitos equivalentes de un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación no simétrico, para $N/2$ impar. (a) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están encendidos; (b) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están apagados.

Se puede notar en los circuitos, que cada modo de polarización lineal excita principalmente a un sector del diafragma de control. Por ejemplo, en la figura 3.2a, los stubs que tienen conectados diodos en estado apagado son los que tienen una mayor contribución ya que el eje de simetría del sector es ortogonal al vector de campo eléctrico del modo de polarización TE_{11} lineal vertical. Para el caso del modo de polarización TE_{11} lineal horizontal, se considera el circuito de la figura 3.2b, donde los stubs de mayor contribución son los que tienen conectados diodos en estado encendido. En este tipo de distribución donde $N/2$ es impar, siempre hay stubs sobre el eje de simetría de cada sector del diafragma, estos stubs no son excitados por un modo de polarización lineal cuyo vector \vec{E} sea paralelo al eje de simetría del stub.

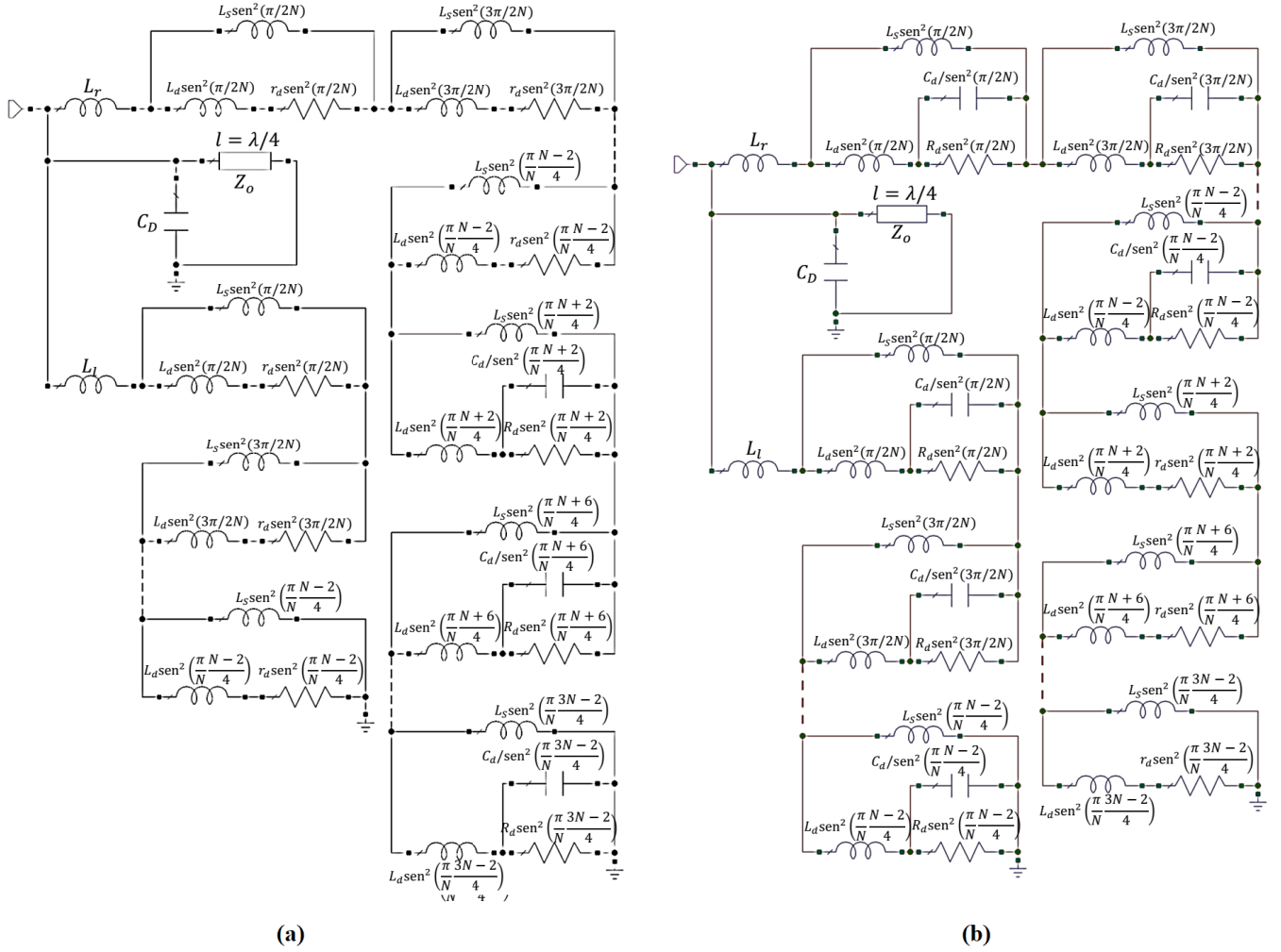


Figura 3.3: Circuitos equivalentes de un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación no simétrico, para $N/2$ par. (a) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están encendidos; (b) Para el modo de polarización lineal TE_{11} con vector de campo eléctrico paralelo al eje del sector donde los diodos están apagados.

En la figura 3.3 se muestran otros circuitos equivalentes. En este caso es para un desplazador de fase con N cambios de fase y N circuitos de conmutación pero con $N/2$ par. El análisis sobre la posición angular y la contribución de cada stub, diodo e inductor es semejante al caso anterior donde $N/2$ es impar. La diferencia es que no hay stubs colocados sobre los ejes de simetría de cada sector, como se mostró en la figura 3.1b. Esto es importante tomarlo en cuenta para asignar correctamente los valores que modifican las inductancias, resistencias y capacitancias conectadas a los stubs.

Con base en estos circuitos equivalentes se optimizaron varios desplazadores de fase con diferentes cantidades de cambios de fase N , tomando en cuenta que la cantidad de diodos abiertos y

cerrados en cualquier instante de tiempo es $N/2$. Las metas de optimización para todos los circuitos simulados se muestran en la tabla 3.1, las cuales fueron basadas en la admitancia del circuito equivalente del desplazador. Ambos circuitos para cada modo de polarización ortogonal fueron introducidos en la optimización al mismo tiempo. La primer meta logra que la parte imaginaria de la admitancia de ambos circuitos equivalentes (para cada modo de polarización ortogonal) sean de la misma magnitud pero de signo contrario y la segunda meta hace que las partes reales de estas admitancias sean del mismo valor. Debido a que se tenía la suposición de que los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} tenían que tener valores normalizados cercanos a $+j$ y $-j$, la parte imaginaria de los coeficientes de reflexión sería de $0.001[S]$ y $-0.001[S]$ debido a que se deben desnormalizar y la impedancia característaca de la guía de ond circular es de $1000[\Omega]$.

Tabla 3.1: *Metas de optimización para los desplazadores de fase de N cambios de fase.*

Metas	Diodos apagados	Diodos encendidos
$Im \{Y(1, 1)\}$	$0.001[S]$	$-0.001[S]$
$Re \{Y(1, 1)_{DiodosApagados}\} - Re \{Y(1, 1)_{DiodosEncendidos}\}$	0	

En la tabla 3.2 se muestran los valores obtenidos tras optimizar diferentes circuitos equivalentes para desplazadores de fase con N cambios de fase. Las pérdidas de inserción de un desplazador de fase de 1 bit con dos diodos *p-i-n* son de $-0.3[dB]$, pero al aumentar a 4 cambios de fase la pérdidas aumentaron a $-0.8[dB]$ y fueron disminuyendo conforme se aumentaban la cantidad de cambios de fase. Al llegar a $N = 14$ las pérdidas se mantuvieron prácticamente constantes sin importar que se agregaran más circuitos de conmutación. Además, las pérdidas de este desplazador ya se consideran bajas ya que son de $-0.48[dB]$. Para corroborar que estas pérdidas coinciden con los cálculos obtenidos, se calculan las pérdidas de inserción a partir de la ecuación 2.25, donde $L = (1.57)L_1$ y $L_1 = 4\sqrt{r_+/R_-}$. Como se mencionó en el capítulo 2, las pérdidas L_1 se refieren a un desplazador de fase de 1 bit y r_+ y R_- son las resistencias en estado encendido y apagado del diodo, respectivamente, con valores de $r_+=6[\Omega]$ y $R_- = 20[k\Omega]$. Al realizar los cálculos de las pérdidas de inserción se obtiene que $L = -0.5[dB]$, donde se comprueba que el circuito equivalente con 14 cambios de fase se aproxima a las pérdidas esperadas.

Por esta razón se decidió obtener la estructura electromagnética de un desplazador de fase con 14 cambios de fase. Ahora con base en este circuito obtenido, cuyos valores se muestran en la tabla 3.2, se simularán las respuestas en frecuencia para tratar de obtener la misma respuesta en una estructura.

Tabla 3.2: Optimización de diferentes circuitos equivalentes para desplazadores de fase con N cambios de fase.

	N=2 (1bit)	N=4 (2 bits)	N=8 (3 bits)	N=10	N=14	N=16 (4 bits)	N=18
ReY	3.44×10^{-5}	9.2×10^{-5}	6.58×10^{-5}	5.99×10^{-5}	5.5×10^{-5}	5.42×10^{-5}	5.41×10^{-5}
ImY	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
$ \Gamma $	0.96	0.911	0.936	0.9418	0.946	0.947	0.947
Pérdidas de inserción L	-0.3[dB]	-0.809[dB]	-0.57[dB]	-0.52[dB]	-0.48[dB]	-0.47[dB]	-0.47[dB]
L_{Diaf}	1.071[nH]	5.207[nH]	5.9[nH]	6.06[nH]	6.382[nH]	6.542[nH]	6.69[nH]
C_{Diaf}	0.028[pF]	0.005[pF]	0.004[pF]	0.004[pF]	0.0033[pF]	0.003[pF]	0.0028[pF]
L_d	0.2639[nH]	0.01[nH]	0.01[nH]	0.01[nH]	0.01[nH]	0.01[nH]	0.01[nH]
L_{stub}	0.58[nH]	1.315[nH]	1.618[nH]	1.847[nH]	2.587[nH]	3.223[nH]	4.242[nH]

Los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} se muestran en la figura 3.4b en carta Smith y en 3.4 en gráfica polar. Se observa que ambos coeficientes de reflexión tienen una diferencia de fase de 180° , además se logró que ambos coeficientes de reflexión se situaran en la región compleja de la carta Smith, teniendo valores cercanos a $-j$ y $+j$ y con una magnitud similar. Con esto se cumple entonces con la condición de $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$.

3.2. Estructura electromagnética del desplazador de fase con 14 cambios de fase

De la misma manera que en la sección anterior, los resultados obtenidos por el circuito equivalente del desplazador de fase, se deben obtener ahora en la estructura electromagnética. Para simularla se utilizó el software CST Microwave Studio. Los parámetros geométricos, de simulación y materiales de la estructura son exactamente los mismos que se describieron en el capítulo 2 para el desplazador de fase de 1 bit. El único parámetro que se modificó fue el radio de la guía de onda, para este caso se simuló con una guía de onda circular de $3[mm]$ de radio (a diferencia del desplazador de 1 bit donde se usó una guía de onda de $3.6[mm]$ de radio). Este cambio fue a causa de los valores obtenidos de inductancia y capacitancia para el anillo ranurado del diafragma de control, el circuito resonante correspondiente al anillo no se pudo convertir a la geometría real en la guía de onda de $3.6[mm]$.

Es importante hacer nuevamente el cálculo de la longitud de onda, ya que algunas dimensiones del desplazador dependen de esta longitud de onda a la frecuencia central ($36.5[GHz]$) y se cambió

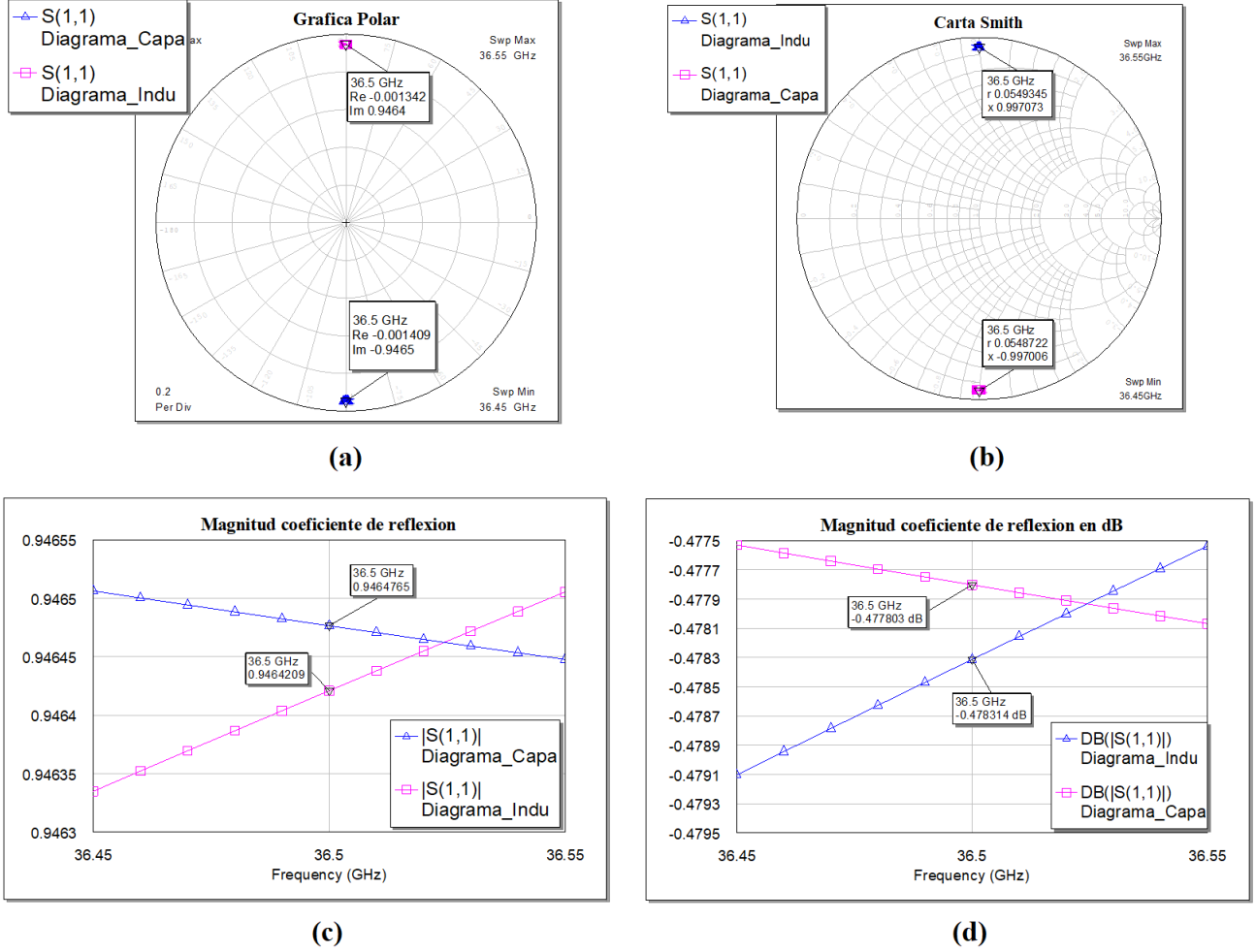


Figura 3.4: Gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . (a) Gráfica polar; (b) Carta Smith; (c) Magnitud; (d) Magnitud en dB.

el radio de la guía de onda, por lo que la longitud de onda para el desplazador de fase de 1 bit no es igual para este diseño. Se calculan entonces los valores de el número de onda (Vacío) k y el número de onda de corte k_c .

$$k_c = \frac{P'_{11}}{a} = \frac{1.841}{3[mm]} = 613.66[m^{-1}] \quad (3.1)$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = (2\pi(36.5[GHz]))\sqrt{(4\pi \times 10^{-7}[H/m])(8.85 \times 10^{-12}[F/m])} = 764.8[m^{-1}] \quad (3.2)$$

El valor de P'_{nm} se obtiene de tablas matemáticas y varía dependiendo del modo propagación en el que se quiera calcular, en este caso es el modo TE_{11} y tiene un valor de $P'_{11} = 1.841$. El valor de a se define por el radio de la guía de onda, el cual mide $a = 3[mm]$. ω es la frecuencia angular a la que se quiere calcular la guía de onda ($\omega = 2\pi f_0$). μ y ϵ son la permeabilidad magnética y la permitividad eléctrica del material de relleno de la guía de onda circular, en este caso el vacío. Teniendo los números de onda k y k_c , se calcula la constante de fase y la longitud de onda en la

guía de onda circular.

