



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

**ELEMENTO REFLECTIVO DESPLAZADOR DE FASE
EN BANDA V (50-75 GHZ)**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
GÓMEZ MÉNDEZ JAVIER

TUTOR: OLEKSANDR MARTYNYUK
ENTIDAD DE ADSCRIPCIÓN: FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F., NOVIEMBRE 2014

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

Secretario: Dra. Moumtadi Fatima

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1 er. Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

2 do. Suplente: Dr. Martínez López José Ismael

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

TUTOR DE TESIS:

Dr. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

DEDICATORIAS

Familia Gómez Méndez:

Agradecerles por todo su amor, comprensión y respeto. Por tener siempre palabras de aliento que me motivaron a salir adelante día a día, por cada uno de los sacrificios que hicieron para que no me faltase nada, por apoyarme incondicionalmente en esta nueva aventura pues entienden que lo hago por mejorar profesionalmente y por retribuirles cada una de las atenciones que han tenido conmigo.

Dr. Oleksandr Martynyuk:

En primer lugar por recibirme cuando era para él un perfecto desconocido, por la valiosa oportunidad que me brindo de trabajar con él, por compartir sus grandiosos y valiosos conocimientos conmigo, por siempre tener ese gran gesto de estar al pendiente de mis dudas, por brindarme esa libertad de proponer ideas o soluciones, pero sobre todas las cosas...por creer en mí.

A mis amigos:

Por siempre contar con su amistad incondicional, por apoyarme en esos momentos difíciles, por sus consejos en épocas de incertidumbre, por ser parte en esa aventura futbolística de la cual no se obtuvieron buenos resultados pero afortunadamente si muchos momentos agradables y memorables.

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México por permitirme vivir esta nueva experiencia, por los grandes esfuerzos que hace día a día para brindarnos tan excelente educación y por los grandes profesores con los que tuve la oportunidad de adquirir el tan valioso conocimiento que hoy poseo en esta nueva etapa de posgrado.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, a pesar de no tener el honor de estar bajo su tutoría siempre tuvo el tiempo y toda la disponibilidad de ayudar en la realización del proyecto. Siempre tuvo un consejo y atenciones muy gratas hacia mi persona.

A la Dra. Fátima Moumtadi por sus grandes consejos, por su excelente trato conmigo, por su gran amistad y sobre todo por infundir en mi grandes ideales.

A la compañía Computer Simulation Technology CST por proporcionarnos el software de simulación electromagnética CST Microwave Studio, el cual fue pieza fundamental para el desarrollo del trabajo realizado en esta tesis.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACyT, por el apoyo económico otorgado para poder realizar satisfactoriamente mis estudios de maestría. Además, por los fondos proporcionados al proyecto CONACyT 166106.

A la DGAPA de la UNAM, a través del Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica PAPIIT, por la aprobación de los siguientes proyectos: PAPIIT IN114213, IN116112 and IN117814.

“Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM <<IN117814 >> <<Antenas de onda de fuga reconfigurables basadas en estructuras electromagnéticas de banda prohibida para aplicaciones en la banda de extremadamente alta frecuencia >>. Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida”.

Finalmente desea agradecerle a la vida y a Dios por cada una de las pruebas que me ha puesto en la vida, por colocar en mi camino personas de bien que me han ayudado a mejorar como profesionista y como persona, y por qué afortunadamente todas las personas que estimo y admiro (familia, amigos, etc.) se encuentran con salud y realizándose.

Sin interferir mis creencias religiosas con mi profesión, dejo este pequeño versículo que ayuda a reconfortar la fe en momentos difíciles:

*El SEÑOR es mi pastor,
nada me faltará.*

*En lugares de verdes pastos me hace descansar;
junto a aguas de reposo me conduce.*

*El restaura mi alma;
me guía por senderos de justicia
por amor a su nombre.*

*Aunque camine por el valle de sombra de muerte,
no temeré mal alguno, porque tú estás conmigo;
tu vara y tu cayado me infunden aliento.*

*Tú preparas mesa delante de mí en presencia de mis enemigos;
has ungiómi cabeza con aceite;
mi copa está rebosando.*

*Ciertamente el bien y la misericordia me seguirán
todos los días de mi vida,
y en la casa del SEÑOR moraré por largos días.*

Salmo 23

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE GENERAL.....	1
ÍNDICE DE FIGURAS.....	3
ÍNDICE DE TABLAS.....	8
INTRODUCCIÓN GENERAL	10
OBJETIVOS	11
CAPÍTULO 1: Estado del arte	12
1.1 PROS Y CONTRAS DE LA BANDA V (40-75) GHz.....	13
1.2 APLICACIONES EN LA BANDA V	15
1.3 ANTENAS EN ARREGLOS DE FASE.....	18
1.4 ARREGLOS REFLECTIVOS.....	21
1.5 DESPLAZADORES DE FASE	24
1.5.1 Desplazadores de fase mecánicos	25
1.5.2 Desplazador de fase de Ferrita	26
1.5.3 Desplazadores de fase con semiconductores.....	27
1.5.4 Desplazadores de Fase Ferroeléctricos	28
1.5.5 Desplazadores de Fase MEMS	29
1.5.6 Circuitos Desplazadores de Fase.....	30
1.6 COMPARATIVA ENTRE P-I-N, FET Y MEMS	33
1.7 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE FOX	35
1.8 CONCLUSIONES.....	37
1.9 REFERENCIAS	39
CAPÍTULO 2: Diseño de desplazador de fase en guía de onda circular para banda V (50-75 GHz)	43
2.1 RANURA RESONANTE TIPO ANILLO.....	44
2.2 DISEÑO DE STUB EN DIAFRAGMA DE CONTROL	48
2.3 ELEMENTO DE CONMUTACIÓN: DIODO P-I-N.....	54
2.1.1 Factor de calidad de conmutación.....	54

2.1.2 Pérdidas de inserción y Aislamiento	57
2.1.3 Modelo Eléctrico del diafragma de control con diodo P-I-N	59
2.4 DESPLAZADOR DE FASE	66
2.5 POLARIZACIÓN DE DIODOS P-I-N	70
2.6 CONCLUSIONES.....	73
2.7 REFERENCIAS	74
CAPÍTULO 3: Arreglo reflectivo reconfigurable para la banda V (50-75 GHz).....	76
3.1 RETÍCULA TRIANGULAR VS RECTANGULAR.....	77
3.2 ARREGLO REFLECTIVO EN BANDA V.....	86
3.3 CONCLUSIONES.....	95
3.4 REFERENCIAS	96
CAPÍTULO 4: Fabricación del desplazador de fase en guía de onda circular.....	98
4.1 FABRICACIÓN POR FOTOLITOGRAFÍA.....	99
4.2 DISEÑO DE MÁSCARAS PARA DIAFRAGMA DE CONTROL	103
4.4 DISPOSITIVO DE MONTAJE PARA DESPLAZADOR DE FASE	111
4.5 ARMADO DE DISPOSITIVO DE PRUEBA	114
4.6 CIRCUITO DE CONTROL.....	119
4.7 CONCLUSIONES	121
4.8 REFERENCIAS	122
CAPÍTULO 5: Resultados experimentales del desplazador de fase en guía de onda circular	123
5.1 MODO REFLEXIÓN	124
5.2 MODO CONMUTACIÓN:	126
5.3 DESPLAZADOR DE FASE	129
5.4 CONCLUSIONES.....	134
5.5 REFERENCIAS	135
CONCLUSIONES GENERALES.....	137
APÉNDICE.....	140

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

Figura 1. 1 Aplicaciones en la banda V, obtenida de [1]	16
Figura 1. 2 Implementación de Radar en la banda V, obtenida de [3]	18
Figura 1. 3 Antena en arreglo de fase. Cada radiador emite una onda	18
Figura 1. 4 Módulo de recepción-transmisión del arreglo activo	19
Figura 1. 5 Esquema de un arreglo reflectivo [5]	21
Figura 1. 6 Tipos de elementos reflectivos: (a) parches idénticos con longitud de línea de fase retardadora de fase, (b) dipolos de tamaño variable o lazos , (c) parches de tamaño variable, (d) Rotación angular variable. Obtenido de [26]	22
Figura 1. 7 Elemento de arreglo reflectivo con forma de anillos cuadrados dobles [8]	23
Figura 1. 8 Esquema de un desplazador de fase [15].....	24
Figura 1. 9 Desplazador de fase de ferrita basado en líneas microstrip [16].....	26
Figura 1. 10 Diodo p-i-n como switch en un desplazador de fase de línea conmutada	27
Figura 1. 11 Representación de FET como switch en forma serie	28
Figura 1. 12 Esquemático de un desplazador de fase ferroeléctrico [19].....	29
Figura 1. 13 Conmutadores MEMS: (a) tipo viga y (b) tipo puente	29
Figura 1. 14 Circuito desplazador de fase de línea conmutada	31
Figura 1. 15 Diagrama eléctrico del circuito desplazador de fase de línea cargada [21].....	32
Figura 1. 16 Circuito desplazador de fase filtro paso altas paso bajas tipo π [21].....	33
Figura 1. 17 Elemento espiral de arreglo espirafase de cuatro brazos, [28].....	35
Figura 1. 18 (a) Arreglo reflectivo del tipo espirafase y (b) Elemento reflectivo tipo espirafase [23]	36

CAPÍTULO 2:

Figura 2. 1 Ranura resonante tipo anillo para desplazador de fase: (a) vista frontal y (b) vista lateral	44
Figura 2. 2 Distancia dada entre los radios de la guía de onda y el radio exterior	45
Figura 2. 3 (a) Ranura resonadora tipo anillo, (b) Circuito equivalente [1]	46
Figura 2. 4 Onda incidente E_i transmitiendo a través de ranura resonante tipo anillo, montada en guía de onda.....	47
Figura 2. 5 Gráfica de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para $R_{int} = 0.6$ mm	47
Figura 2. 6 Gráfica de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para $R_{int} = 0.65$ mm	48
Figura 2. 7 Geometría de stub para desplazador de fase en banda X.....	49
Figura 2. 8 Diagrama del análisis planteado en caso 1: plano de polarización vertical de onda incidente y eje de stub vertical	51

Figura 2. 9 Diagrama del análisis planteado en caso 1: plano de polarización horizontal de onda incidente y eje de stub vertical	51
Figura 2. 10 Circuito Equivalente para Caso 2: Onda incidente ortogonal al eje de del stub	52
Figura 2. 11 Magnitud de coeficientes de reflexión Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para diafragma de control con stub... 53	53
Figura 2. 12 Nuevas gráficas de magnitud de Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para diafragma de control con stub	54
Figura 2. 13 Modelo eléctrico de diodo p-i-n en señal pequeña [11]	55
Figura 2. 14 Modelos eléctricos de diodo p-i-n: (a) Estado ON y (b) estado OFF	55
Figura 2. 15 Gráficas de las impedancias Z_{on} y Z_{off} para diodo p-i-n HPND-4005.....	56
Figura 2. 16 CQF del diodo p-i-n empleado como dispositivo de conmutación en banda V	56
Figura 2. 17 Red para obtención del parámetro S_{21}	57
Figura 2. 18 Pérdidas de inserción para interruptor con diodo p-i-n en estado ON.....	58
Figura 2. 19 Aislamiento para interruptor con diodo p-i-n para estado OFF.....	59
Figura 2. 20 Componente paralelo de onda incidente transmitiéndose a través del diafragma de control con diodo p-i-n abierto	60
Figura 2. 21 Circuito equivalente de diafragma de control con diodo p-i-n abierto para componente ortogonal al eje de stub	60
Figura 2. 22 Componente ortogonal de onda incidente reflejada por diafragma de control con diodo p-i-n en estado abierto.....	61
Figura 2. 23 Magnitudes de Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para diafragma de control con diodo p-i-n en estado abierto	61
Figura 2. 24 Corrección de frecuencia de resonancia para Γ^{\parallel} modificando “g”	62
Figura 2. 25 Magnitud del coeficiente de reflexión Γ^{\perp} al modificar el valor de “g”	62
Figura 2. 26 Esquema completo del Desplazador de fase de 2-bits para banda V	63
Figura 2. 27 Modelo eléctrico más preciso del diodo p-i-n en estado de baja impedancia (ON).....	63
Figura 2. 28 Modelo eléctrico final para diafragma de control con 1 diodo p-i-n en modo OFF y 3 diodos p-i-n en modo ON.....	64
Figura 2. 29 Magnitudes de coeficientes de reflexión para diafragma de control con 4 diodos p-i-n	64
Figura 2. 30 Corrección de frecuencia de resonancia para coeficiente de reflexión Γ^{\perp} para diafragma de control con 4 diodos p-i-n	65
Figura 2. 31 Modificación en frecuencia de resonancia para coeficiente de reflexión Γ^{\parallel} para diafragma de control con 4 diodos p-i-n	65
Figura 2. 32 Reflexión de componente ortogonal de onda polarizada circularmente en diafragma de control final	67
Figura 2. 33 Defasamientos obtenidos por la componente paralela de la onda polarizada circularmente al atravesar el diafragma de control y reflejarse en la placa metálica	67
Figura 2. 34 Magnitud de “onda controlada” en el desplazador de fase para distancia optima igual a 2.25mm	69
Figura 2. 35 Diferencia de fase entre coeficientes de reflexión para distancia óptima igual a 2.25 mm	70
Figura 2. 36 Conmutación de diodo p-i-n según la polarización aplicada en él.....	70
Figura 2. 37 Adición de material dieléctrico a la estructura del desplazador de fase	71
Figura 2. 38 Geometría triangular del contacto metálico para filtro de protección.....	72

Figura 2. 39 Magnitud de impedancia para stub abierto como filtro de polarización	73
Figura 2. 40 Línea de conexión para fuente de corriente directa en polarización.....	73

CAPÍTULO 3:

Figura 3. 1 Geometrías típicas de retículas: a. retícula rectangular, b. retícula triangular y c. retícula triangular como superposición de dos arreglos rectangulares [1]	77
Figura 3. 2 Representación de elementos abiertos en arreglo reflectivo con periodicidad infinita en retícula triangular.....	78
Figura 3. 3 Magnitudes de los coeficientes Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para elemento abierto en arreglo de periodicidad infinita	79
Figura 3. 4 Geometría de stubs y ranura resonante para elemento abierto en arreglo reflectivo de retícula triangular.....	80
Figura 3. 5 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\parallel} y Γ^{\perp} para nueva geometría del elemento abierto en arreglo reflectivo con retícula triangular	80
Figura 3. 6 Magnitud de “onda controlada” para elemento abierto en modo desplazador de fase con retícula triangular para pantalla metálica colocada a 2.25 mm de distancia	81
Figura 3. 7 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\parallel} y Γ^{\perp} para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} en retícula triangular	82
Figura 3. 8 Magnitud de “onda controlada” para elemento abierto operando como desplazador de fase para P_{opt} con retícula triangular.....	82
Figura 3. 9 Diferencia de fases entre Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} para retícula triangular	82
Figura 3. 10 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para retícula rectangular	83
Figura 3. 11 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\parallel} y Γ^{\perp} para nueva geometría del elemento abierto en arreglo reflectivo con retícula rectangular	84
Figura 3. 12 Representación de elemento abierto en retícula rectangular trabajando como desplazador de fase.....	84
Figura 3. 13 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para elemento abierto como desplazador fase en una retícula rectangular	85
Figura 3. 14 Magnitud de “onda controlada” para elemento abierto como desplazador de fase para P_{opt} con retícula rectangular.....	85
Figura 3. 15 Diferencia de fases entre Γ^{\perp} y Γ^{\parallel} para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} en retícula rectangular	86
Figura 3. 16 Arreglo reflectivo tipo espirafase con celda periódica “grande” con elementos del arreglo configurados de distinta forma. Los stubs que contienen diodos en estado de alta impedancia se señalan en negro [6]	86
Figura 3. 17 Estructura reticular general de un arreglo de antenas planar	87
Figura 3. 18 Amplitudes modales Floquet para el caso de una dimensión [9]	88
Figura 3. 19 Diagrama circular para retícula triangular tipo isósceles [9].....	90
Figura 3. 20 Vista esquemática de un arreglo reflectivo con offset en alimentación [6]	91

Figura 3. 21 Coeficiente de conversión L_c para cinco configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como conmutadores	92
Figura 3. 22 Ángulos de elevación de reflexión para las 5 configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como conmutadores	92
Figura 3. 23 Representación esquemática de la polarización elíptica; señalando parámetros como eje mayor, eje menor y ángulo de inclinación [10].....	94
Figura 3. 24 Distintos casos de polarización elíptica según el coeficiente de elípticidad, ángulo de inclinación y sentido de giro [10]	94
Figura 3. 25 Coeficiente de elípticidad para las 5 configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como interruptores	95

CAPÍTULO 4:

Figura 4. 1 Pasos a seguir en procedimiento general de manufactura por litografía	99
Figura 4. 2 Cubierta de resist en oblea. (a) Colocación de resist en oblea para esparcimiento. (b) esparcimiento de resist por fuerza centrífuga a lo largo y ancho de la oblea	100
Figura 4. 3 Equipo de alineación de obleas, cortesía de SUSS MicroTec [2].....	100
Figura 4. 4 Proceso de exposición de oblea cubierta de resist en litografía [1]	101
Figura 4. 5 Efecto “onda estacionaria” en las películas fotoresist, cortesía de [1].....	102
Figura 4. 6 Equipo de implantación iónica, imagen cortesía de [3]	103
Figura 4. 7 Máscara 1: Zona de trabajo.....	105
Figura 4. 8 Resultado de transferir máscara 1 en RT/duroid 5880, oblea 1	105
Figura 4. 9 Máscara 2: Islas de resina Foto-BCB (serie cyclotene 4000)	106
Figura 4. 10 Islas de Cyclotene en oblea número 2.....	107
Figura 4. 11 Stubs y ranura resonante tipo anillo en máscara 3.....	108
Figura 4. 12 Oblea 3: Stubs, ranura resonante e islas de cyclotene	108
Figura 4. 13 Máscara 4: pistas de polarización para desplazador de fase	109
Figura 4. 14 Proceso de pulverización catódica o sputtering en fabricación de diafragma de control [6]	110
Figura 4. 15 Oblea 4, resultado de aplicar máscara 4 a oblea 3	111
Figura 4. 16 Base de descanso para colocación de elemento de control en dispositivo de montaje	111
Figura 4. 17 Cavidades para polarización en dispositivo de montaje: (a) vista superior, (b) vista transversal.....	112
Figura 4. 18 Esquemático de fabricación del dispositivo de montaje para desplazador de fase ...	113
Figura 4. 19 Vista superior del dispositivo de montaje fabricado en latón	113
Figura 4. 20 Esquemático del mecanismo corredizo para reflexión en desplazador de fase propuesto	114
Figura 4. 21 Selección de diafragma de control para proceso de separación de oblea.....	114
Figura 4. 22 Dimensiones físicas del Diodo p-i-n HPND-4005 empleado [8]	115
Figura 4. 23 Soldadura de estaño en presentación de pasta	115

Figura 4. 24 Desplazador de fase con diodos p-i-n colocados en los 4 stubs	116
Figura 4. 25 Representación gráfica de la vista superior del enlace de polarización	116
Figura 4. 26 Muestra de enlace de polarización con cable 28 AWG y alambre magneto	117
Figura 4. 27 Cables de polarización colocados en dispositivos de montaje.....	117
Figura 4. 28 Uso de microsoldadora para unir cables y pistas de polarización en desplazador de fase	118
Figura 4. 29 Cables de polarización y desplazador de fase con diodos p-i-n colocados en dispositivo de montaje	118
Figura 4. 30 Guías de ondas colocadas en ambos lados de dispositivo de montaje para proceso de medición.....	119
Figura 4. 31 Valores típicos de aislamiento y pérdidas de inserción para diodo p-i-n HPND-4005 [8]	119
Figura 4. 32 Diagrama eléctrico del circuito de control para operar el desplazador de fase en banda V	120
Figura 4. 33 Circuito de control fabricado con interruptor 2 activado para seleccionar cambio de fase igual a 90°	120
Figura 4. 34 Polarización de D2 a -30 V (apagado) para proporcionar cambio de fase igual a 90, mientras que D1, D3 y D4 están polarizados a 5 V (encendidos)	121

CAPÍTULO 5:

Figura 5. 1 Esquemático de conexión para realizas medición del dispositivo en modo Reflectivo	124
Figura 5. 2 Ejemplificación de incidencia paralela de onda plana (representada con flechas) a stub con diodo p-i-n en inversa (color azul), mientras que los diodos restantes están en directa (color rojo).....	124
Figura 5. 3 Medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\pm} para los cuatro estados de fase	125
Figura 5. 4 Medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión Γ^{\parallel} para los cuatro estados de fase	125
Figura 5. 5 Diafragma de control trabajando como conmutador	127
Figura 5. 6 Esquemático de conexión para realizar el proceso de medición del coeficiente de dispersión S_{21}	127
Figura 5. 7 Medición de la magnitud del coeficiente de transmisión T^{\pm} para los cuatro diodos p-i-n	129
Figura 5. 8 Medición de la magnitud del coeficiente de transmisión T^{\parallel} para los cuatro diodos p-i-n	129
Figura 5. 9 Esquemático de conexión para medición de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal utilizando al diafragma de control como desplazador de fase	130
Figura 5. 10 Magnitudes medidas de los coeficientes de reflexión Γ^{\parallel} y Γ^{\pm} para los cuatro estados de fase	130

Figura 5. 11 Magnitudes medidas de las “ondas controladas” para cada uno de los cuatro estados de fase	131
Figura 5. 12 Esquemático de conexión para medición de dispositivo como desplazador de fase .	132
Figura 5. 13 Cambios de fase medidos proporcionados por el dispositivo trabajando como desplazador de fase.....	133
Figura 5. 14 Pérdidas de inserción medidas del desplazador de fase, incluyendo las pérdidas de inserción del polarizador circular	133

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 1:

Tabla 1. 1 Factores que afectan la propagación en las comunicaciones satelitales [2]	17
Tabla 1. 2 Pérdidas de inserción en desplazadores MEMS y FET- GaAs	30
Tabla 1. 3 Comparación de desempeño en conmutadores electrostáticos con RF-MEMs, Diodos p-i-n y FET.....	34

CAPÍTULO 2:

Tabla 2. 1 Determinación de Radio interno para obtención de $f_0 = 50$ GHz	48
Tabla 2. 2 Dimensiones del stub para desplazador de fase en banda X [3]	49
Tabla 2. 3 Primeros valores de la geometría del stub en banda V	50
Tabla 2. 4 Corrección de valores en la geometría del stub para banda V	50
Tabla 2. 5 Frecuencias de resonancia para I^{\perp} en base a la modificación de “d”	53
Tabla 2. 6 Abreviaturas usadas en modelo de señal pequeña para diodo p-i-n	55
Tabla 2. 7 Modificaciones en las frecuencias de resonancia para I^{\parallel} y I^{\perp} con respecto a las distintas etapas del diafragma de control para desplazador de fase en la banda V	66
Tabla 2. 8 Geometría final de la ranura resonante tipo anillo y stub	66
Tabla 2. 9 Pérdidas de inserción y ancho de banda para desplazador de fase, en función de la distancia “Popt”	69
Tabla 2. 10 Dimensiones de la geometría triangular del contacto metálico	72

CAPÍTULO 3:

Tabla 3. 1 Primeras geometrías de ranura resonante y stub usadas en elemento abierto para retícula triangular	79
Tabla 3. 2 Distancias óptimas “ P_{opt} ” para desplazador de fase con elementos abiertos en retícula triangular	81
Tabla 3. 3 Primeras geometría de ranura resonante y stubs usadas en elementos abiertos para retícula rectangular	84
Tabla 3. 4 Parámetros de escaneos para las cinco configuraciones con sus respectivos valores de θ_0	93

CAPÍTULO 4:

Tabla 4. 1 Propiedades térmicas y eléctricas de la serie Cyclotene 4000 [5]	106
---	-----

CAPÍTULO 5:

Tabla 5. 1 Valores de frecuencia de resonancia, pérdidas por regreso y pérdidas de inserción para modo Reflexión en las frecuencias de resonancia	126
Tabla 5. 2 Valores de frecuencia de resonancia, aislamiento y pérdidas de inserción para modo conmutador espirafase	128
Tabla 5. 3 Comparativa de interruptores en banda V con el realizado en este trabajo	128
Tabla 5. 4 Errores de fase para los cuatro estados posibles en desplazador de fase para banda V	132
Tabla 5. 5 Comparación de desplazadores de fase en banda V	134

INTRODUCCIÓN GENERAL

En el capítulo 1 se explicará al lector diversos conceptos relacionados a las antenas en arreglo de fase, arreglos reflectivos y desplazadores de fase. También se hace una pequeña comparación de los dispositivos más empleados como conmutadores electrónicos en los desplazadores de fase, señalando características importantes para los diseñadores. Finalmente el lector podrá encontrar el principio de operación sobre el cual se basa el diseño del desplazador de fase presente en este trabajo.

Para el capítulo 2 se describe el diseño del desplazador de fase basado en guía de onda circular (ecuaciones, modelos eléctricos y gráficos) para banda V, cuyo sustento teórico es el principio de Fox, es decir, la obtención de coeficientes de reflexión distintos para la eliminación de la componente de polarización cruzada, además de la manipulación en fase y magnitud de la “onda controlada”. El diseño se dividirá en 4 etapas: ranura resonante tipo anillo, stubs, elemento de conmutación y filtro de polarización.

Referente al capítulo 3 el lector podrá encontrar lo referente al diseño y análisis del elemento abierto o integrado para la banda V en un arreglo reflectivo. Por ello en primera instancia se hace una comparativa entre un arreglo con retícula triangular y otro arreglo con retícula rectangular, mostrando características de interés (pérdidas de inserción, diferencia de fases entre coeficientes de reflexión) para elegir la mejor retícula. Ya que se encontró la retícula idónea, se realiza el estudio de las características de escaneos del arreglo reflectivo mediante la aproximación de arreglo de periodicidad infinita.

En el capítulo 4 se encuentra de forma general el procedimiento de fabricación utilizado para el desplazador de fase propuesto en el capítulo 2, señalando de forma práctica pero concisa los distintos pasos desarrollados para la fabricación usada. Así mismo, como parte importante en la fabricación se muestran las máscaras de las distintas etapas que conforman el desplazador, señalando características de diseño como resultados físicos obtenidos. Además también se muestran dos piezas extras como el dispositivo de montaje y finalmente el procedimiento de armado del desplazador de fase.

Finalmente en el capítulo 5 se realizan las mediciones del dispositivo planteado, las cuales corresponden a tres etapas: Reflexión, Transmisión y Desplazador de fase. Se podrán visualizar los esquemáticos de conexión, una breve descripción de lo realizado en la medición, así como las gráficas obtenidas y las procesadas.

OBJETIVOS

Objetivo General

Proponer nuevos principios de operación, investigar, optimizar y desarrollar las antenas reconfigurables para la banda V con elementos fabricados sobre sustratos dieléctricos apropiados para microondas aplicando una tecnología de fabricación original, mediante la cual los elementos de la antena estarán integrados con los desplazadores de fase optimizados con la finalidad de disminuir al máximo las pérdidas y el nivel de polarización cruzada, buscando satisfacer las altas demandas de flexibilidad de operación de los sistemas de comunicaciones y radar en la banda V.

Objetivo Particular

Diseñar y fabricar elementos reflectivos y desplazadores de fase de bajas pérdidas, con errores de fase pequeños, bajo nivel de modulación de magnitud parásita y compatibles con la tecnología de fabricación de los circuitos impresos, para poder implementar arreglos reflectivos y desplazadores de fase en la banda V con los siguientes parámetros de diseño:

- Número de las posiciones de fase 4 (0° , 90° , 180° , 270°).
- Nivel de pérdidas de inserción menor a 1 dB.
- Error máximo de fase 15 grados.
- Tiempo de respuesta menor a 1 μ s.

CAPÍTULO 1: Estado del arte

En este primer capítulo se mostrará al lector a través de sus ventajas por qué se eligió trabajar en la banda V (40 a 75 GHz), pero también señalando las problemáticas que podemos tener al trabajar en esta banda de frecuencia. Se encontrarán aplicaciones que se desarrollan en este intervalo de frecuencias, algunas de estas las tenemos en nuestra vida cotidiana (comunicaciones satelitales, sistemas anti-colisión en automóviles, internet, etc.) y otras aplicaciones como los radares están reservadas a sectores más exclusivos como los militares.

Después se explicará al lector diversos conceptos relacionados a las antenas en arreglo de fase, arreglos reflectivos y desplazadores de fase. También se expondrá al lector los distintos tipos de desplazadores de fase que existen con base en clasificaciones encontradas (Mecánicos, Semiconductores, ferrita y demás), así como los tipos de circuitos desplazadores de fase que se pueden formar con ellos. Se encontrará, una pequeña comparación de los dispositivos más empleados como conmutadores electrónicos en estos desplazadores de fase, señalando características importantes para los diseñadores.