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = 456.44[m^{-1}] \quad (3.3)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = 13.76[mm] \quad (3.4)$$

En la tabla 3.3 se observan los parámetros geométricos y valores de capacitancias, resistencias e inductancias fijas del diafragma de control obtenidos a partir del circuito equivalente y la hoja de datos del diodo *p-i-n*. Los valores de R_p , W_r y L_s se definirán más adelante después de sintonizar la estructura electromagnética.

Tabla 3.3: *Parámetros geométricos del desplazador de fase con 14 cambios de fase.*

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
G_c	Espesor del cobre	17[μm]
G_d	Espesor del dieléctrico	127[μm]
R_g	Radio de la guía de onda	3[mm]
λ	Longitud de onda a 36.5 [GHz]	13.76[mm]
R_p	Radio promedio de la ranura de anillo	-
W_r	Ancho de la ranura de anillo	-
L_s	Longitud del stub	-
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
W_p	Ancho del poste de conexión	25[μm]
L_d	Inductancia en serie al diodo	0.01[nH]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[$k\Omega$]
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	17[fF]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]

3.2.1. Simulación del anillo

Para conseguir el desplazador de fase que tenga la misma respuesta que el circuito equivalente optimizado, se fue sintonizando la respuesta en frecuencia de cada elemento resonante del desplazador de fase. Al igual que en el capítulo anterior, la primer parte es obtener la respuesta del anillo resonante. En la figura 3.5 se muestra el circuito equivalente del anillo y su respuesta en frecuencia.

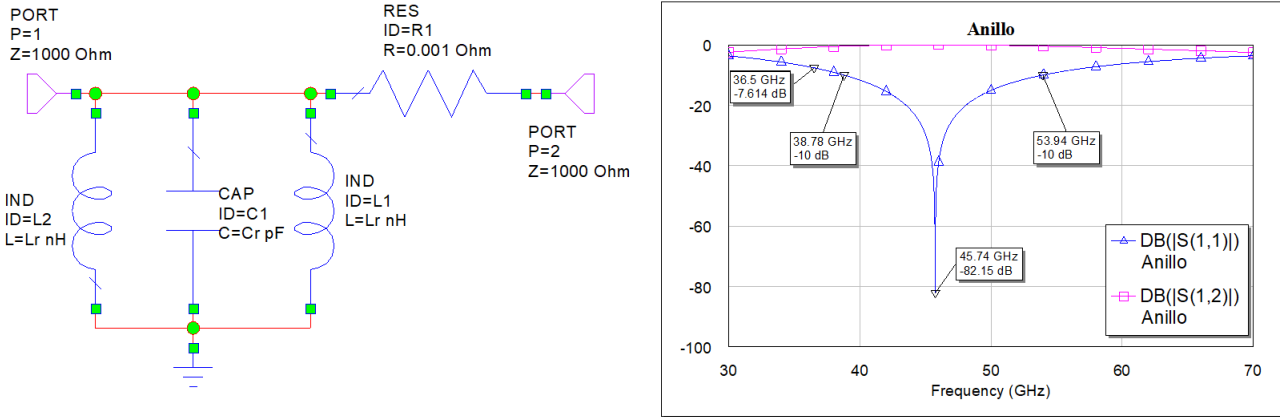


Figura 3.5: *Circuito equivalente del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.*

Como primera aproximación, del artículo [3], se tiene una relación entre la longitud de onda a la frecuencia de resonancia del anillo y el diámetro promedio D del mismo. Esta relación es $D = \lambda/\pi$, lo que significa que la longitud de onda debe ser igual al perímetro promedio de la ranura. Como se tiene la frecuencia de resonancia en $45.74[GHz]$, como se muestra en la figura 3.5, λ tiene un valor de $\lambda = C/f_o = 6.56[mm]$, donde C es la velocidad de la luz en el vacío. Ya que se tiene la longitud de onda a la frecuencia de resonancia, se calcula el diámetro promedio $D = \lambda/\pi = 2.087[mm]$, o un radio promedio $R_p = 1.043[mm]$.

Nuevamente se varía el ancho de la ranura y el radio promedio de tal manera que se sintonice la estructura a la respuesta del circuito equivalente. En la figura 3.6 se muestra la estructura sintonizada y su respuesta en frecuencia. Al comprar ambas respuestas, considerando la frecuencia de resonancia, el ancho de banda (a $-10[dB]$) y la respuesta a $36.5[GHz]$, se nota que son similares. Los valores obtenidos para el anillo ranurado fueron para el radio promedio $R_p = 1.084[mm]$ y el ancho de ranura $W_r = 1.618$.

3.2.2. Simulación del anillo y el stub

Ya que se logró obtener una respuesta similar al circuito equivalente para el anillo, se agregará solamente un stub inductivo para hacerlo más simple. Este tiene un ancho fijo de $0.2[mm]$ como se ha utilizado en el desplazador de 1 bit lo cual define su impedancia característica del stub. Al modificar la longitud del stub, se puede variar la respuesta en frecuencia de la estructura. En la figura 3.7 se muestra el circuito equivalente al considerar el stub y su respuesta en frecuencia.

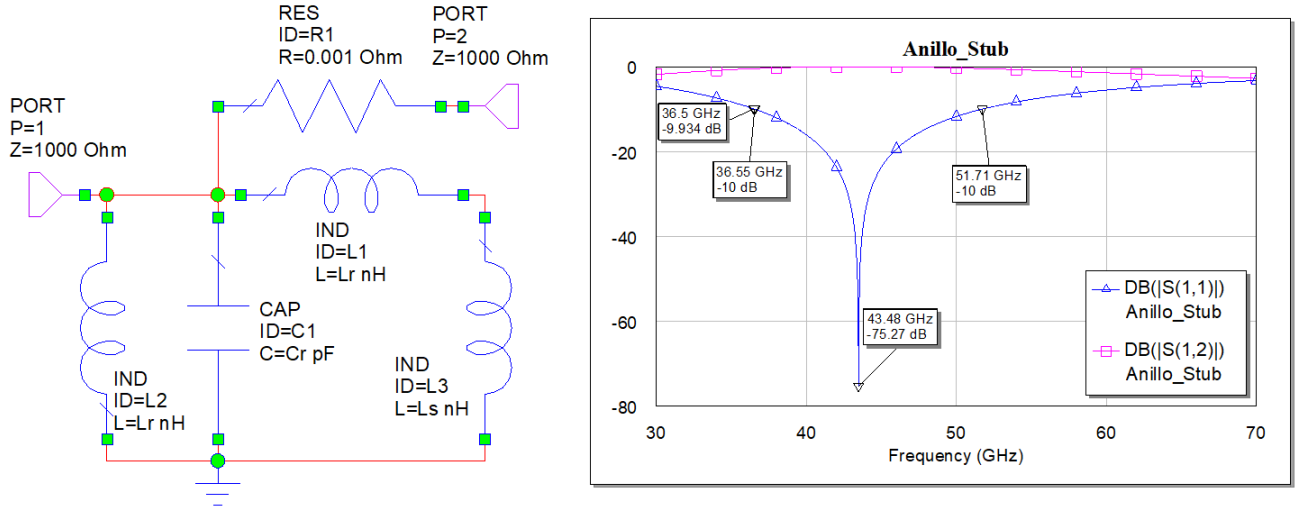


Figura 3.7: Circuito equivalente del anillo y el stub y su respuesta en frecuencia.

La resonancia se encuentra a la frecuencia de $43.48[GHz]$, que a diferencia del caso anterior era de $45.74[GHz]$ por lo que hay que bajar la frecuencia de resonancia con el stub. El ancho de banda del circuito resonante a $-10[dB]$ es de $15.16[GHz]$ y su respuesta a la frecuencia de operación de $36.5[GHz]$ es de $-9.93[dB]$. Para excitar al stub se incide una onda TE_{11} con polarización lineal de tal manera que su vector de campo eléctrico sea ortogonal al eje de simetría del stub. En la

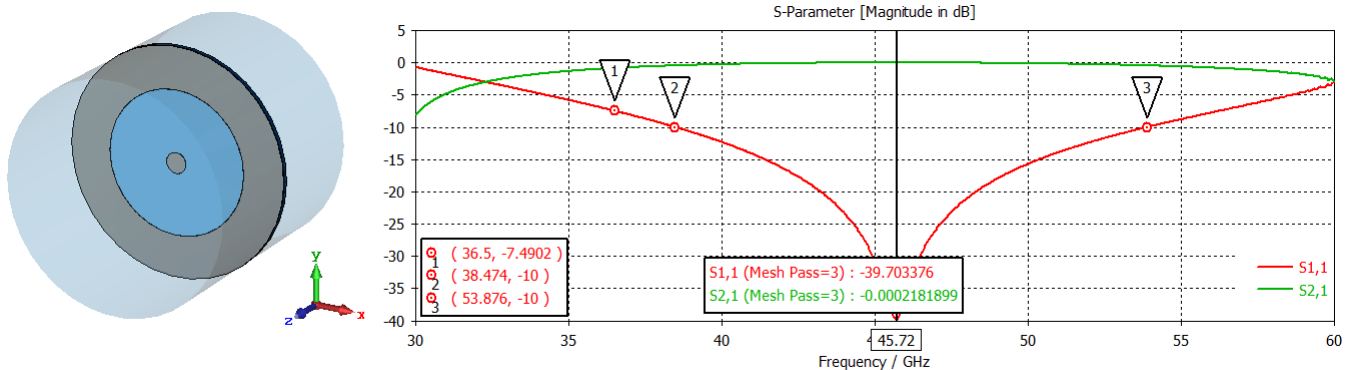


Figura 3.6: Estructura del anillo resonante y su respuesta en frecuencia.

figura 3.8 se muestra la estructura con el stub inductivo y su respuesta en frecuencia. Se observa en la gráfica la resonancia de la estructura a $43.38[GHz]$, un ancho de banda de $15.4[GHz]$ y una respuesta en $36.5[GHz]$ de $-9.89[dB]$. Los datos son similares a los del circuito equivalente, los cuales se lograron con una longitud del stub de $0.54[mm]$.

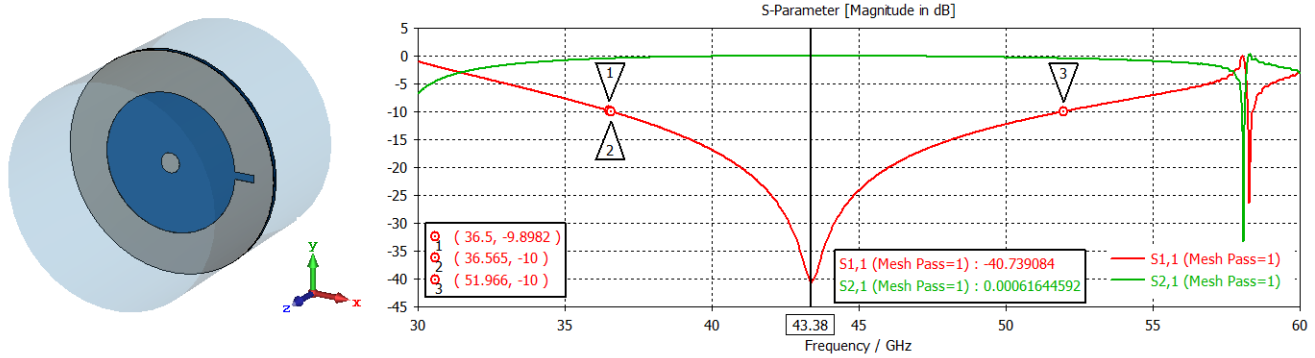


Figura 3.8: Estructura del anillo resonante con un stub y su respuesta en frecuencia.

3.2.3. Simulación del anillo, stub e inductor

Se añadió el inductor conectado en paralelo al stub, para verificar su respuesta en frecuencia. En la figura 3.9 se muestra el circuito equivalente y su respuesta en frecuencia. Tiene una frecuencia de resonancia de $44.72[GHz]$, un ancho de banda de $15.16[GHz]$ y una respuesta de $-8.56[dB]$ a $36.5[GHz]$.

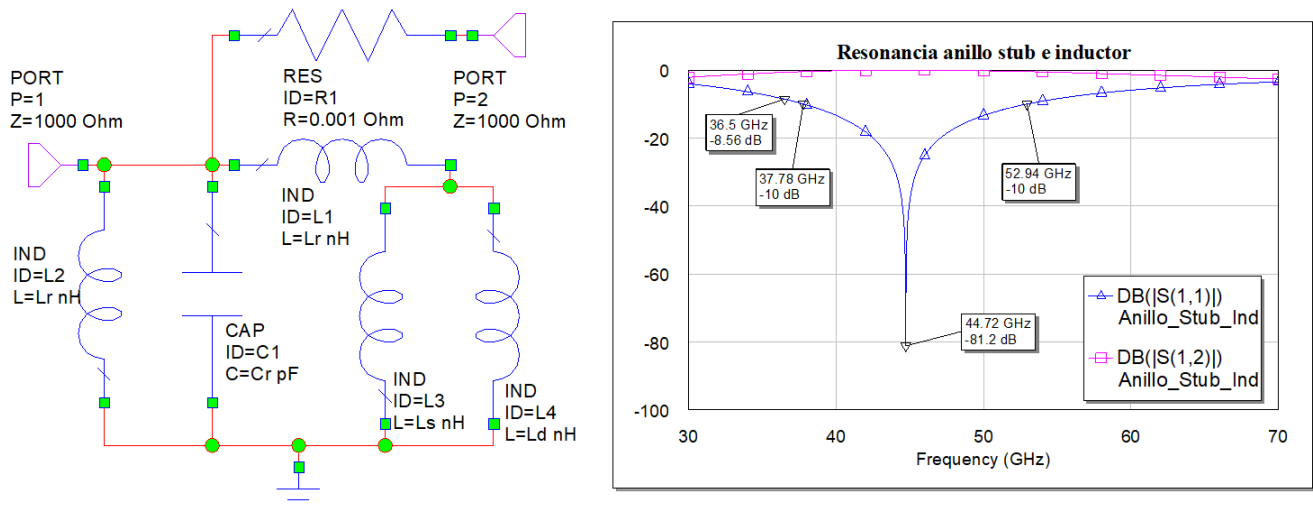


Figura 3.9: *Circuito equivalente del anillo, stub e inductor y su respuesta en frecuencia.*

Nuevamente el inductor se simula como un elemento concentrado conectado en paralelo a la ranura del stub inductivo. En la figura 3.10 se muestra la estructura con el inductor y su respuesta en frecuencia.

Comparando las figuras 3.9 y 3.10 se observa una respuesta similar. En la estructura se logró una frecuencia de resonancia de $44.76[GHz]$, un ancho de banda de $15.876[GHz]$ y una respuesta de $-8.59[dB]$ en $36.5[GHz]$. El valor del inductor en la estructura tuvo que ser modificado respecto al valor que se dio en el circuito equivalente para lograr tener una respuesta parecida. El valor del inductor simulado en CST Microwave Studio es de $0.4[nH]$ a diferencia del inductor del circuito equivalente que es de $0.55[nH]$.

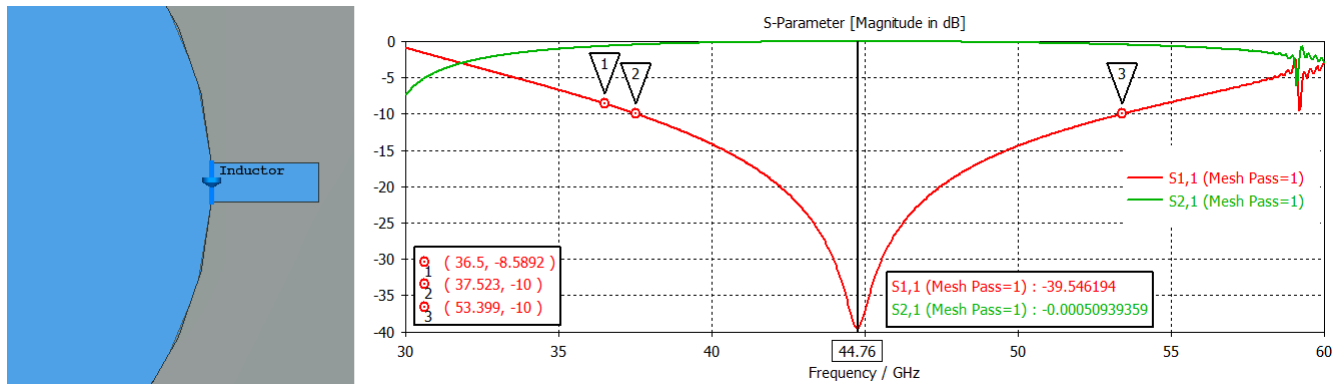


Figura 3.10: Estructura del anillo resonante con stub e inductor y su respuesta en frecuencia.

3.2.4. Simulación del diafragma con un diodo encendido

Por último se simula la resonancia obtenida con el diodo $p-i-n$ para ambos estados. En primer lugar se simuló para el diodo $p-i-n$ en estado encendido, el cual tiene una resistencia de 6Ω . El diodo se conecta en serie al inductor como se muestra en la figura 3.11. Se tiene una frecuencia de resonancia de $44.72[GHz]$, un ancho de banda de $15.17[GHz]$ y una respuesta de $-8.571[dB]$ a la frecuencia de trabajo de $36.5[GHz]$.

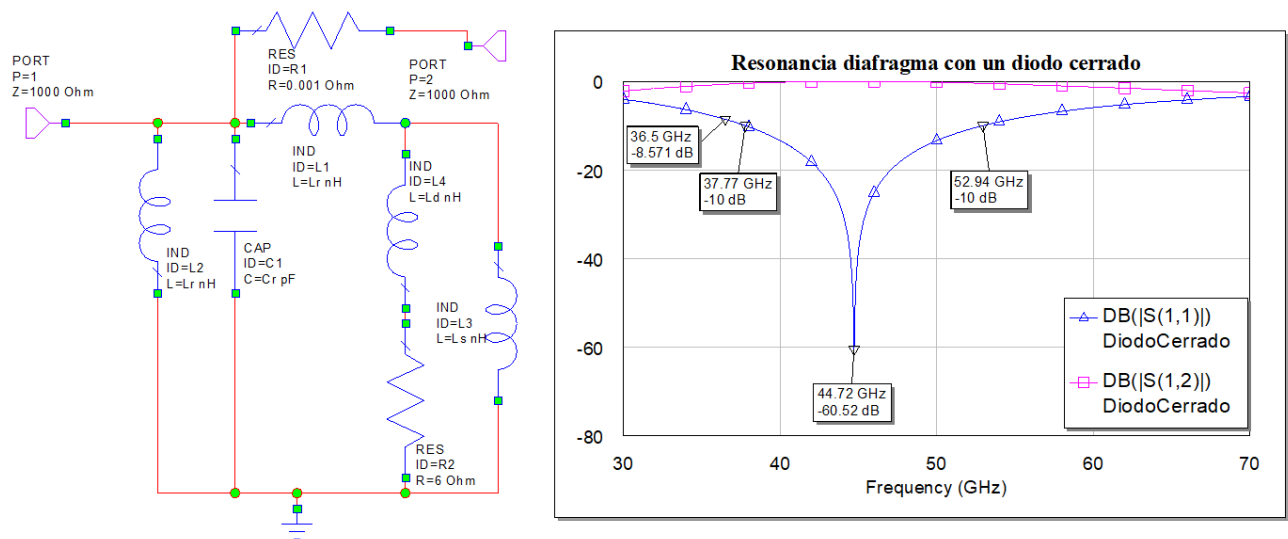


Figura 3.11: *Circuito equivalente del diafragma con un diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.*

Al comparar la gráfica 3.11 con la respuesta en frecuencia de la figura 3.9, se observa que la frecuencia de resonancia no cambió prácticamente, por lo que el agregar un diodo encendido no afecta mucho su respuesta.

Igual que en el desplazador de 1 bit, para la estructura electromagnética, se debe colocar un poste metálico en medio del stub, para poder conectar el diodo $p-i-n$ y el inductor, el cual tiene un tamaño de $25[\mu m]$ por lado. De la misma manera que el inductor, el diodo $p-i-n$ se simula como un parámetro concentrado resistivo, como se muestra en la figura 3.12. Se logra en la estructura una frecuencia de resonancia de $44.76[GHz]$, un ancho de banda de $15.918[GHz]$ y una respuesta de $-8.6098[dB]$ a $36.5[GHz]$, datos similares a los obtenidos en la gráfica del circuito equivalente. No hubo necesidad de variar el valor de la resistencia del diodo encendido.

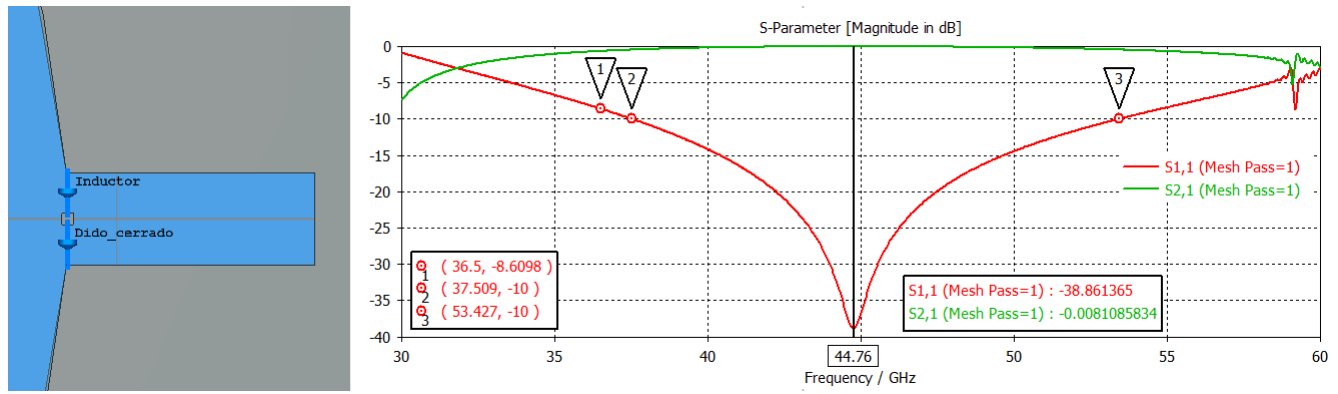


Figura 3.12: Estructura del diafragma de control con un diodo cerrado y su respuesta en frecuencia.

3.2.5. Simulación del diafragma con diodo apagado

Ahora se simulará el diafragma con un diodo en estado abierto, cuyo circuito equivalente se conforma por una capacitancia de $17[fF]$ en paralelo a una resistencia de $20[k\Omega]$, como se muestra en la figura 3.13. Se obtuvo una frecuencia de resonancia de $46.3[GHz]$, un ancho de banda de $12.94[GHz]$, y una respuesta de $-3.062[dB]$ en $36.5[GHz]$.

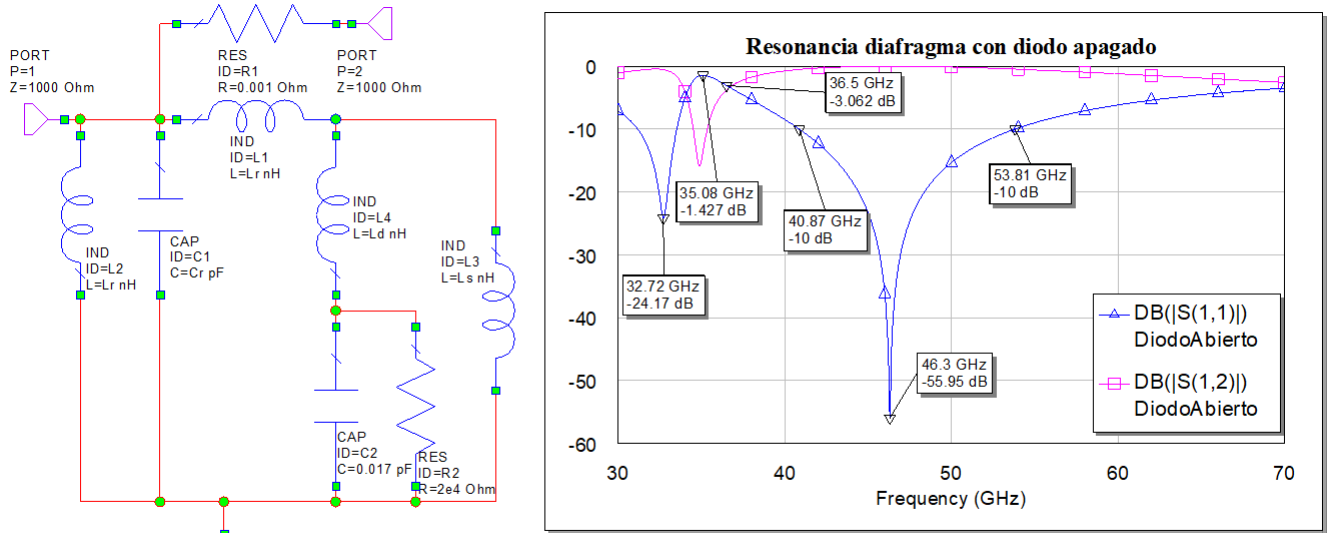


Figura 3.13: *Circuito equivalente del diafragma con un diodo apagado y su respuesta en frecuencia.*

En la figura 3.14 se muestra la estructura con una frecuencia de resonancia de $45.96[GHz]$, un ancho de banda de $13.826[GHz]$ y una respuesta de $-3.6[dB]$ a $36.5[GHz]$. La respuesta en frecuencia presenta otra resonancia, a la cual también se le tomó en cuenta al momento de sintonizar la estructura. Al final se obtuvieron datos similares a los obtenidos en la gráfica del circuito equivalente. Se tuvo que modificar la capacitancia del diodo en estado apagado a $19[fF]$ para alcanzar estos resultados.

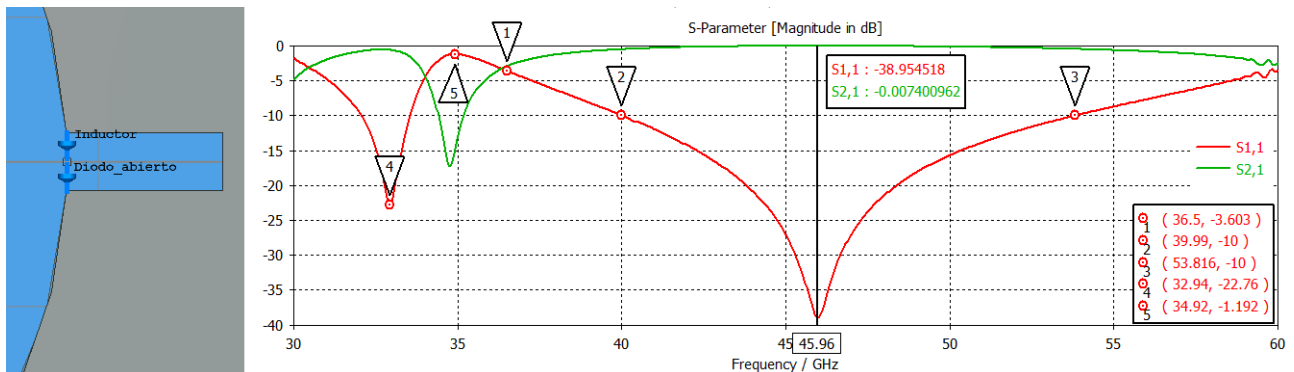


Figura 3.14: *Estructura del diafragma de control con diodo abierto y su respuesta en frecuencia.*

En la tabla 3.4 se enlistan los valores obtenidos después de obtener una estructura con una respuesta similar a la del circuito equivalente en frecuencia.