Por último, el lector podrá encontrar el principio de operación sobre el cual se basa el diseño del desplazador de fase presente en este trabajo, el cual se rige bajo el concepto del desplazador de fase del tipo espirafase y polarización circular. Esta combinación ofrecerá una serie de características muy importantes como son pérdidas de inserción menores a 1 dB, pequeños errores de fase y bajos niveles de modulación en amplitud.

1.1 PROS Y CONTRAS DE LA BANDA V (40-75) GHz

Los altos niveles de desempeño requeridos, así como la creciente demanda de flexibilidad de operación en los sistemas electrónicos modernos, han impulsado la búsqueda de soluciones con un mayor nivel tecnológico. Así mismo, la constante carrera por asegurar cada vez una mayor velocidad en las comunicaciones inalámbricas y una mayor flexibilidad en los sistemas de radar, propicia de manera inevitable la exploración y uso de las frecuencias que corresponden a las ondas milimétricas.

Históricamente, se adjudica como el principal usuario de la banda V a la industria militar, debido al uso de sistemas de comunicación cerrados (frecuencias alrededor de 60 GHz) y radares de sistemas de control de combate en aviones (frecuencias de alrededor de 70 GHz). La banda V ofrece las siguientes ventajas [1,3,30] :

- 1) En el centro de la banda V la longitud de onda en el espacio libre es de 5 mm, lo que hace posible antenas compactas de gran directividad. Esa particularidad de la banda V generó interés en radares compactos de control para sistemas de combate, así como en radares anticolidión para automóviles y helicópteros.
- 2) En las frecuencias cercanas a 60 GHz existe una atenuación adicional de hasta 15 dB/km debido a la resonancia de las moléculas de oxígeno. Entonces, con las antenas de alta directividad es posible crear un canal de comunicación prácticamente cerrado para la interceptación e interferencia. Conjuntamente, cabe la posibilidad de crear pico células para la comunicación interna dentro de un edificio y evitar interferencias de otras pico células que funcionan en los edificios cercanos.
- 3) Una capacidad espectral grande, permite alcanzar grandes velocidades de transmisión de por lo menos 1 Gb/s. La enorme velocidad de transmisión mencionada hace posible toda una serie de aplicaciones tales como transmisión inalámbrica de películas en formato HD en cuestión de minutos, conexión inalámbrica entre la pantalla de una televisión y una computadora, videocámara, consola de video juegos o disc player.

Por lo tanto, es evidente que la exploración de la banda V, el diseño, la fabricación y finalmente la implementación de dispositivos de tamaño pequeño y bajo costo abrirá nuevas oportunidades en el ámbito de las telecomunicaciones y las tecnologías de radar. Sin embargo, la exploración de la banda V resulta complicada debido a las siguientes razones [31,1,18]:

- 1) Según la fórmula de Friis para el sistema transmisor-receptor, la potencia en la entrada del receptor P_r puede ser calculada como:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (1.1)$$

donde P_t es la potencia del transmisor; G_t y G_r son la ganancia de la antena receptora y transmisora (respectivamente), λ es la longitud de onda y R es la distancia entre el receptor y el transmisor. La longitud de onda λ es inversamente proporcional a la frecuencia. Entonces, según (1.1), para un sistema que funciona en la frecuencia de 60 GHz, la potencia en la entrada del receptor P_r será 400 veces más pequeña en comparación a funcionar en 3 GHz bajo los mismos parámetros P_t , G_t , G_r y la misma distancia R en ambos sistemas.

- 2) Para el caso de sistemas de radar la fórmula de Friis tiene la siguiente forma:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.2)$$

donde G es la ganancia de la antena del radar y σ es la superficie efectiva de reflexión del objeto a detectar (radar cross section). La situación es aún más difícil que en el caso del sistema transmisor-receptor por que la potencia en la entrada del receptor es inversamente proporcional a R^4 .

- 3) Dentro de un edificio (cuarto, oficina o sala) hay muebles que obstaculizan la transmisión así como objetos móviles (personas o animales). En las condiciones reales en la banda V la atenuación adicional debido a obstaculización del paso directo entre receptor y transmisor puede ser tan grande como 40 dB.
- 4) En la banda V la ganancia de los transistores de bajo ruido es baja y la figura de ruido resulta ser alta, lo que hace difícil el aseguramiento del nivel señal/ruido adecuado para el funcionamiento del sistema.
- 5) En la banda V las potencias máximas generadas por los dispositivos de estado sólido son bajas y los efectos no-lineales son severos, lo que hace difícil la generación de altas P_t . Incluso en el caso de poder generar altas P_t surge el problema de los efectos nocivos debidos a los altos niveles de potencia de microondas en la salud humana.

Entonces, prácticamente la última opción para asegurar el nivel señal/ruido suficiente en la entrada del receptor en las condiciones antes mencionadas, es el uso de antenas con ganancias considerables G_t y G_r . Dichas antenas se caracterizan por alta directividad y lóbulos principales estrechos.

Para el caso de los radares anticolidión en automóviles y helicópteros, es esencial una rápida exploración del espacio circundante, lo que permite detectar la posibilidad de un choque con la anticipación necesaria para la respuesta de los sistemas de seguridad. Entonces, las antenas de esos radares deben de tener capacidad de reconfiguración electrónica del patrón de radiación.

En el caso de comunicación entre objetos móviles las antenas deben de seguir el movimiento del objeto cambiando su patrón de radiación de acuerdo a la posición del objeto. Por lo tanto las antenas de los sistemas inalámbricos de alta velocidad en la banda V deben de ser reconfigurables.

La reconfigurabilidad de las antenas receptoras asegura una ventaja importante más para dicho sistema. En el caso de obstaculización del paso directo entre el transmisor y el receptor la antena receptora puede adaptar su patrón de radiación para capturar un rayo reflejado desde un tercer objeto como una pared, un mueble, etc.

1.2 APLICACIONES EN LA BANDA V

Recientemente, muchas aplicaciones de comunicaciones inalámbricas como comunicaciones de banda ancha inalámbrica de corto alcance, radares automotrices anticolidión y redes locales de radio celular (LCNRs) han emergido para satisfacer las necesidades que han venido incrementándose [32].

Entre estas aplicaciones mencionadas, las redes inalámbricas LAN a 60 GHz son un tema fuerte, ya que pueden soportar enlaces de datos de alta velocidad en la frecuencia de 60 GHz. Sin embargo, en esta frecuencia las pérdidas de propagación son de aproximadamente 20 dB mayor que a 6 GHz [32]. Por lo tanto, para las aplicaciones de ondas milimétricas, el sistema necesita substratos de baja pérdidas y antenas de alta ganancia para compensar estos efectos.

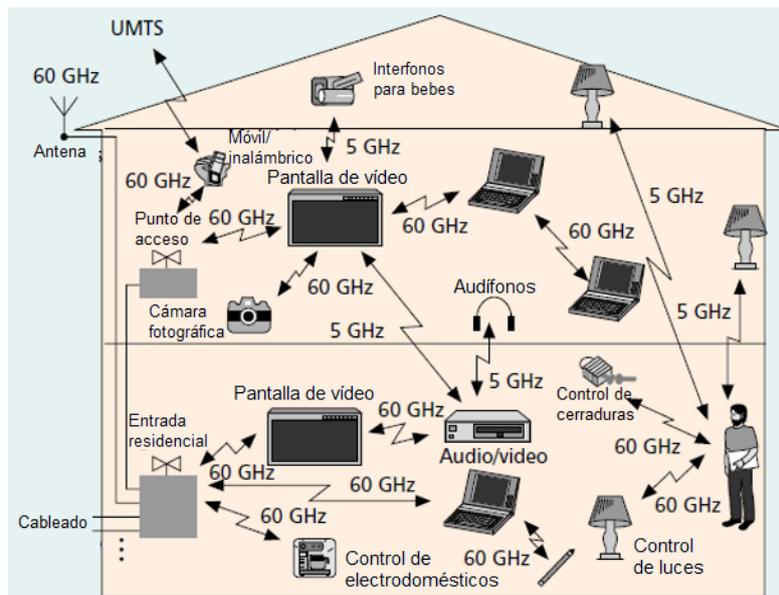


Figura 1. 1 Aplicaciones en la banda V, obtenida de [1]

Y es que las aplicaciones en onda milimétrica han venido a ser muy atractivas para el mercado de consumo. Se presta especial atención a la banda V de espectro sin licencia reservada para redes inalámbricas de área personal (WPAN), Ver Figura 1.1. Hasta 9 GHz están atribuidos entre los 57 GHz y 66 GHz en función de la región.

El ancho de banda disponible es suficiente para proporcionar más de 1 Gb/s de velocidad de datos para una comunicación de corto alcance [30], que por ejemplo, hace posible la transmisión en tiempo real de contenido de alta definición sin comprimir, una rápida transferencia de archivos de gran tamaño, etc.

En comunicaciones satelitales son de mucho uso las frecuencias que pertenecen al rango de la banda V. La IEEE define como Banda V al intervalo de frecuencias que van de los 40 a 75 GHz, para los satélites de comunicaciones esto significa tener frecuencias de recepción (enlace descendente) en el rango de 40-46 GHz y transmisión (enlace ascendente) en el rango de 48-56 GHz [33].

El desafío de operar a altas frecuencias para fines de comunicación es que no exista interacción electromagnética fuerte entre las señales de radio e hidrometeoros atmosféricos de potencia. Aunque desafortunadamente las comunicaciones satelitales en la banda V presentan las mayores atenuaciones comparadas con bandas como C y Ku (Ver Tabla 1.1), pero con respecto a la banda Ka, la banda V no se encuentra casi saturada.

Tabla 1. 1 Factores que afectan la propagación en las comunicaciones satelitales [2]

Factor de propagación	Banda C	Banda Ku	Banda Ka	Banda V
Absorción gaseosa			X	X
Atenuación por nube			X	X
Atenuación por lluvia		X	X	X
Despolarización Por lluvia o hielo	X	X	X	X
centelleo troposférico	X	X	X	X

Ahora bien, las aplicaciones de radar de ondas milimétricas han sido de un interés creciente en la última década. Los radares que usan frecuencias entre los 70-77 GHz son probablemente una de las aplicaciones más comunes, aunque los radares de banda W también han demostrado su capacidad para detectar las líneas de energía.

El creciente uso de ondas milimétricas para aplicaciones de radar civil, por ejemplo, para detectar obstáculos en los automóviles o helicópteros, requieren el desarrollo de antenas de alta ganancia, bajo costo y forma compacta; cuestión que sólo es posible en la bandas de frecuencias como la V.

Los radares de ondas milimétricas (MMW) se utilizan actualmente como aparatos de medición en aplicaciones tales como ayuda en la conducción de automóviles. Y es que el interés por la electrónica de seguridad en automóviles está creciendo tan rápido que los fabricantes de automóviles y los gobiernos se centran muchos esfuerzos en la prevención de accidentes de tráfico.

Este reciente interés se debe en gran parte a las ventajas que los radares MMW ofrecen sobre otros sensores de medición, ya que su rendimiento se ve menos afectado por el polvo, la niebla, la lluvia o la nieve; y condiciones pobres de iluminación ambiental. Los Radares MMW, pueden proporcionar valores de intensidad de señal recibida en todos los intervalos de rangos discretos dentro de la gama de trabajo del radar [3], ver Figura 1.2.

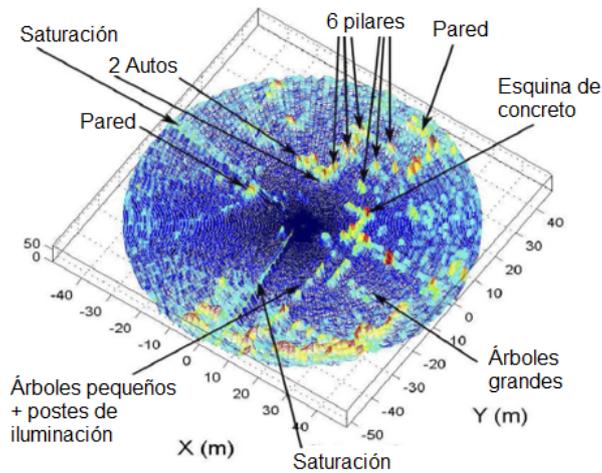


Figura 1. 2 Implementación de Radar en la banda V, obtenida de [3]

1.3 ANTENAS EN ARREGLOS DE FASE

Las antenas de arreglos de fase están formadas por un conjunto de radiadores individuales alimentados de forma coherente con los desfases apropiados, introducidos por desplazadores de fase con el fin de asegurar la interferencia deseada del campo electromagnético radiado en el espacio (Figura 1.3). Cada radiador emite la onda electromagnética con la fase apropiada impuesta por el desplazador de fase conectado al radiador. Como resultado, aparece la posibilidad del control operativo de la característica de radiación.

La ventaja principal de este tipo de antenas es la capacidad de control operativo del diagrama de radiación, en particular la posibilidad de una exploración electrónica rápida, que consiste en el desplazamiento del haz de la antena en el espacio en intervalos de tiempo del orden de los microsegundos.

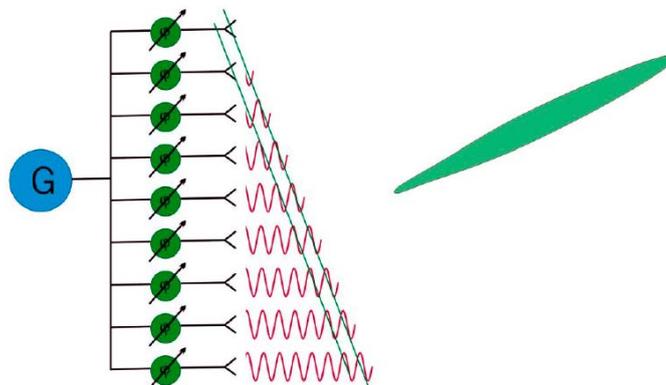


Figura 1. 3 Antena en arreglo de fase. Cada radiador emite una onda

A pesar de las ventajas atractivas que posee el uso de las antenas en arreglos de fase, su amplio uso hoy en día no es factible por el costo exageradamente alto de los arreglos, provocado principalmente por la ausencia de desplazadores de fase de bajas pérdidas, bajo costo y que sean compatibles con una tecnología integrable de fabricación de circuitos impresos.

Actualmente, los desplazadores de fase modernos compatibles con la tecnología de circuitos impresos están basados principalmente en transistores FET. La desventaja principal de los desplazadores de fase mencionados son sus altas pérdidas, las cuales pueden llegar hasta 8 dB para un desplazador de fase de 4 bits operando en la banda Ka [20].