Tabla 3.4: *Parámetros obtenidos del diafragma del control para 14 cambios de fase tras simular el circuito equivalente.*

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
R_p	Radio promedio del anillo	1.084[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	1.618[mm]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
L_s	Largo del stub	0.54[mm]
R_g	Radio de la guía de onda	3[mm]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μ m]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μ m]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[k Ω]
C_{da}	Capacitancia del diodo abierto	19[fF]

3.2.6. Simulación del desplazador de fase con 14 cambios de fase sintonizado

Con los valores obtenidos que se muestran en la tabla 3.4, se hará una primera prueba al desplazador de fase. Se comparan los valores de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para que sean semejantes a los simulados tras optimizar el circuito equivalente. Se añaden los demás circuitos de conmutación faltantes, cada uno a una distancia angular de $\pi/14 = 12.84^\circ$. Se fijan los dos sectores de diodos encendidos y apagados de tal manera que cada sector tenga 7 diodos para que sean la mitad del total de diodos en todo momento. Los ejes de simetría de estos sectores son ortogonales entre sí y paralelos a cada modo de propagación que se simula en la guía de onda circular. El diafragma se sitúa entonces en a una distancia de $\lambda/4$ del corto circuito (representado por un muro metálico). El desplazador con sus 14 circuitos de conmutación se muestra en la figura 3.15.

En el desplazador de fase se hacen incidir dos modos de propagación TE_{11} vertical y horizontal. El modo vertical excita principalmente los stubs que tienen conectados diodos en estado apagado, mientras que el modo horizontal excita principalmente los diodos en estado encendido. Estos modos de propagación se observan en la figura 3.16. La reflexión de cada uno de estos modos en el puerto nos dan los coeficientes Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para la polarización vertical y horizontal, respectivamente.

En la figura 3.17 se muestran las gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} en rojo y Γ_{\perp} en verde. Los puntos 1 y 2 de la gráfica son los valores obtenidos en la frecuencia de operación de

36.5[GHz]. Γ_{\parallel} tiene una magnitud de $-1[dB]$ y una fase de -143.76° y por su parte Γ_{\perp} tiene una magnitud de $-1[dB]$ con una fase de 89.867° . Estos valores no son parecidos a los obtenidos por el circuito equivalente. Además se esperaba que los coeficientes de reflexión tuvieran una magnitud cercana $-0.5[dB]$ y por otro lado, la diferencia de fase entre ambos coeficientes de reflexión es de 53.89° , lo cual afecta a las pérdidas de inserción ya que para que la onda no controlada sea suprimida, estos coeficientes deben tener una diferencia de fase de 180° , como se ha explicado en secciones anteriores.

Ya que no se obtuvo la respuesta deseada en el desplazador de fase, se optó por meter a optimizar la estructura con los algoritmos que provee el software CST Microwave Studio. En la práctica se desarrollaron, simularon y optimizaron varios diseños de desplazadores de fase, sin embargo, en este trabajo únicamente se reportan los que más relevancia e importancia tuvieron, los cuales serán descritos en las secciones siguientes.

3.3. Desplazador de fase con diafragma de control no simétrico con 14 cambios de fase

En esta sección se describe uno de los diseños obtenidos para un desplazador de fase con 14 cambios de fase. Basado en la estructura sintonizada a partir del circuito equivalente descrito en las secciones anteriores, se logró obtener un desplazador de fase que trabajara con pérdidas iguales a las estimadas teóricamente y además se comprobó como el desplazador tiene 14 cambios de fase al incidir una onda con polarización circular en él.

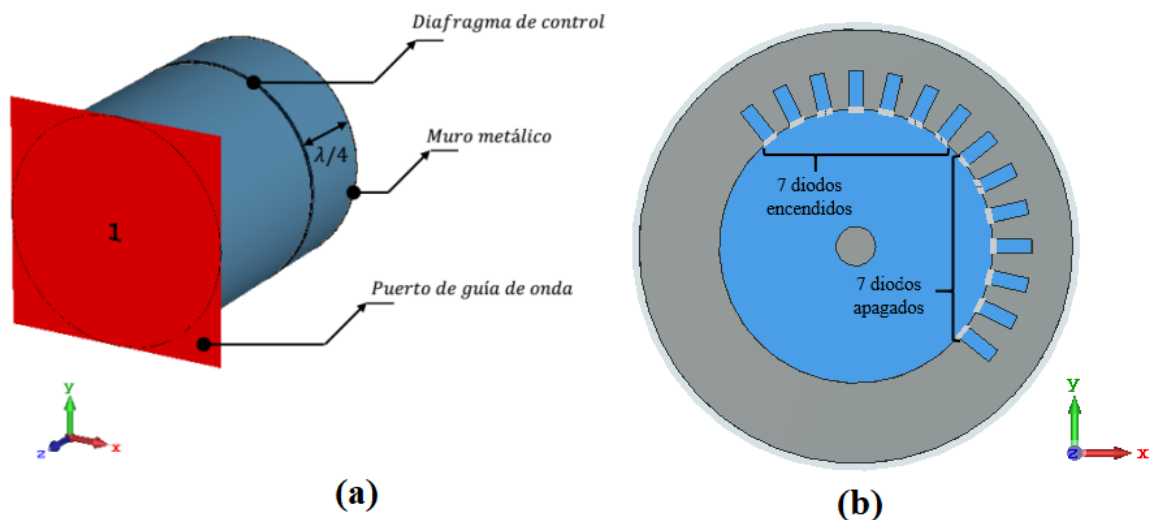


Figura 3.15: Desplazador de fase con 14 cambios de fase obtenido tras sintonizar el circuito equivalente. (a) Formación del desplazador de fase; (b) Estructura del diafragma de control.

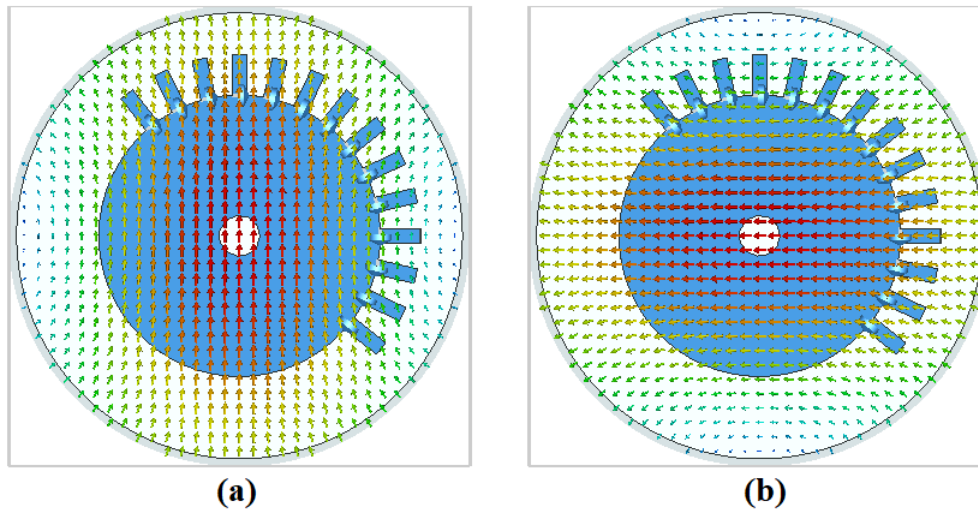


Figura 3.16: Modos de propagación TE_{11} . (a) Polarización vertical; (B) Polarización horizontal.

3.3.1. Optimización del desplazador de fase con diafragma no simétrico

Partiendo de la estructura electromagnética de la figura 3.15, se trató de varias maneras de obtener un desplazador de fase con coeficientes de reflexión que cumplieran con la condición de $\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}$ y además que las pérdidas de inserción fueran del valor estimado teóricamente ($L = -0.5[dB]$). Al final se descubrió una manera de conseguir desplazadores de fase que cumplieran con estos objetivos.

En el capítulo 2 se describió la ecuación de la onda reflejada por un desplazador de fase tipo espirafase, la cual está representada por:

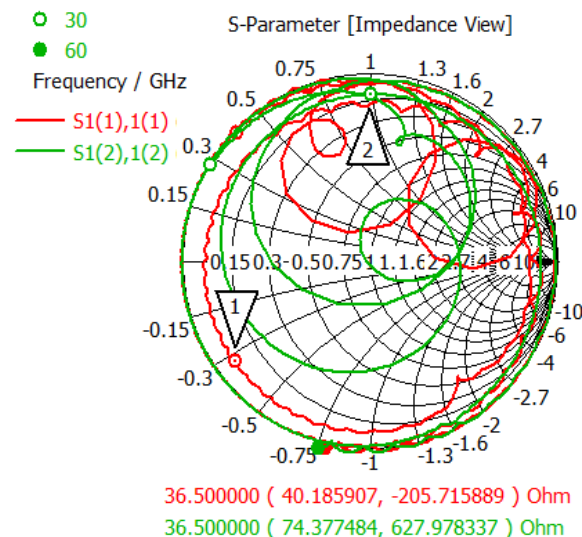


Figura 3.17: Gráfica en carta Smith de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} en rojo y Γ_{\perp} .

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\hat{e}_x - j\hat{e}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\hat{e}_x + j\hat{e}_y)e^{j\beta z} \quad (3.5)$$

En la ecuación 3.5 se tienen las ondas controlada y no controlada. La onda controlada se puede decir que es la onda deseada ya que se puede modificar su fase a diferencia de la onda no controlada. También se mencionó que para suprimir la onda controlada se debe cumplir con la condición de $\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}$, con lo cual también se logra que la onda controlada sea de magnitud máxima. Con base en este análisis se metió a optimizar el desplazador de fase con ayuda de los algoritmos que provee CST Microwave Studio. Las metas de optimización ingresadas se muestran en la figura 3.18 pidiendo que la magnitud de la onda no controlada sea menor que $-80[dB]$ y la magnitud de la onda controlada sea mayor que $-0.45[dB]$.

En la figura 3.19 se muestra el diafragma de control del desplazador de fase obtenido después de optimizar. Se añadieron stubs simétricos respecto al centro, de los stubs que ya se tenían conectados a los diodos $p-i-n$ y a los inductores. Estos stubs no tienen conectados ni diodos ni inductores y se añadieron con el objetivo de agregar un grado más de libertad al optimizador y gracias a estos se obtuvieron los resultados estimados. Los parámetros del desplazador de fase optimizado se muestran en la tabla 3.5. Los valores que se variaron en la optimización fueron el radio promedio del anillo R_p , el ancho de la ranura W_r , la longitud de los stubs L_{s1} y L_{s2} , la capacitancia del diodo en estado apagado C_{da} y la inductancia conectada en serie a los diodos L_d .

La gráfica de la figura 3.20 es la representación polar de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} en rojo y Γ_{\perp} en naranja. Muestra su magnitud en veces con valor de 0.944 para ambos y la fase de 159.9° para Γ_{\parallel} y 339.8° para Γ_{\perp} . La diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión es de 179.9° . Estos

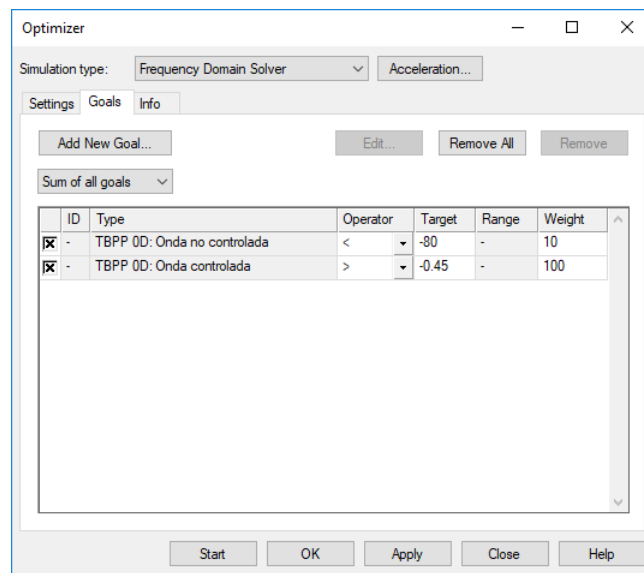


Figura 3.18: Metas de optimización para el desplazador de fase con 14 cambios de fase no simétrico.

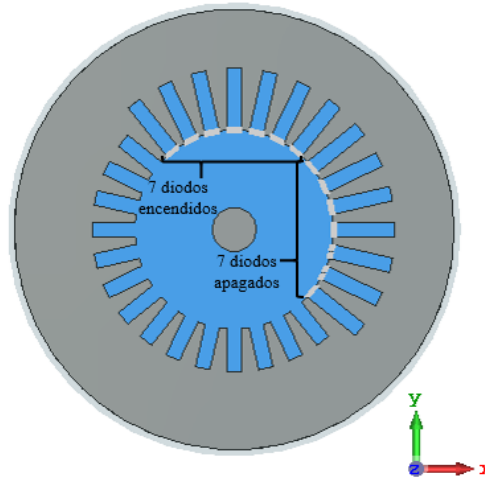


Figura 3.19: *Diafragma de control obtenido al optimizar.*

resultados se lograron con el simple hecho de bajar la onda no controlada por debajo de $-45[dB]$ que fue lo máximo que se logró alcanzar. Por otro lado, se ha venido mencionando sobre la fase que se había supuesto que era la óptima para el caso donde los diodos encendidos y apagados son $N/2$, sin embargo, en el capítulo dos, al describir el análisis matemático se muestra como la susceptancia del desplazador B no es un valor del cual se dependa para modificar las pérdidas de inserción. A causa de esto Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} no tienen una fase fija con la cual se puedan tener siempre pérdidas de inserción mínimas. En conclusión, las pérdidas de inserción no tienen una dependencia de las fases de estos coeficientes de reflexión.

Tabla 3.5: *Parámetros del desplazador de fase.*

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor obtenido</i>
R_p	Radio promedio del anillo	0.828[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	1.05[mm]
L_{s1}	Largo del stub conectado a diodo	0.839[mm]
L_{s2}	Largo del stub simétrico	0.584[mm]
C_{da}	Capacitancia del diodo apagado	19.58[fF]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
L_d	Inductor conectado al diodo	0.484[nH]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μm]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μm]
R_g	Radio de la guía de onda	3[mm]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[k Ω]

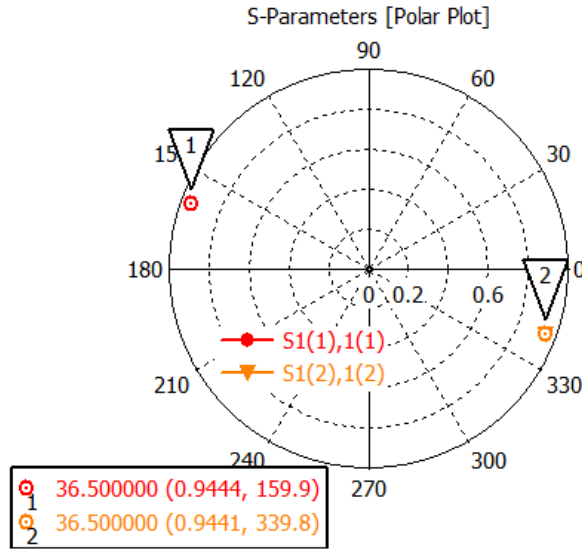


Figura 3.20: Gráfica polar de los coeficientes de reflexión obtenidos después de optimizar.

3.3.2. Simulación del desplazador de fase optimizado no simétrico

Para verificar que el desplazador de fase trabaja de la manera correcta, se simuló la rotación electrónica del diafragma de control. Esta rotación se logra al ir apagando y encendiendo los diodos $p-i-n$ como se muestra en la figura 3.21 donde se resaltan en azul los diodos que permanecen apagados en cada paso, mientras que los restantes se encuentran encendidos. Se muestra el diafragma en 4 pasos específicos, cuando la rotación es de 0° , 51.42° , 90° y 141.42° . En la figura 3.21d da la apariencia que el sector donde los diodos están apagados se ha dividido en dos, sin embargo hay que recordar que los reactancias inductivas, capacitivas y las resistencias conectadas a los circuitos de conmutación son proporcionales al $\sin^2(\theta)$, por lo que el stub conectado a un diodo puede estar situado a un ángulo α y al desplazarlo a otro ángulo $\alpha + \pi$ tendrá la misma contribución en ambos casos, ya que $\sin^2(\theta) = \sin^2(\theta + \pi)$. Debido a esto, para la onda incidente es como si todo el sector de diodos estuviera junto.

Este desplazador de fase puede simular una rotación desde 0° hasta 167.14° en pasos de 12.85° , con lo cual se esperaría que pueda desplazar la fase de la onda controlada desde 0° hasta 334.28° en pasos de 25.71° . Sin embargo, debido a que el diafragma de control no es de una estructura simétrica, puede que los cambios de fase entre paso y paso no sean uniformes y puedan variar bastante. Por otro lado, esta falta de simetría ayuda a que el desplazador de fase con tan sólo 14 diodos $p-i-n$ pueda tener 14 cambios de fase ya que si fuera simétrico se necesitaría el doble de diodos para lograr los mismos 14 cambios de fase. Esto se mostrará en el siguiente diseño.

3.3.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada

En la figura 3.22 se muestran las magnitudes que toma la onda controlada y de la onda no controlada en decibeles. Para obtener estas gráficas se simulan dos modos de propagación TE_{11} con polarización lineal y ortogonales entre sí, de tal manera que en cada paso los vectores de campo eléctrico sean paralelos a los ejes de simetría de los sectores de diodos. Con esto se obtienen los coeficientes Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para cada paso y usando sus magnitudes se puede calcular la magnitud de la onda controlada con $0.5(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})$ y de la onda no controlada con $0.5(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})$.

La onda controlada varía su magnitud desde $-0.518[dB]$ hasta $-2.144[dB]$ en $36.5[GHz]$ y en cada paso mantiene su magnitud alrededor de $36[GHz]$ a $38[GHz]$. La variación tan grande que hay entre cada paso es una gran desventaja de este diseño, ya que una de las características primordiales de los desplazadores de fase es que debe tener pérdidas iguales para todos sus estados.

La onda no controlada también tiene grandes variaciones en la frecuencia central de trabajo que van desde $-7.4[dB]$ hasta $-56[dB]$. Además varía significativamente su magnitud al variar un poco la frecuencia, siendo mínima en la mayoría de los pasos en alrededor de $36.5[GHz]$.

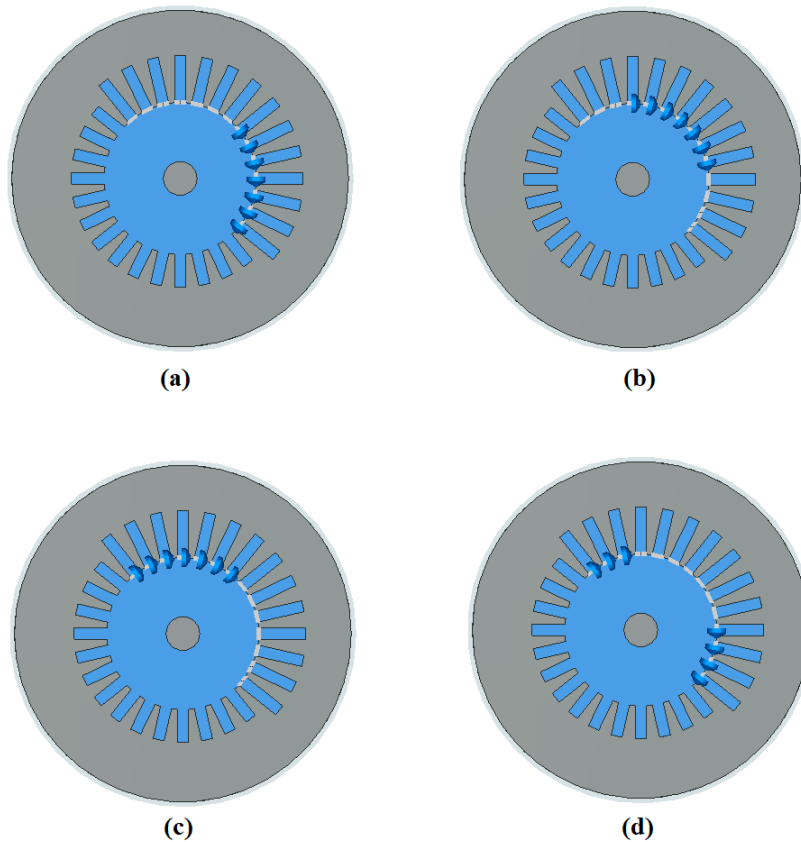


Figura 3.21: Simulación de la rotación del desplazador de fase con 14 cambios de fase no simétrico. Se resaltan en azul los diodos apagados. (a) Rotación a 0° , (b) rotación a 51.42° , (c) rotación a 90° y (d) rotación a 141.42° .

Para ver los cambios de fase de la onda controlada, se hace incidir una onda con polarización circular en el desplazador de fase y así la onda reflejada se desplazara en fase dependiendo de la rotación del diafragma de control. En la figura 3.23 se muestran los valores de las fases obtenidas en una gráfica polar. Existe una variación de los cambios de fase entre cada paso, lo cual se debe, nuevamente, a que el desplazador de fase no es simétrico, dando como consecuencia que en algunos pasos el cambio de fase sea mayor o menor al esperado.

Debido a que el desplazador de fase es de banda estrecha, le fase de la onda reflejada no es mantiene constante dentro de un ancho de banda. La figura 3.23 muestra como la fase no es constante respecto a la frecuencia.

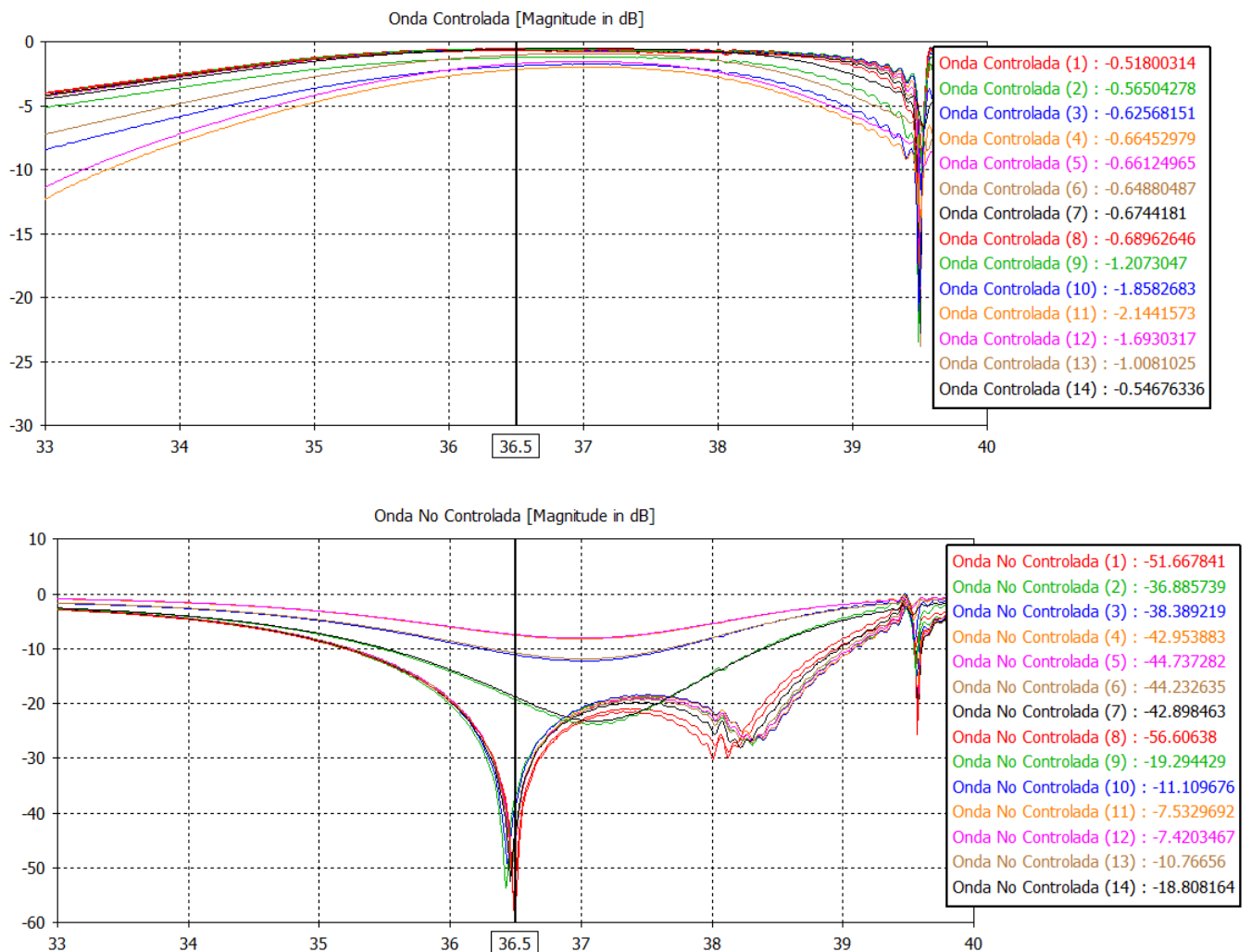


Figura 3.22: Gráficas en dB de la magnitud de la onda controlada y no controlada para el desplazador de fase no simétrico.

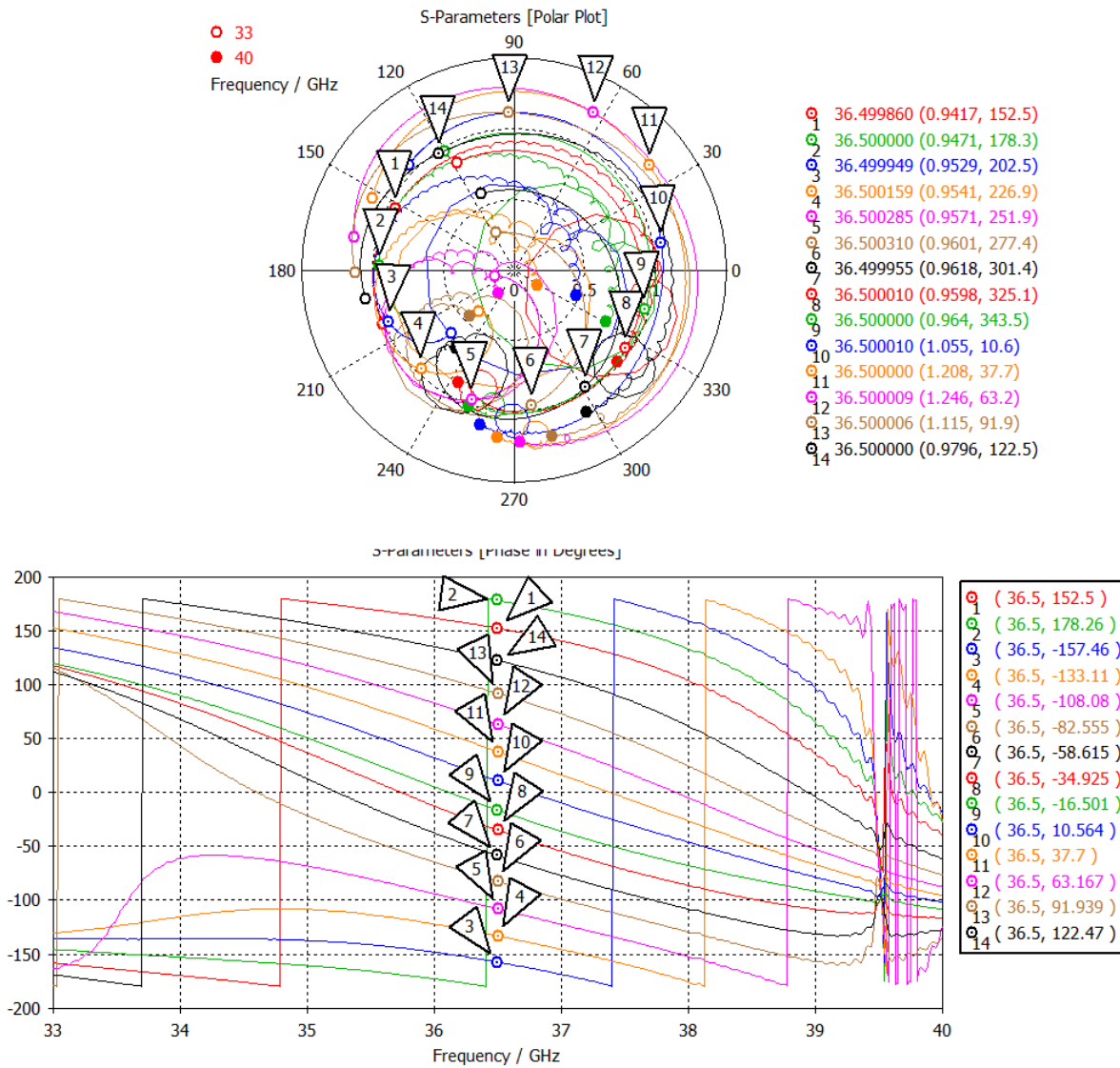


Figura 3.23: Gráficas de la fase de la onda controlada para cada paso del desplazador de fase.

3.4. Desplazador de fase con diafragma de control simétrico con 14 cambios de fase

En esta sección se presenta el desplazador de fase con mejores resultados. A pesar de tener el doble del número de diodos *p-i-n* que en el diseño anterior se lograron pérdidas de inserción iguales a las estimadas teóricamente y con errores de fase mínimos.