Cabe hacer notar que el desplazador de fase es el elemento que está conectado a la salida del elemento radiador, por eso sus altas pérdidas reducen de inmediato la eficiencia de la antena en el régimen de transmisión y afectan drásticamente la sensibilidad del sistema en el régimen de recepción.

Para compensar los efectos de las pérdidas en el desplazador de fase se utilizan arreglos activos, donde el amplificador de potencia, amplificador de bajo ruido, los conmutadores y el desplazador de fase forman el llamado *módulo de recepción-transmisión*, ver Figura 1.4. Los amplificadores permiten disminuir significativamente los efectos de pérdidas de los desplazadores de fase, sin embargo el costo del módulo de recepción-transmisión típico está alrededor de 500 dólares en la banda V, lo que reduce el uso de los arreglos activos a sistemas militares debido a su alto costo.

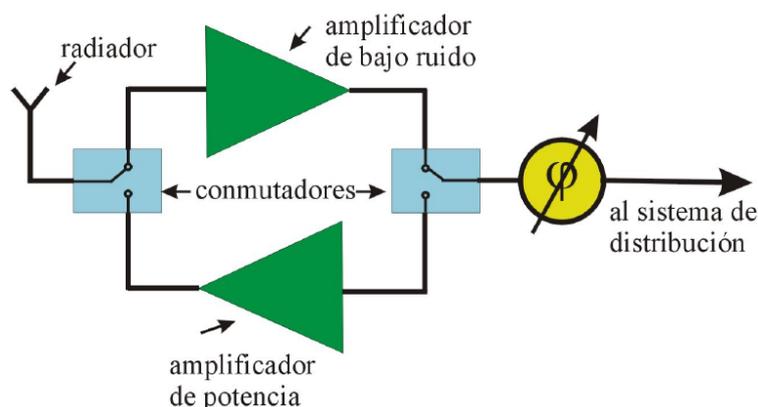


Figura 1. 4 Módulo de recepción-transmisión del arreglo activo

Entonces, para hacer factible el uso de las antenas en arreglos de fase para los sistemas civiles es necesario considerar arreglos pasivos (arreglos sin amplificadores) de relativo bajo costo. Es evidente, que el desempeño del arreglo pasivo es determinado por el desplazador de fase.

Muchos investigadores están dedicando sus esfuerzos para diseñar desplazadores de fase de bajas pérdidas, con errores de fase pequeños, bajos niveles de modulación de magnitud parásita y compatibles con tecnología de fabricación de circuitos impresos. Uno de los primeros métodos investigados ampliamente fue el uso de los conmutadores basados en tecnología MEMS (micro-electro-mechanical systems) [10] en sustitución de los diodos p-i-n o transistores FET.

Los conmutadores MEMS son elementos que poseen características muy cercanas a las ideales. Poseen pérdidas despreciables, lo que puede asegurar que también los desplazadores de fase sean de bajas pérdidas. Sin embargo, los conmutadores MEMS demuestran mucha menor confiabilidad que los conmutadores electrónicos convencionales basados en diodos p-i-n o transistores FET.

En los últimos años, una cantidad notable de grupos de investigación se encontraba desarrollando sistemas en la banda V, utilizando la tecnología de circuitos integrados CMOS [11, 12, 13]. Las pérdidas disipativas en esa banda de frecuencias son bastante altas, lo que provoca una baja eficiencia de las antenas cuando son integradas en el mismo sustrato con los elementos activos.

Esa situación no es de consideración para los sistemas que aseguran comunicación o detección a distancias cortas (entre 1 y 10m), pero en los sistemas que deben de asegurar comunicación a grandes distancias (varios cientos de metros o varios kilómetros) el rendimiento de las antenas integradas sobre un sustrato de silicio no permite alcanzar la relación señal/ruido adecuada para la operación del sistema.

Por tal razón, otros grupos de investigadores se encuentran desarrollando antenas sobre sustratos de material apropiado para microondas, conectando después la antena al sustrato de silicio donde están ubicados los elementos activos [11,14]. Sin embargo, los arreglos desarrollados mediante tal tecnología [11,14] son arreglos de elementos de parche, y el sistema de distribución corporativo basado en las líneas de transmisión introduce pérdidas altas.

1.4 ARREGLOS REFLECTIVOS

El concepto de arreglo reflectivo (Reflectarray) se introdujo por primera vez en 1963 para definir una nueva clase de antenas, combinando la versatilidad de ejecución de los arreglos con la simplicidad de los reflectores [4]. Un arreglo reflectivo basado en guía de onda rectangular fue presentado en [4] para validar el principio de Reflectarray, pero el interés real en este nuevo tipo de antena llegó a finales de 1980 [2,4], cuando se introdujeron arreglos reflectivos de bajo perfil.

Los arreglos reflectivos, consisten de un arreglo de dipolos o parches de tamaños variables impresos sobre un substrato delgado y cubierto en la parte de atrás por una placa plana, como se puede apreciar en la Figura 1.5. El arreglo es excitado por un alimentador primario (típicamente un elemento tipo corneta). Su funcionamiento está basado en el modo de reflexión, similar al de un reflector tipo parabólico. El alimentador puede estar colocado en diferentes posiciones, como en el centro del arreglo o con un cierto offset, es decir, en una zona distinta al centro.

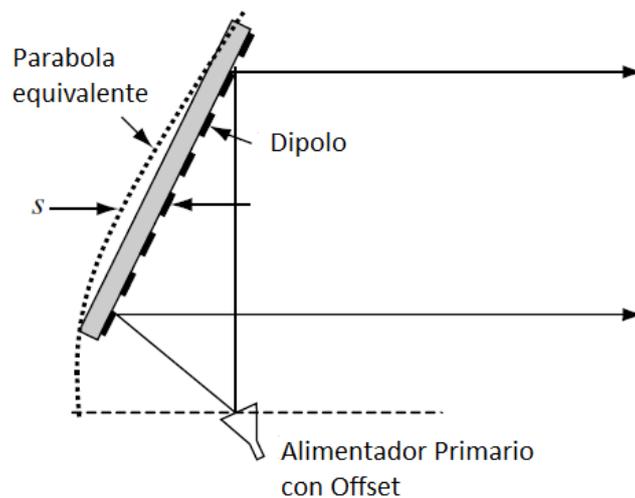


Figura 1. 5 Esquema de un arreglo reflectivo [5]

Los elementos del arreglo actúan o son desplazadores de fase pequeños, que esencialmente anulan el error de fase cuadrático de los campos electromagnéticos incidentes que emanan del alimentador principal [5]. Este ajuste de fase da lugar a una distribución de fase plana para los campos reflejados; por tanto, resulta un patrón secundario de alta ganancia. El cambio de fase necesario en cada elemento se obtiene mediante la variación de uno de los parámetros geométricos del elemento, stubs, líneas de retardo o uso de material reconfigurable [25,26].

El uso de esta tecnología da mejoras significativas en términos de bajo costo, menos peso y fácil instalación con respecto a los reflectores parabólicos estándar. Por otra parte, el mecanismo de alimentación heredado de las antenas tipo reflectivas evita los inconvenientes en términos de complejidad y pérdidas de las redes de alimentación generalmente adoptadas en los arreglos de fase.

Los elementos originales de los primeros arreglos reflectivos fueron por supuesto guías de onda abiertas. Ahora dichos elementos están impresos y pueden presentar una gran variedad de formas. Los más conocidos son los elementos de anillos concéntricos (desarrollados para superficies selectivas de frecuencias o FSS), anillos cuadrados dobles concéntricos, lazos dobles cruzados y por supuesto, las tiras de dipolo impresas, ver Figura 1.6.

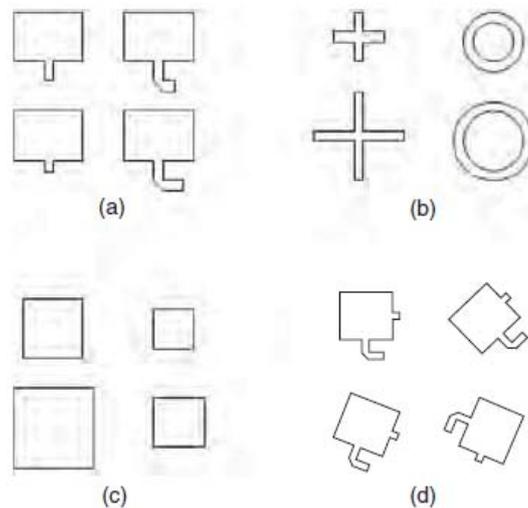


Figura 1. 6 Tipos de elementos reflectivos: (a) parches idénticos con longitud de línea de fase retardadora de fase, (b) dipolos de tamaño variable o lazos , (c) parches de tamaño variable, (d) Rotación angular variable. Obtenido de [26]

Ventajas de los arreglos reflectivos:

Algunas de las principales ventajas de los arreglos reflectivos es la posibilidad de producir conmutación, escaneo o reconfiguración del haz radiado si es que existen dispositivos de control incluidos [6]. Muchos conceptos han sido desarrollados para implementar estos tipos de patrones flexibles, algunos de ellos proveen un control de fase discreto ya sea por el uso de conmutadores como diodos p-i-n o MEMS y otras realizaciones proveen un control de fase continuo mediante el uso de diodos varactor, materiales ferro-eléctricos, o cristal líquido [7].

Similar a un reflector parabólico, el arreglo reflectivo puede lograr buenas eficiencias (mayor a 50%) para aperturas muy grandes [26], ya que no se necesita ningún divisor de potencia y por lo tanto se tiene muy pocas pérdidas de inserción aquí.

Por otro lado, muy similar a un arreglo de antenas, el arreglo reflectivo puede tener su haz principal con un ángulo de reflexión grande ($> 50^\circ$) [26]. Desplazadores de fase electrónicos de bajas pérdidas pueden ser incorporados en los elementos para ampliar el ángulo de escaneo. Con esta mejorada capacidad de escaneo de los arreglos reflectivos, las complicadas redes de formación del haz de escaneo y los costosos módulos amplificadores para transmisión/recepción de un arreglo de fase convencional, ya no son requeridos.

Desventajas de los arreglos reflectivos:

La principal limitación es que los sistemas de antena más recientes requieren un gran ancho de banda, típicamente cuando la operabilidad multibanda o la posibilidad de orientación del haz son características que todavía son difíciles de ser logradas con un arreglo reflectivo impreso. La forma más habitual para mejorar el ancho de banda de los arreglos reflectivos es el uso de elementos radiantes que consisten en dos o más radiadores individuales impresos apiladamente [8,9], ver Figura 1.7.

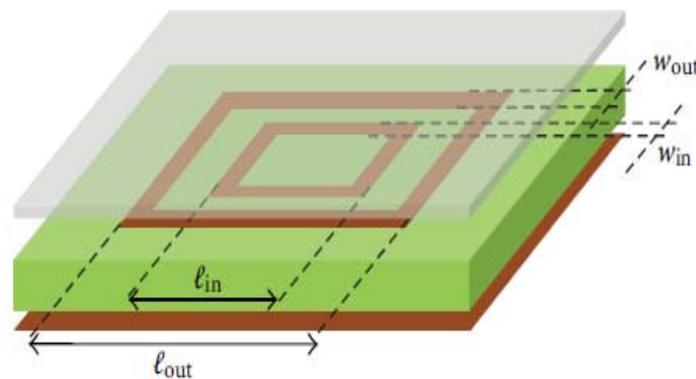


Figura 1. 7 Elemento de arreglo reflectivo con forma de anillos cuadrados dobles [8]

1.5 DESPLAZADORES DE FASE

Un desplazador de fase es un dispositivo de dos puertos cuya función básica es la de proveer un cambio de fase en una señal de RF con una atenuación prácticamente nula, ver Figura 1.8. Los desplazadores de fase, como componentes de propósito general en microondas, encuentran una variedad de uso en diversas áreas como son comunicaciones, sistemas de radar, instrumentación de microondas, sistemas de medición y aplicaciones industriales.

Básicamente, existen dos tipos de desplazadores de fase [15,17]: Mecánicos y Electrónicos; dependiendo del tipo de operación pueden ser catalogados en análogos o digitales. Otro tipo de clasificación puede ser en términos de la estructura de transmisión empleada para realizar el cambio de fase, por ejemplo guía de onda, línea de transmisión planar, guía dieléctrica, etc.

También se les puede clasificar por la tecnología empleada en su fabricación, como puede ser guía de onda, híbrido planar o monolíticamente. Las primeras formas o diseños de estos desplazadores de fase fueron mecánicos [15], ejemplo de ello fue el “desplazador de fase de guía de onda ajustable de paletas rotativas” de Fox en el año de 1947 y el “desplazador de fase de línea helicoidal” de Stark en 1950.

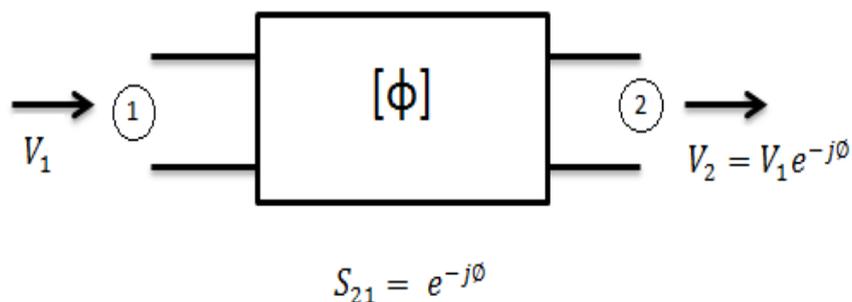


Figura 1. 8 Esquema de un desplazador de fase [15]

Pasando el año de 1950 empezaron a emerger los desplazadores de fase electrónicos, su llegada fue de mucha importancia para los diseñadores, debido a que tenían un gran potencial y su requerimiento de volumen era mucho menor en sistemas de antenas en arreglo de fase para escaneos. En 1957, Reggia y Spencer reportaron el primer desplazador de fase de ferrita electrónicamente variable [15].

Tres años después vino a aparecer un nuevo desplazador de fase, el funcionamiento de este nuevo tipo estaría a cargo del elemento de conmutación conocido como diodo p-i-n. En las siguientes dos décadas no aparecerían nuevos desplazadores de fase, pero si seguirían los esfuerzos por mejorar los más recientes, es decir, los basados en ferrita y diodo p-i-n.

Ya para el año de 1980, varios tipos de desplazadores de fase emergieron; unos de los más importantes de todos ellos fue el de FET (constituido por materiales GaAs) y de onda magnetostática (MSW). Con el advenimiento de la tecnología de circuitos integrados monolíticamente de microondas (MMIC, por sus siglas en ingles), los desplazadores de fase MMIC empleando MESFETs y diodos varactor como elementos de control, fueron posibles de fabricar.

Aunque el desarrollo de los desplazadores de fase electrónicos fueron propuestos originalmente para sistemas de gran tamaño, su volumen compacto también los hizo factibles para sistemas de menor tamaño como comunicaciones vehiculares, sistemas anticollisiones, etc.

1.5.1 Desplazadores de fase mecánicos

Esta categoría es generalmente construida en una línea de cable coaxial o guía de onda metálica. El cambio de fase de este dispositivo es logrado por medio de cambios como la variación en la longitud física de la línea o el desplazamiento rotacional de una placa dieléctrica dentro de la guía. Con esos esquemas se pueden lograr varios tipos de desplazadores de fase mecánicos, por ejemplo:

- Desplazador de fase de trombón coaxial.
- Desplazador de fase híbrido de guía de onda de ranura pequeña.
- Desplazador de fase de guía de onda ajustable con paletas rotatorias.

Todos esos desplazadores de fase son recíprocos y comúnmente usados en dispositivos analógicos. En comparación con los electrónicos, los mecánicos son toscos, simples de fabricar y tienen pérdidas bajas (aproximadamente de 0.5 dB para un cambio de fase de 360°) [15].

1.5.2 Desplazador de fase de Ferrita

La operación básica de todos los dispositivos de ferrita es la interacción entre las ondas electromagnéticas y los electrones rotatorios en una ferrita magnetizada. En una ferrita magnetizada, el momento dipolar magnético del electrón rotatorio procede sobre el campo aplicado, y su precesión frecuencial es directamente proporcional a la magnitud del campo magnético.

Cuando la magnitud o dirección del campo magnético cambia, la permeabilidad de la ferrita cambia, modificando así la constante de propagación de la onda electromagnética. El cambio de fase es una consecuencia de los cambios en la constante de propagación, provocada por el control electrónico al campo magnético aplicado. Estos desplazadores de fase con ferrita se han desarrollado en varios tipos de geometrías, como son línea coaxial, línea de cinta (stripline) o línea microcinta (microstrip); ejemplo de este desplazador se ve en la Figura 1.9.

Pueden ser diseñados para operar ya sea en modo digital o analógico, teniendo según se desee características recíprocas o no recíprocas. Algunos ejemplos de desplazadores de fase de ferrita son:

- Desplazador de fase de Reggia-Spencer.
- Desplazador de fase de rotación de Faraday.
- Desplazador de fase de enganche de modo dual.

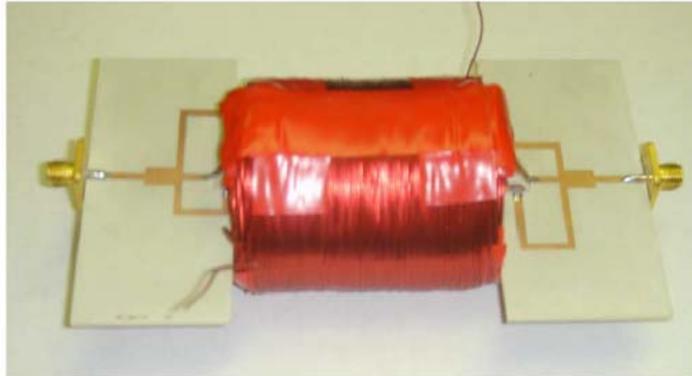


Figura 1. 9 Desplazador de fase de ferrita basado en líneas microstrip [16]

1.5.3 Desplazadores de fase con semiconductores

Aquí todos los desplazadores de fase son recíprocos en naturaleza, pero pueden ser clasificados como análogos o digitales, todo esto dependerá del elemento de control que es usado, como un conmutador electrónico o una reactancia variable [17]. Ejemplos de dispositivos que pueden actuar como conmutadores electrónicos son los diodos p-i-n y FET-GaAs. El diodo p-i-n es el más empleado en desplazadores de fase planares y el FET en desplazadores de fase monolíticos.

Diodo p-i-n: opera como un conmutador electrónico en dos estados (encendido o apagado) cuando es polarizado en directa tendrá un estado ON o cuando este polarizado en inversa estará en estado OFF. Bajo la condición de polarización directa, el diodo presenta una impedancia muy baja, incluso aproximándose al corto circuito. En caso de ser polarizado en inversa, el diodo llega a presentar una impedancia muy alta que puede ser aproximada al circuito abierto.

Entonces, por la conmutación de los diodos p-i-n entre directa e inversa, la señal de RF es enrutada o redirigida del circuito para dar el cambio de fase deseado. Los diodos p-i-n son muy usados en los siguientes circuitos para realizar desplazadores de fase: Línea conmutada, Acoplamiento híbrido, Línea cargada, Filtro Paso Altas y Paso Bajas y Anillo ranurado.

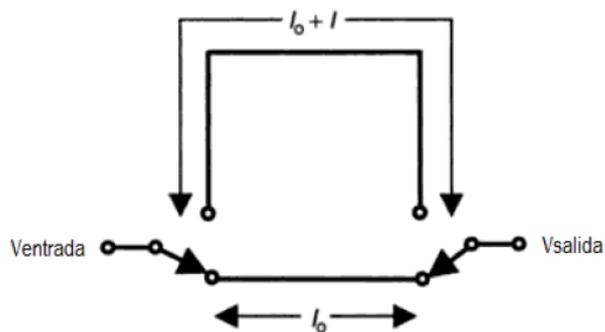


Figura 1. 10 Diodo p-i-n como switch en un desplazador de fase de línea conmutada

Transistor Efecto de Campo (FET): es un dispositivo de 3 terminales. Aquí en los desplazadores de fase es usado comúnmente como un conmutador de dos terminales (entre Fuente and Drenaje) por la aplicación de voltaje de directa a la Compuerta, véase Figura 1.11. Con un voltaje de polarización negativo mayor al de ponchadura (Pinch-off) en la compuerta, el FET viene a tener un estado de alta impedancia (apagado); y con polarización cero tiene un estado de baja impedancia (encendido).

De igual forma, en los circuitos desplazadores de fase en los que se usa al diodo p-i-n como elemento de conmutación se puede usar también el FET. Aunque en altas frecuencias, este dispositivo pierde sus propiedades conmutadoras.

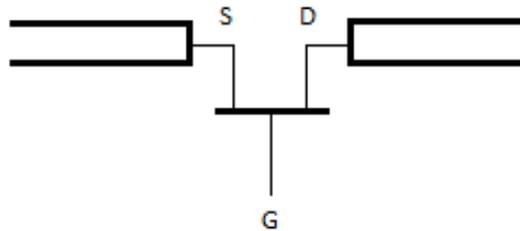


Figura 1. 11 Representación de FET como switch en forma serie

1.5.4 Desplazadores de Fase Ferroeléctricos

Los desplazadores de fase de ferrita y de diodos son de los más empleados en estas tecnologías. Pero surgieron otros que también ofrecen características competitivas como es el caso de los desplazadores de fase ferroeléctricos.

Estos desplazadores ferroeléctricos son muy prometedores, ya que ofrecen una alta velocidad de control de cambio de fase, amplio rango dinámico, y buena resistencia a la radiación. Además, son baratos y fáciles de fabricar. Pero las características que realmente llamaron la atención de los diseñadores de desplazadores de fase son la capacidad de manejo de alta potencia, bajas pérdidas y una velocidad de sintonización rápida [18].

Al mismo tiempo, tienen un número de desventajas considerables tales como [34]: un elevado coeficiente de temperatura de permitividad, y bajo ciertas condiciones una dependencia de voltaje significativa de la tangente de ángulo de pérdidas ($\tan(\Delta)$). La primera desventaja impone requisitos estrictos para la estabilización térmica de los dispositivos ferroeléctricos. La segunda causa modulación de amplitud parásita de una señal cuando la fase es controlada por voltaje.

Un desplazador de fase ferroeléctrico trabaja sobre el principio de que la constante dieléctrica relativa de un material ferroeléctrico está controlada por un campo eléctrico de corriente continua (c.c.) aplicado externamente, el cual a su vez cambia la constante de propagación de una línea de transmisión. La polarización de c.c. es aplicada por medio de un par de electrodos en general paralelos entre sí, con el material ferroeléctrico en medio, ver Figura 1.12.

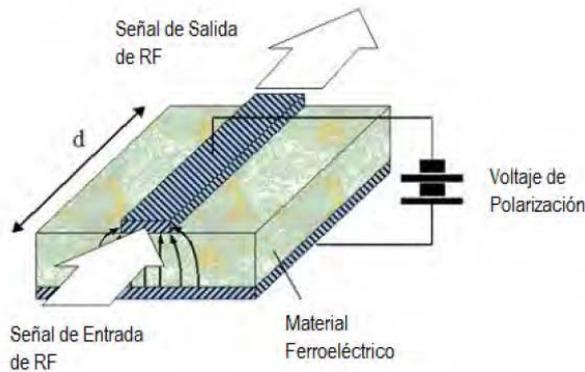


Figura 1. 12 Esquemático de un desplazador de fase ferroeléctrico [19]

1.5.5 Desplazadores de Fase MEMS

Los sistemas Micro-Electro-Mecánicos o MEMS, son una tecnología que en su forma más general se pueden definir como elementos mecánicos y electromecánicos miniaturizados que se realizan con técnicas de microfabricación. Las dimensiones físicas de los dispositivos MEMS pueden variar desde una micra hasta un milímetro aproximadamente.

Un conmutador MEMS común está formado por una membrana de metal que forma un puente suspendido a una cierta altura sobre un contacto de metal. Aquí la atracción electrostática existente entre la membrana y el contacto es usada como interruptor del conmutador.

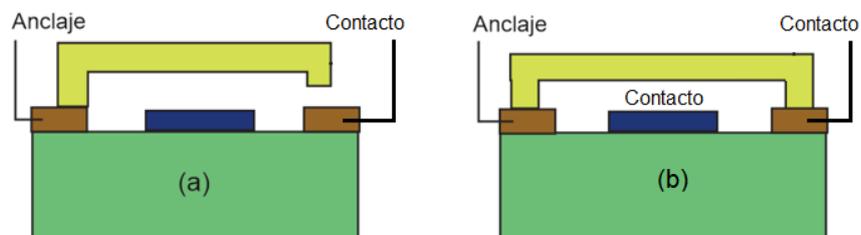


Figura 1. 13 Conmutadores MEMS: (a) tipo viga y (b) tipo puente

Dado que los conmutadores MEMS trabajan mediante el movimiento mecánico de una membrana, requieren de un anclaje que garantice su funcionamiento. Por este motivo los conmutadores MEMS se pueden clasificar en dos tipos según el anclaje utilizado. El primer tipo es de viga o "cantiliver", ver Figura 1.13 (a).

El segundo tipo es de puente o “fixed-fixed beam, ver Figura 1.13 (b) Sin importar el tipo de anclaje que se use, su funcionamiento es el mismo, es decir, la flexión de la membrana.

Ya en lo referente a los desplazadores de fase, con los conmutadores MEMS se obtienen pérdidas muy bajas sin importar la frecuencia de operación, especialmente en el rango de 8-120 GHz, teniendo un comportamiento superior a dispositivos más complejos como lo es el FET. Tal comportamiento se puede apreciar en la Tabla 1.2, que se extrajo de [20].

Tabla 1. 2 Pérdidas de inserción en desplazadores MEMS y FET- GaAs

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

Los conmutadores MEMS presentan estados de capacitancias muy bajas. Estos MEMS pueden ser fabricados directamente con los elementos de la, resultando en un arreglo desplazadores de fase relativamente barato, especialmente en arreglos reflectivos de onda milimétrica. Su tiempo de conmutacion está por el orden de 1 a 20 μ s. Su gran desventaja es que son de baja confiabilidad y debido a su forma de actuar presentan un desgaste muy fuerte por lo que su durabilidad es mucho menor en comparación a otros dispositivos.

1.5.6 Circuitos Desplazadores de Fase

Independientemente del tipo de dispositivo de conmutación usado, los circuitos desplazadores de fase generalmente se clasifican en reflexión y transmisión [17]. Los circuitos desplazadores de fase del tipo reflexión son básicamente dispositivos de un puerto, en donde ocurre reflexión de la señal de microondas en la terminación de la línea de transmisión. La magnitud del coeficiente de reflexión idealmente debería ser igual a la unidad y el cambio de fase está dado por el cambio en la fase del coeficiente de reflexión entre dos estados de conmutación.

Un circuito desplazador de fase del tipo transmisión es una red de dos puertos, la fase del coeficiente de transmisión a través de la red es alterada por medio de conmutadores, mientras que la magnitud sigue teniendo el mismo valor a lo largo de la red. El cambio de fase aquí está dado por el cambio en la fase de transmisión a través de la red.

Circuito desplazador de fase de línea conmutada: es básicamente un circuito retardador de tiempo en que el cambio de fase es obtenido por la conmutación entre dos secciones de línea de transmisión de diferentes longitudes. En la Figura 1.14 se puede apreciar el esquema de este circuito desplazador de fase. Podemos observar que cuando los conmutadores S1 y S1' están cerrados, S2 y S2' están abiertos, la señal de entrada (input) pasa a través del camino L1.

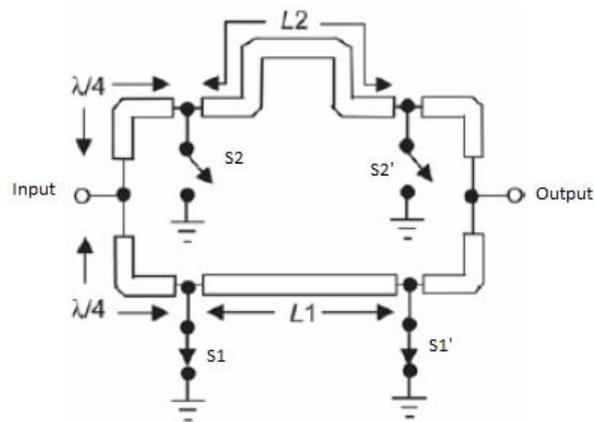


Figura 1. 14 Circuito desplazador de fase de línea conmutada

Cuando los estados de los conmutadores es al revés, la señal de entrada ahora viaja por el camino L2. El cambio de fase $\Delta\phi$ entre los dos estados de conmutación es simplemente $\beta(l_2 - l_1)$, donde β es la constante de propagación de la línea de transmisión.

Una importante característica de este desplazador de fase es que las pérdidas de inserción son aproximadamente las mismas en ambos estados de conmutación y esto es casi independiente del cambio de fase.