3.4.1. Optimización del desplazador de fase con diafragma simétrico

Si el diafragma de control del desplazador de fase no simétrico de la figura 3.19 se transformara a un diafragma de control "simétrico", se obtendría una estructura parecida a la de la figura 3.24. Este diafragma tiene alternados los circuitos de conmutación, de manera que cada 2 stubs, se giran 180° tanto el stub conectado al diodo, como el stub simétrico respecto al centro. De esta manera se tiene una distribución casi uniforme de los diodos *p-i-n*. Esto ayuda a que las pérdidas en todos los pasos del diafragma sean iguales y el error de fase disminuye también. Sin embargo, al ver la posición de los diodos apagados, los cuales están resaltados en azul, se observa que el desplazador de fase únicamente tendrá 7 cambios de fase. A pesar de haber partido de un desplazador que con 14 diodos logra los 14 cambios de fase, el diafragma de control al ser simétrico necesita el doble de diodos para poder tener 14 cambios de fase. Entonces, no es necesario tener stubs simétricos respecto al centro del diafragma de diferente tamaño. Para tener un desplazador de fase con 14 cambios de fase y que su diafragma de control sea simétrico se utilizarán 28 stubs conectados cada uno un diodo *p-i-n* con un inductor en serie. En total se tendrán 28 diodos, sin embargo, en la teoría se demostró que para desplazadores de fase donde la mitad de diodos están apagados las pérdidas de inserción no dependen de la cantidad de diodos, ni de cambios de fase.

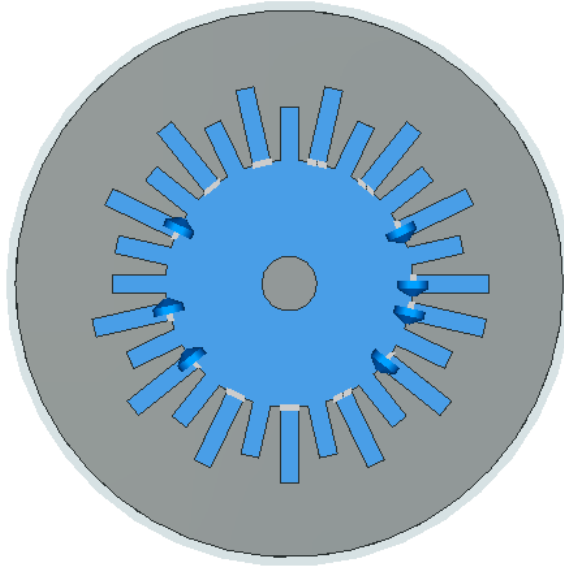


Figura 3.24: *Transformación a un diafragma simétrico. Diodos en estado apagado resaltados en azul.*

De la misma manera que el desplazador de fase no simétrico, este desplazador se optimizó con los algoritmos que tiene CST Microwave Studio. Las metas de optimización también fueron con base en las magnitudes de las ondas controlada y no controlada. Respecto a la onda controlada se obtuvo una magnitud máxima de $-0.49[dB]$ y de la onda no controlada una magnitud mínima alrededor de $-45[dB]$.

El desplazador de fase se muestra en la figura 3.25 después de haber sido optimizado. Como se observa, todos los stubs son de la misma longitud y todos tienen un diodo $p-i-n$ con un inductor en serie conectados. Los parámetros de este desplazador de fase se muestran en la tabla 3.6. Los parámetros ingresados al optimizador fueron el radio promedio del anillo R_p , el ancho de la ranura W_r , la longitud de los stubs L_s , la capacitancia del diodo en estado apagado C_{da} y la inductancia conectada en serie a los diodos L_d .

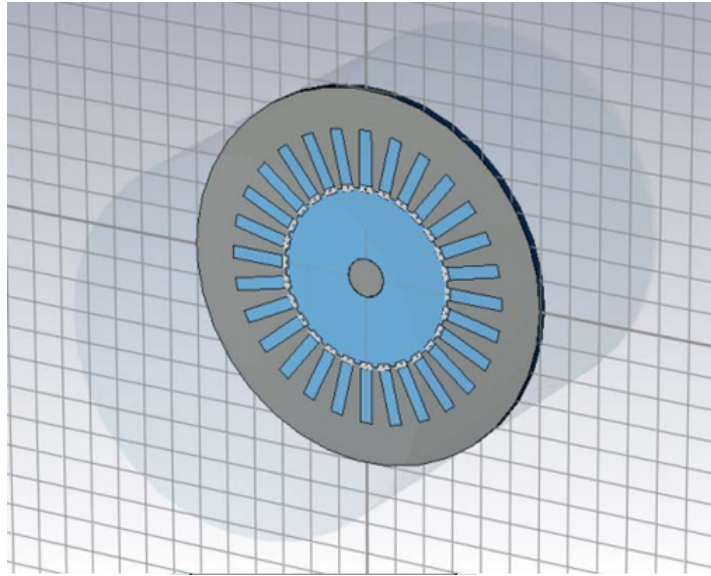


Figura 3.25: Desplazador de fase con diafragma simétrico.

Tabla 3.6: Parámetros del desplazador de fase simétrico.

<i>Parámetro</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor obtenido</i>
R_p	Radio promedio del anillo	0.8632[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	1.11[mm]
L_s	Longitud del stub	0.92[mm]
C_{da}	Capacitancia del diodo apagado	20[fF]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
L_d	Inductor conectado al diodo	0.48[nH]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μ m]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μ m]
R_g	Radio de la guía de onda	3[mm]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[k Ω]

3.4.2. Simulación del desplazador de fase simétrico

En esta parte se simuló la rotación electrónica del desplazador de fase. Con esta distribución, el desplazador de fase logra una rotación en pasos de π/N , por lo tanto para cualquier paso n , el diafragma virtualmente se gira a un ángulo igual a $n\pi/N$. Por lo tanto los saltos mínimos que se pueden dar son de 25.71° . Esto se muestra en la figura 3.26.

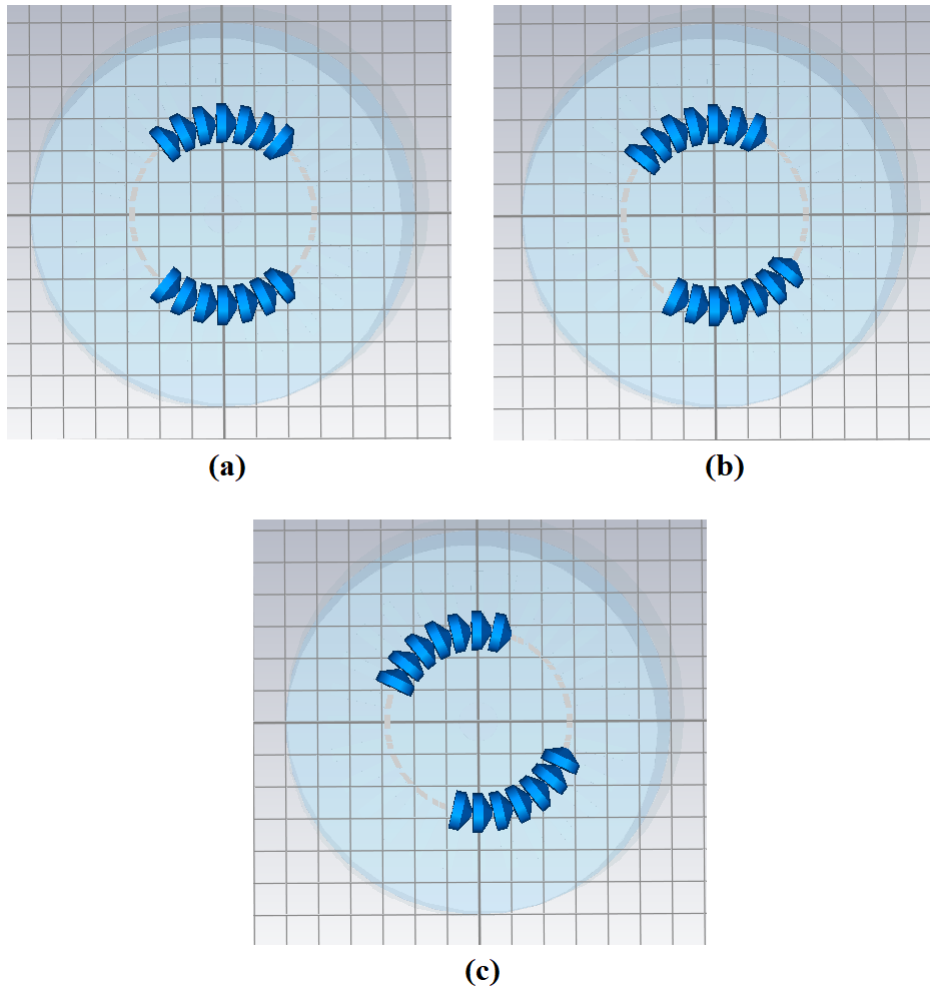


Figura 3.26: Rotación virtual del desplazador de fase simétrico. Resaltados en azul los diodos encendidos. (a) Estado inicial (sin giro virtual); (b) Paso 1 con giro de π/N ; (c) Paso 2 con giro de $2\pi/N$.

3.4.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada

En la figura 3.27 se muestran las magnitudes de la onda controlada y de la onda no controlada en dB. Como se puede notar, la onda controlada, en la frecuencia de trabajo de $36.5[GHz]$ prácticamente no varía su valor, el cual es de $-0.494[dB]$. Además de $36[GHz]$ a $38[GHz]$ la onda controlada tiene la misma magnitud. Por otro lado, la onda no controlada en $36.5[GHz]$ tiene un

valor alrededor de $-45[dB]$ para todos los pasos. De $36[GHz]$ a $38[GHz]$ varía entre $-52[dB]$ y $-20[dB]$.

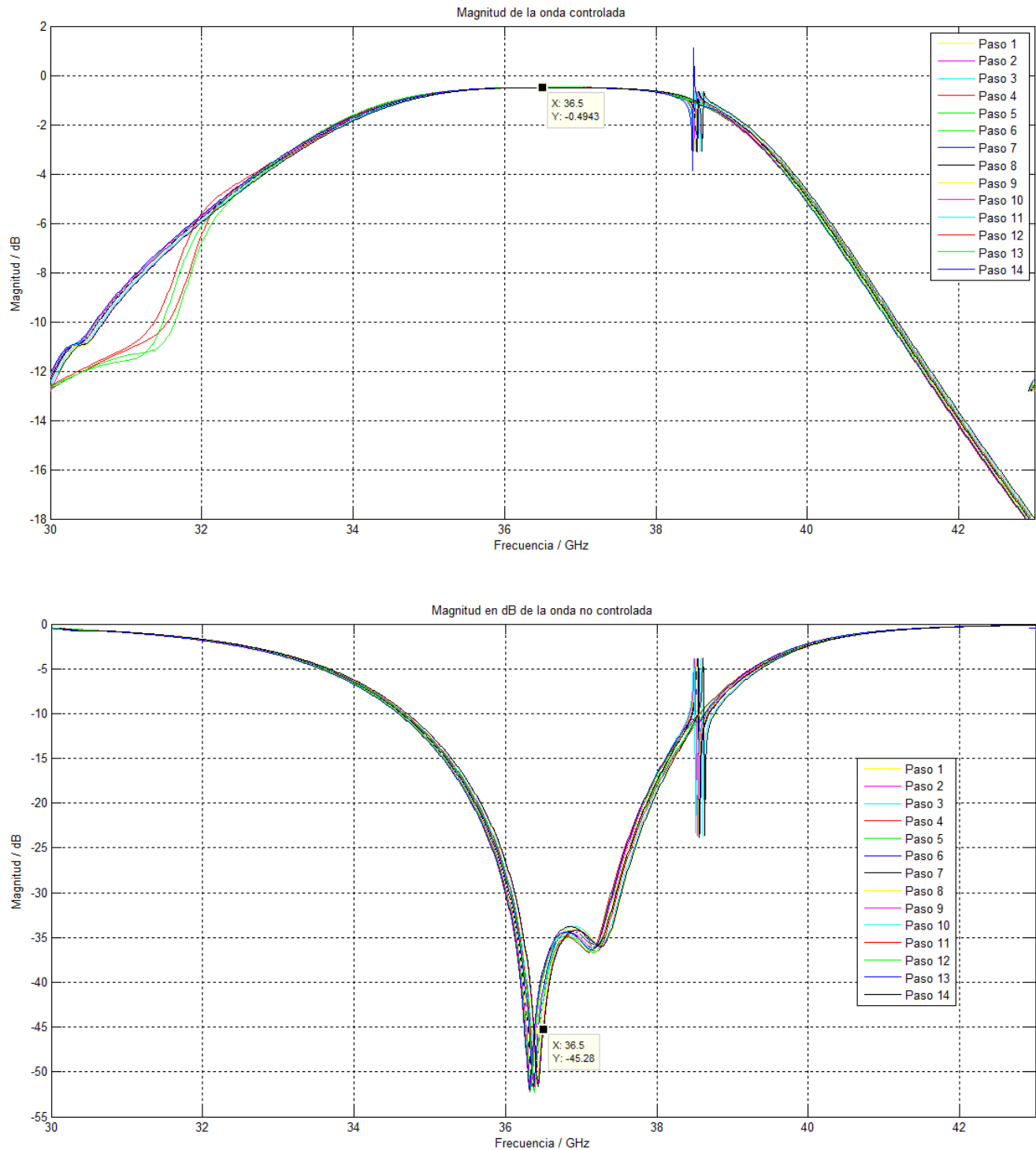


Figura 3.27: Gráficas en dB de la magnitud de las ondas controlada y no controlada.

Otra parte importante a analizar es la fase en cada paso del desplazador de fase. En la figura 3.28, se muestran los desplazamientos de fase de la onda controlada en cada paso del desplazador.

Se observa un desplazamiento de fase uniforme, en pasos de $2\pi/N = 25.71^\circ$ aproximadamente. Aquí es donde se ven las ventajas de utilizar un diafragma simétrico y con una distribución uniforme de los diodos $p-i-n$. Sin embargo, no deja de ser un desplazador de fase de banda estrecha ya que la fase no se mantiene constante respecto a la frecuencia.