Circuito desplazador de fase de línea reactiva: hace uso de una línea de transmisión cargada con un par simétrico de conmutadores de elementos reactivos, como se aprecia en la Figura 1.15. El espaciamiento entre los elementos reactivos es elegido igual a un cuarto de longitud de onda, tal que las reflexiones provocadas por los elementos reactivos se cancelen en la terminal de entrada.

El circuito desplazador de fase de línea reactiva es particularmente usado para pequeños cambios de fase de hasta 45°. Esto es debido al hecho de que la magnitud de la susceptancia debe mantenerse pequeña para buenos acoplamientos de entrada sobre la banda de frecuencia deseada.

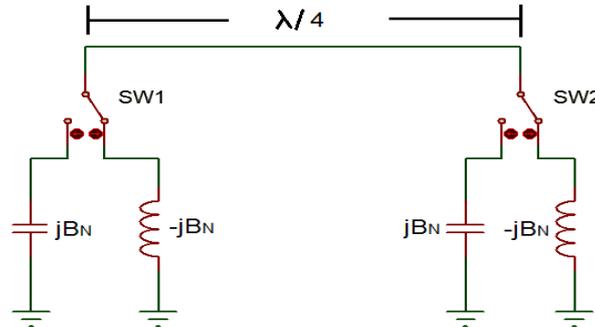


Figura 1. 15 Diagrama eléctrico del circuito desplazador de fase de línea cargada [21]

Las cargas deben de tener un alto coeficiente de reflexión para minimizar las pérdidas del desplazador de fase. También se debe procurar evitar que la impedancia de las cargas reactivas no sea cercana a cero en el ángulo de fase, o el circuito desplazador de fase sufrirá de pérdidas grandes. Este desplazador de fase puede ser convenientemente analizado usando las matrices ABCD, de las cuales obtenemos las siguientes ecuaciones [17,21]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_0\sin\theta \\ jY_0\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

De la cual podemos obtener las siguientes ecuaciones: S_{21} que es el coeficiente de transmisión, $|S_{11}|$ es la magnitud del coeficiente de reflexión en la entrada y $\Delta\phi$ es el cambio de fase del desplazador. Aclarar que B_{N1} es la susceptancia normalizada dada por $B_{N1}=B_1/Z_0=B_1/Y_0$.

$$S_{21} = \frac{2}{[(\cos\theta - B_{N1}\sin\theta) + j\{B_{N1}\cos\theta + (1 - \frac{B_{N1}}{2})\sin\theta\}]} \quad (1.4)$$

$$|S_{11}| = \left[1 - \frac{1}{1 + B_{N1}^2 (\cos\theta - 0.5B_{N1}\sin\theta)^2} \right]^{1/2} \quad (1.5)$$

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 = 2\tan^{-1}\left[\frac{B_{N1}}{1 - 0.5B_{N1}^2}\right] \quad (1.6)$$

Dependiendo de las características de la susceptancia se pueden presentar las siguientes características: Si la susceptancia es capacitiva, la velocidad de fase disminuye y si la susceptancia es inductiva, la velocidad de fase aumenta.

Circuito desplazador de fase de filtro paso altas y paso bajas: Un filtro paso bajas contiene una serie de inductores y capacitores de desvío que provocan un efecto de retraso en la fase de la señal que pasa a través de ellos, mientras que el filtro paso altas contiene una serie de capacitores e inductores de desvío que provocan un adelanto de fase a la señal que los atraviesa, ver Figura 1.16. Por lo que el cambio de fase es obtenido por la conmutación entre esos dos circuito de filtrado.

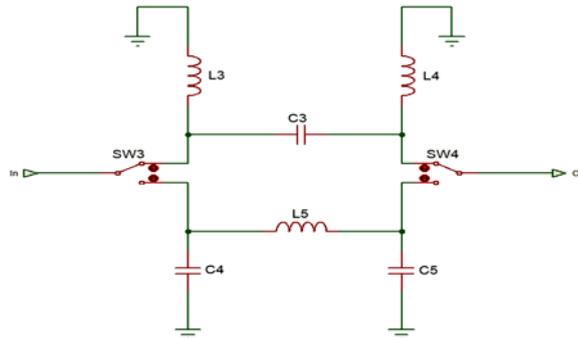


Figura 1. 16 Circuito desplazador de fase filtro paso altas paso bajas tipo π [21]

Mediante la disposición de diodos como conmutadores para permitir la conmutación entre los filtros paso bajas y pasó altas, es posible hacer un desplazador de fase con un ancho de banda casi tan bueno como el desplazador de fase reflectivo de elementos concentrados. El análisis del circuito se puede realizar también mediante las matrices ABCD, del cual podemos obtener las siguientes ecuaciones [21]:

$$\Delta\phi = 2\tan^{-1} \left[\frac{2X_N}{X_N^2 - 1} \right] \quad (1.7)$$

$$X_N = \sin \left[\frac{\Delta\phi}{2} \right] \quad (1.8)$$

$$B_N = \tan \left[\frac{\Delta\phi}{2} \right] \quad (1.9)$$

donde X_n y B_n representan la reactancia y susceptancia normalizada, respectivamente, y $\Delta\phi$ es el cambio de fase producido por el desplazador.

1.6 COMPARATIVA ENTRE P-I-N, FET Y MEMS

La Tabla 1.3 obtenida de [22], nos muestra una comparativa entre los dispositivos más empleados como elemento de conmutación (diodos p-i-n, MEMs y FET) para los desplazadores de fase. Se destacan cualidades importantes como tiempo de conmutación, pérdidas de inserción, potencia consumida, aislamiento en distintos rangos de frecuencia, etc.

Tabla 1. 3 Comparación de desempeño en conmutadores electrostáticos con RF-MEMs, Diodos p-i-n y FET

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

^a Incluye el voltaje de circuito de control, ^b es la capacitancia de estado abierto en serie y ^c solo para conmutadores capacitivos. La razón de 500 se logra únicamente con dieléctricos que posean ϵ_r grandes.

Como se puede apreciar en Tabla 1.3 todos los dispositivos presentan ventajas y desventajas de unos contra otros. Por ejemplo los MEMs tienen las menores pérdidas de inserción de todos, pero presentan tiempos de conmutación más grandes, a diferencia de los diodos p-i-n que logran mejores tiempos de conmutación, característica que comparte con los FET. Estos últimos podrían tener como ventaja que sus voltajes de polarización son de valores pequeños y de un solo tipo (positivos), y es que el usar polarización negativa como positiva al mismo tiempo complica la fabricación del desplazador de fase.

1.7 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE FOX

Los arreglos reflectivos y desplazadores de fase de banda ancha operando en frecuencias de microondas son de mucho interés para las telecomunicaciones y aplicaciones de radar (militares y civiles).

Estos tipos de arreglos poseen requerimientos muy estrictos como son: errores de fase pequeños, tiempos de conmutación bajos, niveles reducidos de modulación en amplitud y simplicidad de diseño. Una de las primeras formas de satisfacer los requerimientos antes mencionados fue hacer uso de conmutadores MEMS. Buena parte de los desplazadores de fase que usan MEMS, emplean el método de línea conmutada o línea con carga capacitiva distribuida. Esas líneas se caracterizan por introducir pérdidas de inserción considerablemente, tan solo en [27] añaden pérdidas de 0.15 a 0.3 dB/cm para banda X.

Por lo mencionado en el párrafo anterior, muchos investigadores han hecho uso del principio de cambio de fase de Fox para satisfacer esos difíciles requerimientos con muy buenos resultados. Este principio tiene la ventaja de tener errores de fase pequeños y bajos niveles de modulación en amplitud, aplicándose con éxito en el desarrollo de un arreglo de fase del tipo espirafase realizado por Phelan [29]. Además Phelan demostró que en base al principio de Fox se pueden construir arreglos muy eficientes de forma económica.

El desarrollo espirafase descrito por Phelan [29], es básicamente un elemento del arreglo reflectivo en donde el cambio de fase es logrado por la conmutación del patrón de fase asociado con cada elemento espiral. La impedancia terminal de la espiral multi-brazos es conmutada ON (encendido) u OFF (apagado) con ayuda de diodos, por lo que la espiral simula una rotación, Ver Figura 1.17.

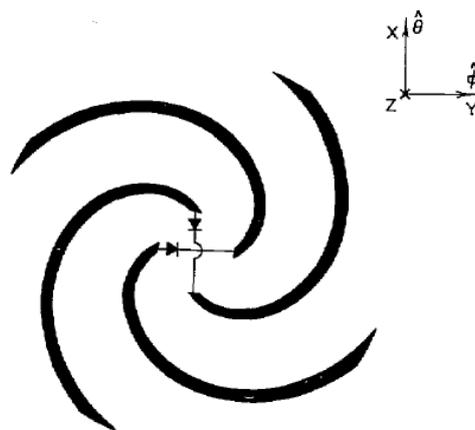


Figura 1. 17 Elemento espiral de arreglo espirafase de cuatro brazos, [28]

El principio de Fox consiste en la introducción de un cambio de fase en la onda reflejada a través de elementos reconfigurables electrónicamente del tipo espirafase, como se puede apreciar en la Figura 1.18. Aquí el tipo de polarización usada en la onda incidente es del tipo circular.

Este principio de operación provee diferentes coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para dos modos ortogonales linealmente polarizados, con vectores de densidad de campo eléctrico \vec{E} paralelos a los ejes $U U'$ y $V V'$, respectivamente. La onda incidente que llega al elemento reflectivo y desplazador de fase puede tener la siguiente forma:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{e}_x + j\vec{e}_y)e^{-j\beta z} \quad (1.10)$$

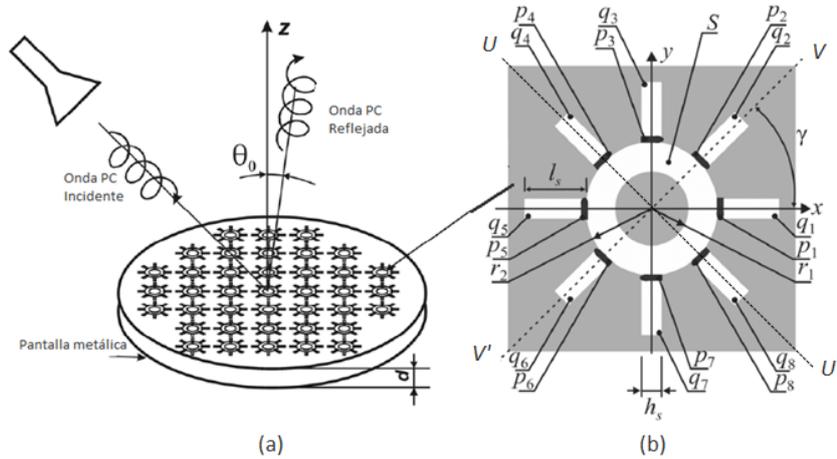


Figura 1. 18 (a) Arreglo reflectivo del tipo espirafase y (b) Elemento reflectivo tipo espirafase [23]

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

La onda reflejada puede ser expresada como una suma de ondas polarizadas circularmente [24]:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{e}_x - j\vec{e}_y)e^{j\beta z} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{e}_x + j\vec{e}_y)e^{j\beta z} \quad (1.11)$$

donde γ es el angulo entre el eje \vec{X} y el eje $V V'$, ver Fig 1.18 .

El primer componente de (1.11) es una onda polarizada circularmente con la misma dirección de rotación que \vec{E}_i (onda incidente). Uno puede controlar la fase de esta onda modificando el valor del ángulo γ , por esto recibe el nombre de “onda controlada”. La amplitud de la “onda controlada” tiene un máximo cuando se presenta la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} = \Gamma_{\text{opt}} \quad (1.12)$$

El segundo componente de la suma es la onda con dirección de rotación opuesta opuesta a \vec{E}_i , teniendo como característica que la fase de esta componente no se puede modificar por γ , por tal característica se le nombra onda “no controlada”. Con (1.12) la amplitud de la onda “no controlada” es igual a cero y las posibles pérdidas de inserción son mínimas, efecto que es determinado únicamente por la calidad de los elementos de conmutación a emplearse en el desplazador.

Si los valores de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} no cambian mientras cambia el ángulo γ , únicamente la fase se modifica en la onda reflejada. Por otro lado, si cambiamos los valores absolutos de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} a cero, la amplitud de la onda “controlada” será reducida, pero su fase no cambia de valor. Con la ayuda de este método, uno puede controlar la amplitud de la onda reflejada, menos cuando $\Gamma_{\perp} = \Gamma_{\parallel}$, porque se puede reducir la amplitud de la onda “controlada” a cero.

1.8 CONCLUSIONES

1.- En la banda V se pueden fabricar antenas compactas de gran directividad. Esa particularidad generó interés en radares compactos de control para sistema de combate, radares anticolidión para automóviles y helicópteros, así como comunicaciones WLAN. En esta banda se tiene una capacidad espectral grande, lo cual permite alcanzar grandes velocidades de transmisión de hasta 5 Gb/s.

2.- Los arreglos reflectivos consisten de un arreglo de dipolos o parches de tamaños variables impresos sobre un substrato delgado y cubierto en la parte de atrás por una placa plana. Algunas de las ventajas de los arreglos reflectivos que lo hacen muy atractivos en el diseño de arreglos de antenas es la posibilidad de producir conmutación, escaneo o reconfiguración del haz radiado si es que existen dispositivos de control incluidos.

3.- La ventaja principal de las antenas en arreglo de fase es la capacidad de control operativo del diagrama de radiación, en particular, la posibilidad de una exploración electrónica rápida que consiste en el desplazamiento del haz de la antena en el espacio en intervalos de tiempo del orden de microsegundos. Su amplio uso no es factible por el costo exageradamente alto de los arreglos, provocado principalmente por la ausencia de desplazadores de fase de bajas pérdidas, bajo costo y que sean compatibles con una tecnología integrable de fabricación de circuitos impresos.

4.- Básicamente, existen dos tipos de desplazadores de fase: Mecánicos y Electrónicos. Los mecánicos presentan niveles bajos de pérdidas de inserción pero son muy grandes y toscos, a diferencia de los electrónicos que son muy compactos, siendo estos últimos los más usados. Dependiendo de la característica principal del desplazador elegiremos el tipo, por ejemplo, si queremos pérdidas muy bajas usaremos uno tipo MEMS, si queremos que tenga el tiempo de conmutación más pequeño será diodo p-i-n y en caso de querer manejar alta potencia se usarán Ferroeléctricos.

5.- Los dispositivos basados en el principio de Fox presentan la desventaja de funcionar solo para un rango de frecuencias determinado, pues al trabajar con un anillo resonador implica que existe una frecuencia de resonancia y una banda de frecuencias asociada.

6.- A diferencia de otros tipos de desplazadores, los que trabajan con elementos espirafase resultan tener los costos de fabricación más bajos. En este tipo de desplazadores no es necesario usar elementos como líneas retardadoras o cargas reactivas para generar desplazamientos de fase, solo necesita la posición angular del elemento espirafase que proporciona el cambio de fase deseado, lo que se traduce en una disminución de las pérdidas de inserción. También con los desplazadores espirafase podemos controlar la onda reflejada, no solo cambiando la fase como ya se ha mencionado sino que también se puede modificar la amplitud de la onda reflejada. Y por si fuera poco, los costos de fabricación de los elementos espirafase son los más económicos.

7.- Por las abundantes ventajas mencionadas en el punto 6, se considera que es deseable investigar la posibilidad de diseño de los arreglos reflectivos en la banda V con los elementos desplazadores de fase reflectivos basados en principio espirafase.

1.9 REFERENCIAS

[1] Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions. Smulders, P. Communications Magazine, IEEE. Volume: 40 , Issue: 1. Digital Object Identifier: 10.1109/35.978061. Publication Year: 2002 , Page(s): 140 – 147. Cited by: Papers (385) | Patents (6).

[2] Prospects for commercial satellite services at Q- and V-bands . Evans, J.V. ; Dissanayake,A. Military Communications Conference, 1998. MILCOM 98. Proceedings.,IEEE. Volume:1. Digital Object Identifier: 10.1109/MILCOM.1998.722535. Publication Year: 1998, Page(s): 1 –7. vol.1. Cited by: Papers (6) .

[3] Predicting Millimeter Wave Radar Spectra for Autonomous Navigation. Jose, E. ; Adams, M. ; Mullane, J.S. ; Patrikalakis, N.M. Sensors Journal, IEEE. Volume: 10, Issue: 5. Digital Object Identifier: 10.1109/JSEN.2009.2037013. Publication Year: 2010, Page(s): 960 – 971. Cited by: Papers (2).

[4] The reflectarray antenna. Berry, D. ; Malech, R. ; Kennedy, W. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. Volume: 11, Issue: 6. Digital Object Identifier: 10.1109/TAP.1963.1138112. Publication Year: 1963, Page(s): 645 – 651. Cited by: Papers (73) | Patents (4).

[5] Bhattacharyya, Arun. Phased array antennas: floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems . “A Wiley-Interscience publication.” ISBN-13: 978-0-471-72757-6. ISBN-10: 0-471-72757-1. TK6590.A6B45 2005. Printed in the United States of America.

[6] 60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters. Kamoda, H.; Iwasaki, T.; Tsumochi, J.; Kuki, T.; Hashimoto, O. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. Volume: 59, Issue: 7. Digital Object Identifier: 10.1109/TAP.2011.2152338. Publication Year: 2011, Page(s): 2524 – 2531. Cited by: Papers (8).

[7] Recent Developments of Reflectarray Antennas for Reconfigurable Beams Using Surface-Mounted RF-MEMS. Eduardo Carrasco, Mariano Barba, Manuel Arrebola, and Jose A. Encinar. International Journal of Antennas and Propagation. Volume 2012 (2012), Article ID 386429, 12 pages.

[8] Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size. Encinar, J.A. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. Volume: 49, Issue: 10. Digital Object Identifier: 10.1109/8.954929. Publication Year: 2001, Page(s): 1403 – 1410. Cited by: Papers. (157) | Patents (2).

- [9] A Dual-Layer T-Shaped Element for Broadband Circularly Polarized Reflectarray With Linearly Polarized Feed. Li-Shi Ren ; Yong-Chang Jiao ; Fan Li ; Jin-Juan Zhao ; Gang Zhao. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*. Volume: 10. Digital Object Identifier: 10.1109/LAWP.2011.2148090. Publication Year: 2011, Page(s): 407 – 410. Cited by: Papers (5).
- [10] RF MEMS on the radar. Van Caekenberghe, K. *Microwave Magazine, IEEE*. Volume: 10 , Issue: 6. Digital Object Identifier: 10.1109/MMM.2009.933596. Publication Year: 2009 , Page(s): 99 – 116. Cited by: Papers (10).
- [11] CMOS Phased Array Transceiver Technology for 60 GHz Wireless Applications. Fakharzadeh, M.; Nezhad-Ahmadi, M.-R. ; Biglarbegian, B.; Ahmadi-Shokouh, J.; Safavi-Naeini, Safieddin. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. Volume: 58, Issue: 4. Digital Object Identifier: 10.1109/TAP.2010.2041140. Publication Year: 2010, Page(s): 1093 – 1104. Cited by: Papers (10).
- [12] A 60-GHz CMOS Receiver Front-End With Frequency Synthesizer. Mitomo, T.; Fujimoto, R.; Ono, N.; Tachibana, R.; Hoshino, H.; Yoshihara, Y.; Tsutsumi, Y.; Seto, I. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*. Volume: 43, Issue: 4. Digital Object Identifier: 10.1109/JSSC.2008.917557. Publication Year: 2008, Page(s): 1030 – 1037, Cited by: Papers (53).
- [13] A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications. Reynolds, S.K. ; Floyd, B.A. ; Pfeiffer, U.R. ; Beukema, T. ; Grzyb, J. ; Haymes, C. ; Gaucher, B. ; Soyuer, M. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* Volume: 41 , Issue: 12. Digital Object Identifier: 10.1109/JSSC.2006.884820. Publication Year: 2006, Page(s): 2820 – 2831. Cited by: Papers (187) | Patents (1).
- [14] A Fully-Integrated 77-GHz FMCW Radar Transceiver in 65-nm CMOS Technology. Jri Lee; Yi-An Li; Meng-Hsiung Hung ; Shih-Jou Huang. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*. Volume: 45, Issue: 12. Digital Object Identifier: 10.1109/JSSC.2010.2075250. Publication Year: 2010, Page(s): 2746 – 2756. Cited by: Papers (29).
- [15] Koul, Shiban. *Microwave and millimeter wave phase shifters. Vo. 1: Dielectric and ferrite phase shifters*. Editorial: Artech House, Inc.
- [16] Low-Cost Microstrip-Line-Based Ferrite Phase Shifter Design for Phased Array Antenna Applications. Hui, W.W.G. ; Bell, J.M. ; Iskander, M.F. ; Lee, J.J. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*. Volume: 6. Digital Object Identifier: 10.1109/LAWP.2007.893068. Publication Year: 2007 , Page(s): 86 – 89. Cited by: Papers (4).

[17] Microwave and millimeter wave phase shifters. Volume II: Semiconductor and delay line phase shifters, by Shibani K. Koul and Bharathi Bhat, Artech House, Boston, 1991. xxi + 276 pages.. ISBN 089006-585-3.

[18] Ferroelectric Phase Shifters at 20 and 30 GHz. Zhiyong Zhao ; Xiaoyan Wang ; Kwang Choi ; Lugo, C. ; Hunt, A.T. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume: 55, Issue: 2, Part: 2. Digital Object Identifier: 10.1109/TMTT.2006.889322. Publication Year: 2007, Page(s): 430 – 437. Cited by: Papers (18).

[19] <http://www.microwaves101.com/>, consultada el 15/09/2013.

[20] RF MEMS phase shifters: design and applications Rebeiz, G.M. ; Tan, Guan-Leng ; Hayden, Joseph S. ; Microwave Magazine, IEEE .; Volume: 3 , Issue: 2 .; Digital Object Identifier: 10.1109/MMW.2002.1004054 ; Publication Year: 2002 , Page(s): 72 - 81 ; Cited by: Papers (78).

[21] Broad-Band Diode Phase Shifters. Garver, R.V. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Publication Year: 1972, Page(s): 314 – 323. Cited by: Papers (79) | Patents (13).

[22] Rebeiz, Gabriel M. 2003. *RF MEMS. Theory design and technology*. Wiley. Estados Unidos.

[23] On cross-polarization in spiraphase-type reflectarrays with elements based on ring slot with loaded stubs. Martynyuk, A.E.; Rodriguez-Zamudio, J.; Fuentes-Zuniga, D. Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on. Publication Year: 2011. Page(s): 1497 – 1500.

[24] Millimeter-wave amplitude-phase modulator. Martynyuk, A.E.; Martynyuk, N.A.; Khotiantsev, S.N.; Vountesmeri, V.S. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume: 45, Issue: 6. Digital Object Identifier: 10.1109/22.588600. Publication Year: 1997, Page(s): 911 – 917. Cited by: Papers (14).

[25] E. Carrasco, J. A. Encinar, and M. Barba, “Bandwidth improvement in large reflectarrays by using true-time delay,”IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 8, pp. 2496–2503, 2008.

[26] John Huang, Jose Antonio Encinar. “Reflectarray Antennas”. ISBN: 978-0-470-08491-5. 216 pages. October 2007, Wiley-IEEE Press.

[27] J. Hayden and G. Rebeiz, “Very low loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal–air–metal capacitors,”. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 1, pp. 309–314, Jan. 2003.

- [28] Characteristics of a new class of diode switched integrated antenna phase shifter. Wang, J.J.H. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on . Volume: 31, Issue: 1. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143014. Publication Year: 1983 , Page(s): 156 – 159. Cited by: Papers (13) | Patents (1)
- [29] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," Microw. J., vol. 20, pp. 67–73, Jul. 1977.
- [30] V-band (57–66 GHz) planar antennas for WPAN applications. Zelenchuk, D.; Fusco, V. ; Goussetis, G. Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on. Publication Year: 2011, Page(s): 3122 – 3125. IEEE CONFERENCE PUBLICATIONS.
- [31] Teoría de la antena: Análisis y Diseño, 3ra Edición. Constantino A. Balanis ISBN: 978-0-471-66782-7. 1136 páginas. JOHN WILEY & SONS, INC. Abril 2005.
- [32] Fan-beam reflector back array antenna for V-band WLAN applications. Naghshvarian-Jahromi, M. ; Oraizi, H. Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific. DOI: 10.1109/APMC.2009.5384252. Publication Year: 2009 , Page(s): 1759 – 1762. Cited by: Papers (2).
- [33] Performance prediction of future V-band Earth-space link in the tropics. Ismail, A.F. ; Saad, N.W.M. ; Badron, K. ; Hashim, W. ; Abdullah, K. Telecommunication Technologies (ISTT), 2012. International Symposium on. DOI: 10.1109/ISTT.2012.6481586. Publication Year: 2012 , Page(s): 187 – 191. Cited by: Papers (1)
- [34] Microwave ferroelectric phase shifters based on the periodical structures. Buslov, O.Yu. ; Keys, V.N.; Kotelnikov, I.V.; Drozd, M.A.; Drozdovskiy, A.V.; Kozyrev, A.B. Microwave & Telecommunication Technology, 2005 15th. International Crimean Conference Volume: 2. DOI: 10.1109/CRMICO.2005.1565031-Publication Year: 2005 , Page(s): 551 - 553 Vol. 2

CAPÍTULO 2: Diseño de desplazador de fase en guía de onda circular para banda V (50-75 GHz)

En este capítulo se describe el diseño de un desplazador de fase basado en guía de onda circular (ecuaciones, modelos eléctricos y gráficos) para banda V, cuyo sustento teórico es el principio de Fox, es decir, la obtención de coeficientes de reflexión distintos para la eliminación de la componente de polarización cruzada, además de la manipulación en fase y magnitud de la “onda controlada”.

Para lograr lo dicho anteriormente se iniciará con el diseño de la ranura tipo anillo, cuya función principal es resonar a la frecuencia de trabajo, garantizando así la transmisión de la onda incidente de polarización circular a través de la guía de onda.

Como segunda etapa, se tendrá el diseño del elemento Stub cuya funcionalidad radica en alterar el modelo eléctrico de la primera etapa, añadiendo a este un elemento eléctrico del tipo inductivo, que en complicidad del dispositivo de conmutación generan el primer cambio real entre las magnitudes de los coeficientes de reflexión.

El dispositivo de conmutación es la tercera etapa. Se presentará aquí los análisis correspondientes a sus modelos eléctricos para los estados de alta y baja impedancia, factor de calidad de conmutación, pérdidas de inserción y aislamiento, así como efectos provocados en el modelo eléctrico formado por la ranura tipo anillo y stub, cuando se tiene uno y cuatro diodos.

La cuarta etapa consiste en el diseño del desplazador de fase, aquí ya se tendrán a los stubs y diodos p-i-n en las posiciones angulares correspondientes para un desplazador de 2-bits. Se añade una placa de metal a una determinada distancia del diafragma de control, para generar finalmente la condición $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$.

Como quinta etapa se tiene el diseño del filtro de polarización. Básicamente constará de un stub abierto que a determinada longitud su impedancia será lo más próxima a cero, impidiendo así el paso de señal de alta frecuencia hacia la fuente de alimentación

2.1 RANURA RESONANTE TIPO ANILLO

Lo primero a diseñar del diafragma de control es la ranura resonante en forma de anillo, la cual se puede apreciar en la Figura 2.1. El propósito de este primer elemento es obtener una frecuencia de resonancia f_0 que sea igual a la de trabajo, es decir, 50 GHz. Al hacer esto, garantizamos que la onda pueda viajar a través de la guía de onda circular.

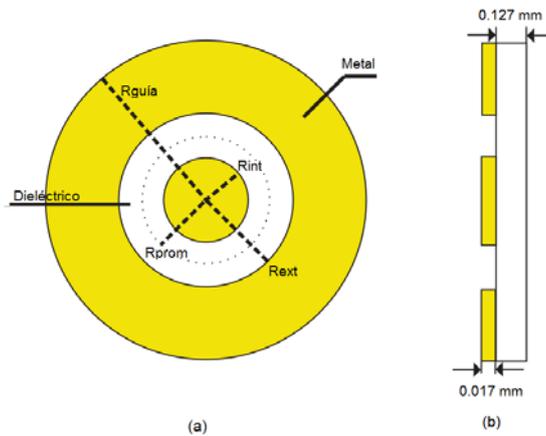


Figura 2. 1 Ranura resonante tipo anillo para desplazador de fase: (a) vista frontal y (b) vista lateral

Para el diseño de la ranura resonante tipo anillo es necesario conocer 3 dimensiones. La primera de ellas es el radio externo R_{ext} , radio interno R_{int} y radio promedio R_{prom} . Una dimensión extra es $R_{guía}$, cuyo valor corresponde al radio de una guía de onda estándar para banda V (4.79 mm) y cuyas principales frecuencias de corte son: 36.78, 48.05 y 61.01 GHz para los modos de propagación TE_{11} , TM_{01} y TE_{21} ; respectivamente.