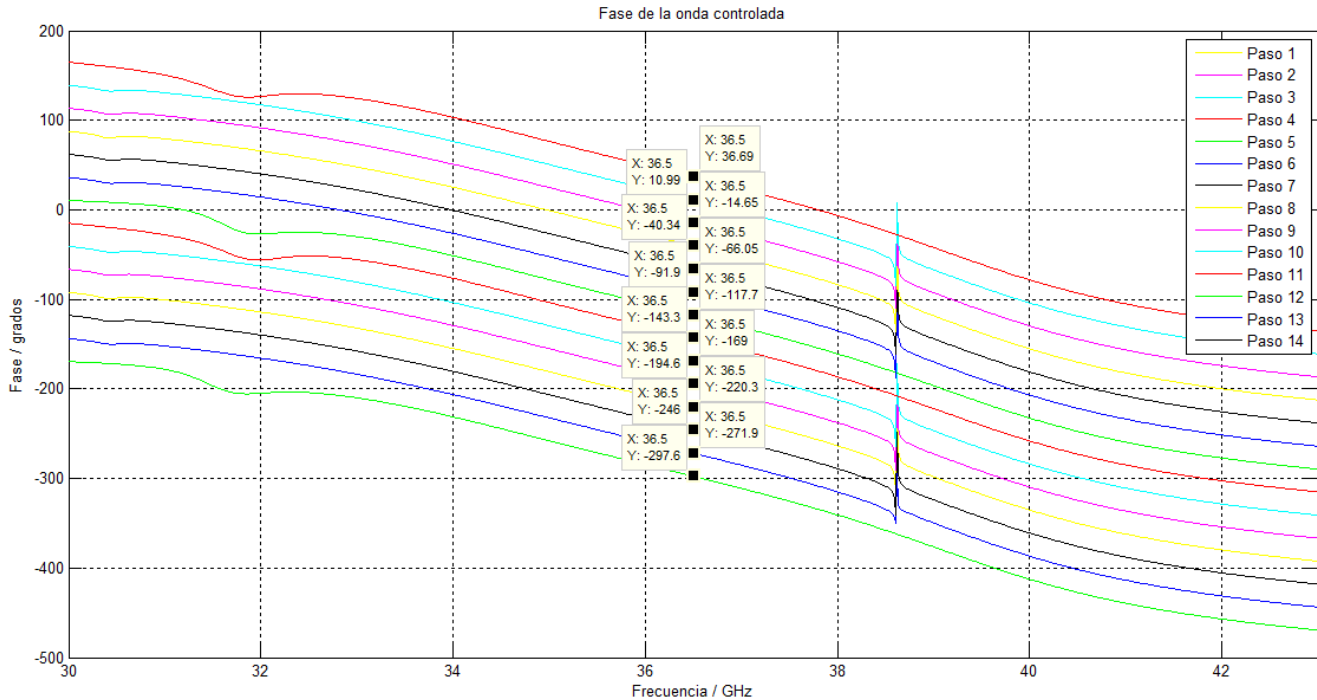


Figura 3.28: Gráfica de la fase respecto a la frecuencia de la onda controlada para cada paso del desplazador de fase.

3.5. Desplazador de fase de 14 cambios de fase con un diodo apagado

Para finalizar, se simula un desplazador de fase con 14 cambios de fase convencional. En este caso sólo se tiene un diodo apagado en cualquier instante de tiempo todos los demás diodos encendidos. Este desplazador de fase tiene el fin de comparar resultados respecto a los desplazadores de fase anteriores, tanto en pérdidas de inserción como error de fase.

3.5.1. Optimización del desplazador de fase con un diodo apagado.

Este desplazador de fase se optimizó sobre una estructura casi simétrica. En este tipo de diseños donde solamente se encuentra un diodo encendido, la cantidad de circuitos de conmutación y los cambios de fase son iguales. Este tipo de desplazadores de fase, trabajan como corto circuito y

circuito abierto para cada modo de polarización lineal ortogonal. Un diseño similar, pero de 2 bits se presenta en el artículo [3], donde el modo de polarización lineal paralelo al stub, se refleja en el diafragma de control con una fase de 0° , en tanto el modo de polarización ortogonal al stub se refleja en el diafragma con una fase de 180° . De esta manera, y considerando que ambos coeficientes de reflexión tienen la misma magnitud, se logra cumplir con la condición de $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$. El diseño del desplazador obtenido después de optimizar se muestra en la figura 3.29.

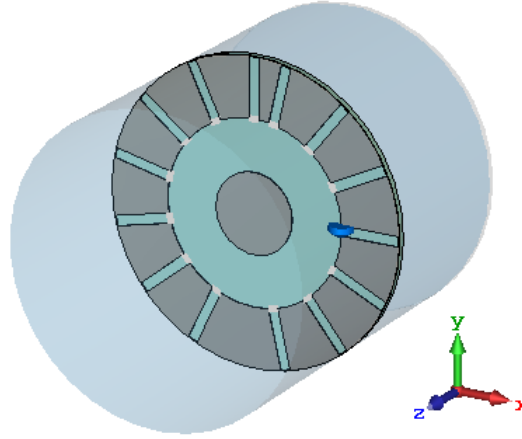


Figura 3.29: Desplazador de fase con 14 cambios de fase con un diodo apagado.

Los parámetros geométricos y de los elementos concentrados obtenidos para este desplazador de fase se muestran en la tabla 3.7. En esta estructura no se tienen inductores como elementos concentrados conectados en serie a los diodos $p-i-n$, el diodo va directamente conectado en paralelo al stub y todos los stubs tienen conectados diodos.

Tabla 3.7: Parámetros del desplazador de fase con un diodo apagado.

Parámetro	Descripción	Valor obtenido
R_p	Radio promedio del anillo	1.302[mm]
W_r	Ancho de la ranura del anillo	1.012[mm]
L_s	Longitud del stub	1.168[mm]
C_{da}	Capacitancia del diodo apagado	17[fF]
W_s	Ancho del stub	0.2[mm]
G_d	Grosor de la capa dieléctrica	127[μ m]
G_c	Grosor de la capa de cobre	17[μ m]
R_g	Radio de la guía de onda	3[mm]
R_{dc}	Resistencia del diodo cerrado	6[Ω]
R_{da}	Resistencia del diodo abierto	20[k Ω]

3.5.2. Simulación del desplazador de fase con un diodo apagado

Después de optimizar, se prueba el desplazador de fase para obtener las gráficas de la onda controlada y no controlada en cada paso de su rotación virtual. Este desplazador es similar a los anteriores en el sentido de que todos tienen la misma cantidad de cambios de fase. Sin embargo, para lograr una rotación, no basta con apagar el diodo consecutivo en orden angular y encender el que se tenía apagado. En la figura 3.30 se muestra 4 pasos consecutivos para girar virtualmente el desplazador de fase. Esta secuencia es a causa de la traslación de cada 2 stubs a 180° .

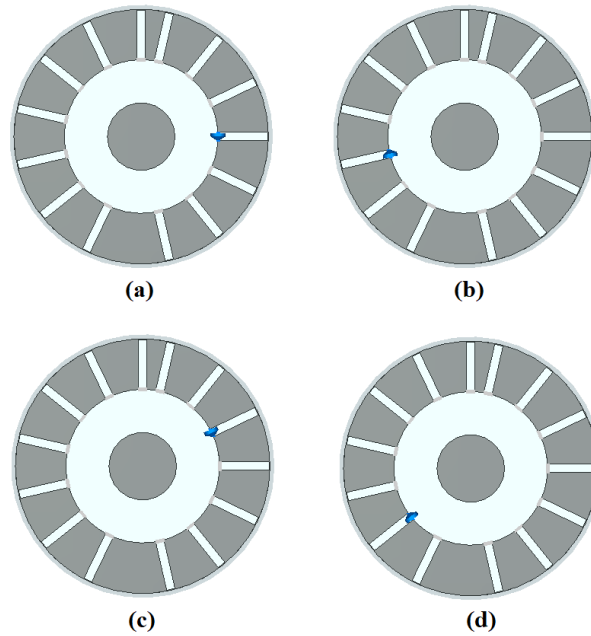


Figura 3.30: *Rotación virtual del desplazador de fase. Resaltado en azul el diodo apagado. (a) Estado inicial (sin giro virtual); (b) Paso 1 con giro de π/N ; (c) Paso 2 con giro de $2\pi/N$; (d) Paso 3 con un giro de $3\pi/N$.*

3.5.2.1. Simulación de la onda controlada y no controlada

En la figura 3.32 se ven las gráficas de las magnitudes de la onda controlada y no controlada en dB. Se observa que la onda controlada en $36.5[GHz]$ no varía su valor entre cada paso del giro virtual del desplazador, sin embargo tiene un valor de $-1.138[dB]$. Por su parte, la onda no controlada tiene una magnitud entre $-19.5[dB]$ y $-27.2[dB]$.

Por otro lado su fase se muestra en la figura 3.31. Se tiene un desplazamiento de fase uniforme en pasos de $2\pi/N = 25.71^\circ$ aproximadamente. Esto gracias a que se trabajó como desplazador simétrico. Al igual que los anteriores diseños, la fase no se mantiene respecto a la frecuencia.

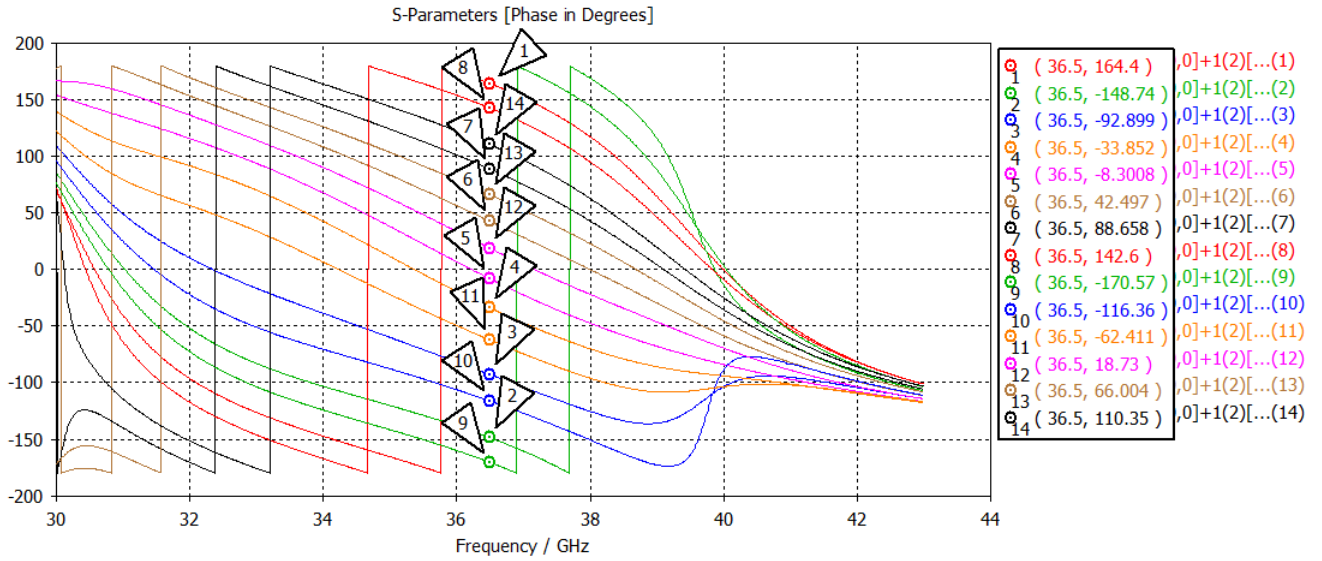


Figura 3.31: Gráfica de la fase respecto a la frecuencia de la onda controlada para cada paso del giro virtual.

En la tabla 3.8 se muestran los valores de las pérdidas de inserción simulados contra las predicciones teóricas. Se puede observar que las simulaciones no son muy diferentes a los valores teóricos, sin embargo, se ha demostrado que el desplazador de fase que tiene un mejor rendimiento ha sido el desplazador de fase simétrico optimizado. Este tiene una pérdidas de inserción por debajo de los $-0.5[dB]$ en todos sus estados, y un error de fase bajo. Sobre este diseño se puede mejorar el ancho de banda para que el desplazador de fase no trabaje en banda estrecha.

Tabla 3.8: Tabla comparativa de las pérdidas de inserción de los diferentes desplazadores de fase simulados.

	1bit		14 cambios de fase					
			No simétrico optimizado		Simétrico optimizado		Convencional	
	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
Pérdidas de inserción [dB]	-0.312	-0.309	-0.5	-0.52	-0.5	-0.49	-0.88	-1.18

3.6. Conclusiones

1. Se pueden tener dos distribuciones de los circuitos de conmutación, una cuando $N/2$ es impar y otra cuando $N/2$ es par. Lo importante es tener en cuenta que el eje de simetría de ambos sectores de diodos encendidos y apagados deben ser ortogonales entre sí.

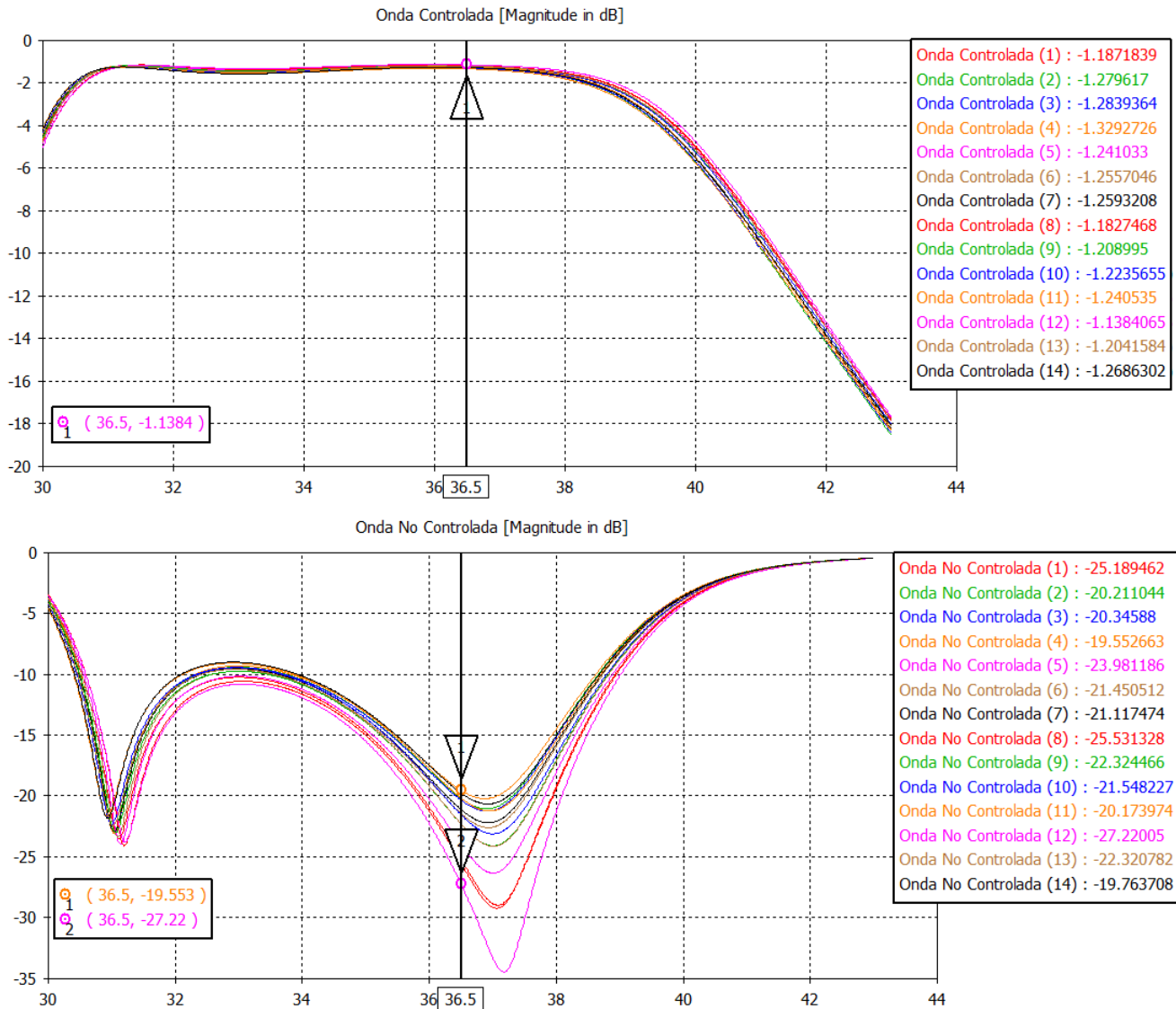


Figura 3.32: Gráficas en dB de la magnitud de las ondas controlada y no controlada.

2. Se deben tener sectores de diodos encendidos y apagados, de tal forma que para cada modo de polarización lineal y ortogonales, se excite principalmente un sector con diodos encendidos o apagados.
3. El circuito equivalente sirve como base para poder diseñar la estructura electromagnética del desplazador de fase, además es más rápido y fácil simular circuitos equivalentes y es muy útil como primera aproximación a la estructura real para poder saber si es posible obtener las metas que se proponen para la estructura.
4. Gracias al circuito equivalente se decidió diseñar un desplazador de fase con 14 cambios de fase, ya que fue a partir de este donde las pérdidas de inserción disminuyeron y coincidieron

con las estimación teórica

5. A diferencia de un desplazador de fase convencional el cual tiene siempre un diodo apagado mientras los demás encendidos. En este tipo de diseño, las pérdidas no dependen de la fase que tenga los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , siempre y cuando estos cumplan con la ecuación $\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}$, lo que implica que la diferencia de fase entre ambos sea de 180° y sus magnitudes sean iguales. Con esto la onda controlada tendrá magnitud máxima y la onda no controlada tendrá efectos mínimos.
6. Cuando se tenga en el circuito equivalente una capacitancia del anillo ranurado muy pequeña, de tal manera que por más grande que sea la ranura del anillo no se logre sintonizar, para bajar la capacitancia del diafragma se puede también disminuir el radio del diafragma y de la guía de onda y así es probable que se encuentre la misma respuesta en frecuencia si la estructura lo permite. Por ese motivo se cambio de trabajar con un guía de onda de $3.6[mm]$ a una de $3[mm]$
7. Como se mencionó, los circuitos equivalentes son una buena aproximación al desplazador de fase, sin embargo es difícil que después de sintonizar toda la estructura lo más parecido posible al circuito equivalente nos de la respuesta deseada por el desplazador de fase.
8. Un diafragma el cual no sea simétrico tiene como ventaja que para tener N cambios de fase, solamente son necesarios N circuitos de conmutación. Lo malo es que al no ser una estructura simétrica, las pérdidas de inserción no son iguales para todos los pasos del giro virtual del diafragma, además de que el error de fase se incrementa.
9. Una manera de optimizar los desplazadores de fase es a partir de las ondas controlada y no controlada, de tal manera que como meta se tenga que disminuir la magnitud de la onda no controlada lo más posible y aumentar la magnitud de la onda controlada.
10. Para los desplazadores de fase con diafragma simétrico, se necesitan $2N$ diodos para N cambios de fase. La ventaja de estos sobre los demás es que sí se cumplen las predicciones teóricas para todos los pasos del giro virtual del diafragma. Por lo tanto se tienen pérdidas mínimas e iguales para todos los pasos y un error de fase mínimo, a pesar de tener el doble de diodos *p-i-n*.
11. Se comprobó como un desplazador de fase convencional, el cual trabaja con un sólo diodo abierto en todo instante de tiempo tiene pérdidas mayores, incluso cuando tiene menos circuitos de conmutación. A pesar de tener un error de fase no muy grande, se diseño no es óptimo comparado con el desplazador de fase simétrico que tiene la mitad de diodos abiertos y cerrados en todo instante de tiempo.

Conclusiones generales

1. Los desplazadores de fase han tenido un gran desarrollo en la investigación gracias a sus varias aplicaciones en los campos de las telecomunicaciones y militares como en sistemas de radares.
2. Uno de los problemas principales en el diseño de los desplazadores de fase es su dificultad para obtener dispositivos con bajas pérdidas y tiempos de conmutación rápidos.
3. Los desplazadores de fase tipo espirafase tienen varias ventajas respecto a los desplazadores de fase mecánicos o los de ferrita ya que al usar elementos semiconductores para conmutar, estos tienen una rápida respuesta de conmutación. Por otra parte, sus errores de fase son pequeños y su modulación en amplitud es baja, por lo que las pérdidas son constantes para cualquier estado del desplazador.
4. El diodo *p-i-n* resulta ser un buen dispositivo para conmutar el desplazador de fase y simular el giro virtual ya que tiene una respuesta de conmutación en el orden de los nanosegundos. Además es sencillo modelar sus dos estados de conmutación en circuitos equivalentes.
5. Los desplazadores de fase tipo espirafase tienen dos coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} los cuales son los coeficientes de reflexión para cada uno de los modos ortogonales de polarización ortogonal lineal. Estos coeficientes se relacionan por medio de la ecuación $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$. Al cumplirse esta relación las pérdidas del desplazador de fase se minimizan, la cual es una de las condiciones para diseñar un desplazador de fase con varios cambios de fase y pérdidas de inserción mínimas.
6. Los desplazadores convencionales de tipo espirafase trabajan con diodos *p-i-n* de tal manera que en todo instante de tiempo, un diodo se encuentra apagado mientras todos los demás se encuentran encendidos. Estos desplazadores tienen la desventaja de que sus pérdidas de inserción son proporcionales a \sqrt{N} , donde N es la cantidad de cambios de fase. Por lo tanto,

si queremos diseñar un desplazador de fase con varios cambios de fase que trabaje con esta distribución de diodos, no será un dispositivo óptimo.

7. Existe un parámetro llamado factor de calidad Q del desplazador de fase, el cual depende de los valores de las admitancias Y_{\parallel} y Y_{\perp} . Estas admitancias son las de los circuitos equivalentes para cada uno de los modos ortogonales de polarización lineal. El factor de calidad es un parámetro con el que se puede comparar que tan parecidas o diferentes son estas admitancias.
8. Las pérdidas de inserción para un desplazador de fase tipo espirafase dependen del factor de calidad, de manera que si el factor de calidad se maximiza, las pérdidas de inserción disminuirán.
9. Las pérdidas de inserción mínimas en un desplazador de fase tipo espirafase se tienen cuando la distribución de los diodos es tal que la mitad se encuentran apagados y la mitad se encuentran encendidos. Un desplazador que opere de esta manera tendrá pérdidas $L = 1.57L_1$, donde L_1 son las pérdidas de un desplazador de fase de un bit. A su vez L_1 depende de las resistencias del diodo $p-i-n$ en estado abierto y cerrado. Por lo tanto, con esta distribución las pérdidas de inserción no dependen de la cantidad de cambios de fase que tenga el desplazador.
10. Como una primera aproximación se obtuvo un desplazador de fase de un bit, para verificar que cumpliera con las predicciones teóricas.
11. Se obtuvo tanto un circuito equivalente como una estructura del desplazador de fase que cumple con las predicciones teóricas.
12. Una manera de optimizar un desplazador de fase, es utilizando como metas las magnitudes de las ondas controlada y no controlada. Al bajar la magnitud de la onda no controlada, se logra que el desplazador de fase baje sus pérdidas al mínimo.
13. Las pérdidas de inserción no dependen de las fases absolutas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , sin embargo, sí es necesario que cumplan con la ecuación $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$.
14. Se obtuvieron varios diseños de desplazadores de fase con la distribución de diodos donde la mitad están encendidos y la mitad apagados. En el caso del desplazador de fase que tiene un diafragma de control que no es simétrico, se pueden obtener N cambios de fase con N diodos $p-i-n$. Por otro lado, al no ser simétrico tiene una modulación en amplitud, por lo que las pérdidas varían entre cada estado del desplazador de fase en un rango de $0.5[dB]$ a $2[dB]$, lo cual también repercute en el error de fase.

-
15. En un desplazador de fase con diafragma simétrico con N cambios de fase, se necesitan $2N$ diodos. Sin embargo esto no afecta el rendimiento del desplazador de fase ya que las pérdidas de inserción obtenidas en la simulación fueron bajas para $N = 14$. Este en especial fue el mejor diseño encontrado en este trabajo con el cual se abre la oportunidad de seguir mejorando otros aspectos como el ancho de banda. Igualmente se verifica que se pueden diseñar desplazadores de fase con varios cambios de fase y pérdidas de inserción bajas. Se lograron obtener pérdidas de inserción de $0.5[dB]$, lo cual corresponde a la predicción teórica, para todos los estados del diafragma de control e inclusive se obtuvo un error de fase mínimo.
 16. También se simuló un desplazador de fase convencional con 14 cambios de fase. Este sólo tiene un diodo apagado mientras que los demás se encuentran encendidos en cualquier instante de tiempo. Este desplazador utiliza N diodos para N cambios de fase, sin embargo este no se logró optimizar para tener pérdidas menores a $1[dB]$, que corresponde una de las predicciones teóricas. Su error de fase también fue mínimo, pero su mal rendimiento lo hace un diseño no viable.
 17. Otra desventaja de un desplazador de fase convencional es respecto a la potencia. Como solamente se tiene un diodo apagado, en ese diodo se disipa la mitad de la potencia perdida, por lo que es necesario que el diodo pueda soportar potencias bastante grandes.
 18. Además de tener pérdidas de inserción mínimas cuando el desplazador de fase trabaja con la mitad de diodos encendidos y la mitad apagados, las potencias disipadas se reparten entre todos los diodos. De esta manera no sólo un diodo debe soportar la mitad de la potencia disipada. Por lo tanto, este tipo de desplazador de fase puede soportar potencias grandes.
-

Bibliografía

- [1] A Gardner Fox. An adjustable wave-guide phase changer. *Proceedings of the IRE*, 35(12):1489–1498, 1947.
- [2] H. Phelan. Sspyraphase-a new low-cost, lightweight phase array. *Microwave Journal*, 19(12):41–44, 1976.
- [3] Alexander E Martynyuk, Ninel A Martynyuk, Sergei N Khotiaintsev, and Valeri S Vountesmeri. Millimeter-wave amplitude-phase modulator. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 45(6):911–917, 1997.
- [4] I Chávez De Sales. *Parámetros potenciales de un desplazador de fase electrónico tipo espirafase*. Tesis de licenciatura, Facultad de Ingeniería. Universidad Nacional Autónoma de México, 2015.
- [5] Shiban K Koul and Bharathi Bhat. *Microwave and millimeter wave phase shifters: Dielectric and ferrite phase shifters*, volume 1. Artech House Boston and London, 1991.
- [6] LOUIS Stark. A helical line scanner for beam steering a linear array. *IRE transactions on antennas and propagation*, 5(2):211–216, 1957.
- [7] F Reggia and EG Spencer. A new technique in ferrite phase shifting for beam scanning of microwave antennas. *Proceedings of the IRE*, 45(11):1510–1517, 1957.
- [8] L Dubrowsky, G Kern, and G Klein. A high power x-band latching digital ferrite phase shifter for phased array application. *NEREM Record*, pages 214–215, 1965.
- [9] E Collin Robert. Foundations for microwave engineering. *McGraw-Hill*. New York, 1992.
- [10] Robert C Hansen. *Microwave Scanning Antennas: Array Systems*, volume 3. Academic Press, 1966.

- [11] H-P Feldle and K Solbach. Passive and active phased arrays using solid state technologies. In *Phased Arrays, IEE Colloquium on*, pages 3–1. IET, 1991.
- [12] Robert J Mailloux. *Phased array antenna handbook*, volume 2. Artech House Boston, 2005.
- [13] P. Padilla, J. F. Valenzuela-Valdés, J. L. Padilla, J. M. Fernández-González, and M. Sierra-Castañer. Electronically reconfigurable reflective phase shifter for circularly polarized reflectarray systems. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(9):705–707, Sept 2016.
- [14] United Monolithic Semiconductors. T/r module solution for x-band phased-array radar. *Microwave Journal*, 2010.
- [15] Shiban K Koul and Bharathi Bhat. *Microwave and millimeter wave phase shifters: Semiconductor and delay line phase shifters*, volume 2. Artech House Boston and London, 1991.
- [16] Joseph F White. *Microwave semiconductor engineering*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [17] M. E. Hines. Fundamental limitations in rf switching and phase shifting using semiconductor diodes. *Proceedings of the IEEE*, 52(6):697–708, June 1964.
- [18] R. V. Garver. Broad-band diode phase shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 20(5):314–323, May 1972.
- [19] J. F. White. Diode phase shifters for array antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 22(6):658–674, Jun 1974.
- [20] Hugh A Watson and Mark R Barber. *Microwave semiconductor devices and their circuit applications*. McGraw-Hill, 1969.
- [21] Peng Li, Junqian Niu, Jiahui Fu, Wan Chen, Bo Lv, Zhefei Wang, and Ao Li. A novel 360°continuously tunable phase shifter based on varactor-loaded crlh transmission line at exact 2.4 ghz. In *Electronic Information and Communication Technology (ICEICT), IEEE International Conference on*, pages 583–585. IEEE, 2016.
- [22] L. Y. Huang, Y. T. Lin, and C. N. Kuo. A 38 ghz low-loss reflection-type phase shifter. In *2017 IEEE 17th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pages 54–56, Jan 2017.

-
- [23] Y Du, J Bao, Z He, and J Jiang. A x-band switched-line 5-bit phase shifter with rf mems multithrow switches. In *Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), 2013 8th IEEE International Conference on*, pages 296–299. IEEE, 2013.
- [24] C. C. Chang, Y. C. Chen, and S. C. Hsieh. A v-band three-state phase shifter in cmos-mems technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(5):264–266, May 2013.
- [25] A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez, J. R. Cuevas, and Y. K. Sydoruk. Wideband reflective array based on loaded metal rings. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, pages 4 pp.–, June 2005.
- [26] A. E. Martynyuk, A. G. Martinez-Lopez, and J. I. Martinez Lopez. 2-bit *x*-band reflective waveguide phase shifter with bcb-based bias circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12):4056–4061, Dec 2006.
- [27] S. Kawakami. Figure of merit associated with a variable-parameter one-port for rf switching and modulation. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 12(3):321–328, September 1965.
- [28] I. B. Vendik G. S. Khizha and Ye. A. Serebryakova. Microwave phase shifters: Features of integrated realization with p-i-n diodes [en ruso]. *Radio I Svyaz*, 1984.
- [29] A. E. Martynyuk and J. Rodriguez-Zamudio. Polarization phase shifters and spiraphase-type phased arrays. In *2007 International Kharkov Symposium Physics and Engrg. of Millimeter and Sub-Millimeter Waves (MSMW)*, volume 2, pages 684–686, June 2007.

L^AT_EX