Lo primero que se debe considerar es el diámetro o radio promedio de la ranura resonante tipo anillo, la cual se puede obtener mediante la siguiente expresión [1]:

$$d_{prom} = \lambda / \pi \quad (2.1)$$

$$\lambda = C / F_t = 3 \times 10^8 / 50 \times 10^9 = 6 \text{ mm}$$

$$d_{prom} = 1.9 \text{ mm}$$

$$R_{prom} = d_{prom} / 2 = 0.95 \text{ mm}$$

Ahora que sabemos el valor de R_{prom} , lo siguiente será obtener R_{ext} o el R_{int} de la ranura resonante tipo anillo con la ecuación que se muestra a continuación:

$$R_{prom} = \frac{R_{int} + R_{ext}}{2} \quad (2.2)$$

La ecuación (2.2) tiene un inconveniente, el problema es que sólo tenemos una variable conocida (R_{prom}) y dos desconocidas (R_{int} y R_{ext}). Para solucionar esto se recurre a $R_{guía}$, por cuestiones de diseño se deja un cierto espacio entre el diámetro de la guía de onda y el diámetro exterior de la ranura resonante; esto con el fin de colocar islas de material dieléctrico en esa zona, para posteriormente formar circuitos de polarización ahí, ver Figura 2.2. Dicho espacio tiene un valor mínimo de 1 mm, por lo que se escogió entonces un R_{ext} de 1.3 mm.

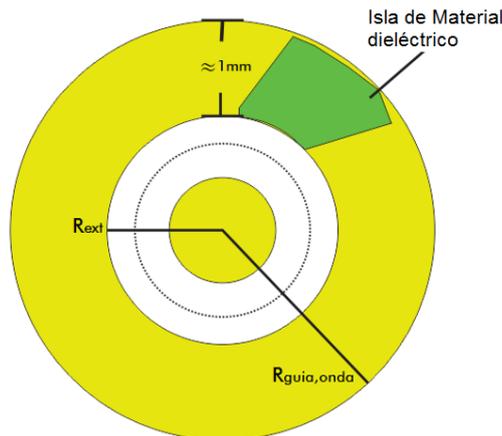


Figura 2. 2 Distancia dada entre los radios de la guía de onda y el radio exterior

Ya conocido el valor de R_{ext} , despejamos R_{int} de la ecuación (2.2) y sustituimos en ella los valores R_{prom} y R_{ext} para conocer el valor del radio interno.

$$R_{int} = 2R_{prom} - R_{ext} \quad (2.3)$$

$$R_{int} = 2(0.95 \times 10^{-3}) - 1.3 \times 10^{-3}$$

$$R_{int} = 0.6 \text{ mm}$$

Ahora, lo que interesa es conocer el modelo eléctrico de la ranura resonante tipo anillo, porque en base a él podremos entender su funcionamiento y comprender las gráficas que posteriormente obtengamos. Para ello debemos de partir de dos situaciones que ocurren en dicha ranura resonante:

- La primera situación es que se almacena en ella energía magnética, debido a las corrientes eléctricas I_L e I_R que fluyen a través del anillo conductor exterior (en ambos lados de este), lo que se puede traducir como dos inductores; un inductor izquierdo L_L y un inductor derecho L_R .
- La segunda situación es el hecho de que se almacena energía eléctrica, debido a la concentración de campo eléctrico en la cavidad con forma de anillo. Esto se traduce como un capacitor C_1 .

Ya conocidas ambas situaciones, se presenta el primer modelo eléctrico equivalente del diafragma de control en la Figura 2.3.

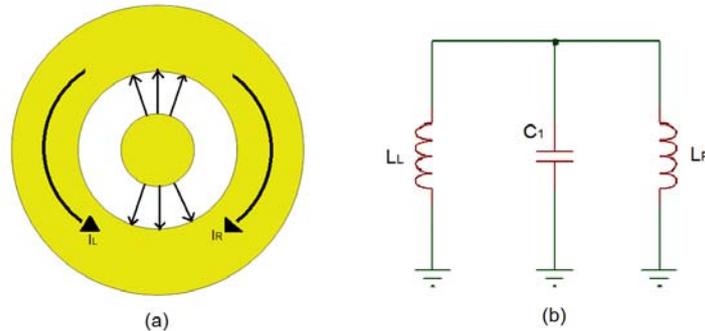


Figura 2. 3 (a) Ranura resonadora tipo anillo, (b) Circuito equivalente [1]

La frecuencia de resonancia del circuito equivalente es $\omega_o = \sqrt{L_L + L_R / L_L L_R C_1}$, donde ω_o es la frecuencia de resonancia, C_1 es la capacitancia formada por los conductores que rodean el material dieléctrico de la ranura y L es la inductancia del anillo conductor exterior, cuyo valor es igual al de L_L y L_R .

Del modelo eléctrico presentado en la Figura 2.3 podemos obtener otra expresión matemática correspondiente a la impedancia de entrada (Z_{in}) del diafragma de control en esta primera aproximación. Es importante conocer este valor porque nos dará los argumentos necesarios para predecir lo que ocurrirá al incidir la onda de polarización circular (OPC) sobre el diafragma de control. La impedancia de entrada Z_{in} está dada por la expresión que se muestra en seguida [2]:

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_L L_R}{L_L + L_R - \omega^2 L_L L_R C_1} \quad (2.4)$$

Sustituimos ω_o en la expresión (2.4), encontrando que Z_{in} del diafragma de control tiende a infinito. Por la situación mencionada, la OPC incidente podrá atravesar la ranura resonante (Figura 2.4) ya que ésta se comporta como un circuito abierto. Así los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} presentan un valor igual a 0 en la frecuencia de resonancia de trabajo (50 GHz).

Situación contraria si $Z_{in} = 0$, ya que en lugar de atravesar la ranura se vería reflejada por ésta, debido a que ahora en lugar de comportarse como un circuito abierto sería un corto circuito, provocando que sus coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} presenten un valor igual a -1 en la frecuencia de resonancia de trabajo.

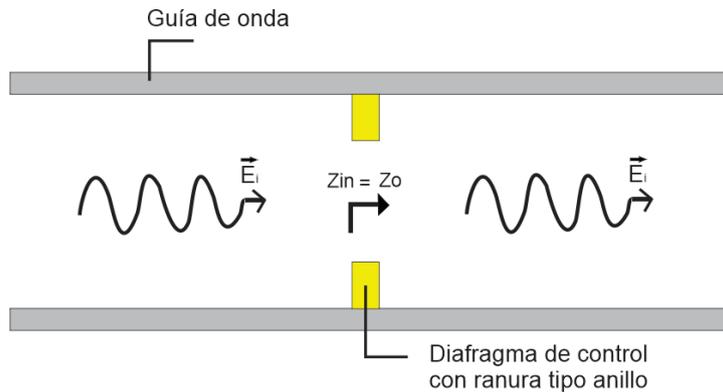


Figura 2. 4 Onda incidente \vec{E}_i transmitiendo a través de ranura resonante tipo anillo, montada en guía de onda

Ya que tenemos los diámetros del diafragma de control, se procede a obtener las gráficas de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , esto con el propósito de saber si ambos coeficientes presentan su magnitud mínima en la frecuencia de resonancia de 50 GHz, es decir, se transmite la OPC a través de la guía de onda.

Para obtener dichos resultados se hace uso del simulador electromagnético *CST Microwave Studio*, donde se le proporcionan al software datos como la geometría del diafragma de control, así como parámetros eléctricos y dimensiones del sustrato a utilizar, como son: Constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.20$, Espesor estándar del dieléctrico = 0.127 mm y revestimiento de cobre estándar = 17 μm .

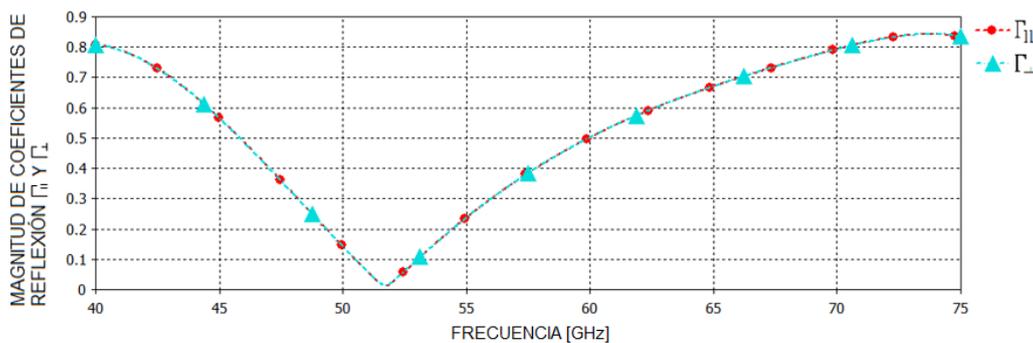


Figura 2. 5 Gráfica de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para $R_{\text{int}} = 0.6 \text{ mm}$

Como se puede apreciar en la Figura 2.5, ambos coeficientes de reflexión no tienen su magnitud mínima en 50 GHz. Para corregir esta situación se modifica el valor de R_{int} , tratando con ello de generar un corrimiento de la frecuencia de resonancia " f_0 " al valor deseado. Se presenta a continuación la Tabla 2.1 con diferentes valores de R_{int} y sus respectivos valores de f_0 .

Tabla 2. 1 Determinación de Radio interno para obtención de $f_0 = 50$ GHz

Radio interno [mm]	Radio externo [mm]	Radio promedio [mm]	f_0 [GHz]
0.58	1.3	0.95	52.42
0.60	1.3	0.95	51.72
0.62	1.3	0.95	51
0.64	1.3	0.95	50.32
0.65	1.3	0.95	49.959
0.66	1.3	0.95	49.6

De la Tabla 2.1 se muestra que el valor de R_{int} que nos aproxima más a la frecuencia de resonancia de trabajo, es de 0.65 mm. A continuación se muestran las gráficas correspondientes de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para el nuevo valor de R_{int} (Figura 2.6).

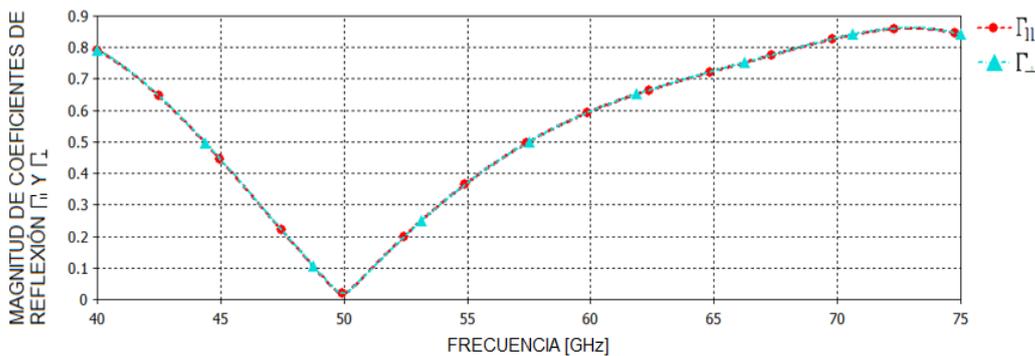


Figura 2. 6 Gráfica de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para $R_{int} = 0.65$ mm

2.2 DISEÑO DE STUB EN DIAFRAGMA DE CONTROL

Ya determinadas las dimensiones de la ranura resonante en forma de anillo, lo siguiente es diseñar el stub. Al igual que en el punto anterior, el diseño de este nuevo elemento consistirá en encontrar las dimensiones adecuadas que lo permitan integrar al diafragma de control que se planteó para operar en la banda V.

El stub es un elemento que con ayuda de un dispositivo de conmutación y una pantalla metálica colocada a una distancia de $\lambda/4$ del diafragma de control, permitirá generar diferentes coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , cuyo defasamiento entre uno y otro será de 180° . Esto con el fin de poder eliminar la componente de polarización cruzada. El desarrollo del stub comienza con encontrar el largo de éste, para ello hacemos uso de la siguiente expresión [1]:

$$LargoStub < \lambda/4 \tag{2.5}$$

$$LargoStub < 6 \times 10^3 / 4$$

$$LargoStub < 1.5 \text{ mm}$$

La geometría del stub (Figura 2.7) empleado para este desplazador de fase es tomada de [3], cuyas dimensiones se muestran en la Tabla 2.2. Debido a que se va a trabajar en la banda V (40-75 GHz) y las dimensiones del stub de referencia fueron hechas para la banda X (8-12 GHz), hay que ponerlas en proporción a la banda en donde se va a trabajar.

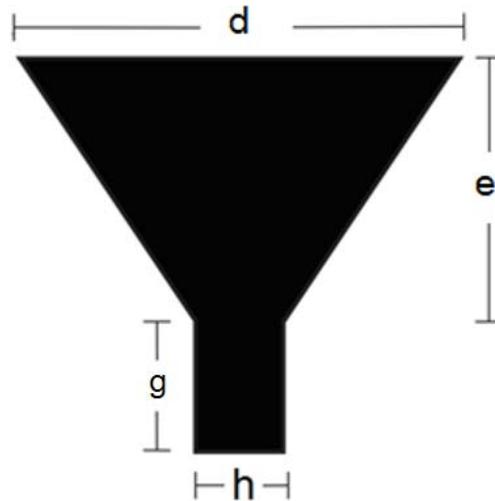


Figura 2. 7 Geometría de stub para desplazador de fase en banda X

Tabla 2. 2 Dimensiones del stub para desplazador de fase en banda X [3]

Dimensiones de stub para desplazador de fase en banda X			
d [mm]	e [mm]	g [mm]	h [mm]
3.6	3.05	0.6	0.4

Para ajustar las dimensiones de referencia a la banda V, se toma una cuarta parte del valor original de cada dimensión, los nuevos valores del stub se pueden apreciar en la Tabla 2.3. De esta nueva tabla se pondrá mucho énfasis en dos valores (e y g) que proporcionan la altura del stub.

Tabla 2. 3 Primeros valores de la geometría del stub en banda V

Dimensiones de stub para desplazador de fase en banda V			
d [mm]	e [mm]	g [mm]	h [mm]
0.9	0.76	0.15	0.1

Si calculamos la altura del stub con “e y g” nos daría un valor de 0.91 mm. La importancia de este valor radica en el hecho de que la altura del stub podría sobrepasar el ancho del anillo metálico exterior (lugar donde será colocado) del diafragma de control, cuyo ancho mínimo es de 1 mm.

Con el fin evitar esta situación se redimensionan los valores de “d y e”. De la Tabla 2.3 se aprecia que “d” equivale a 9 veces el valor de “h” y que “e” aproximadamente 6 veces el valor de “g”. La nueva escala a considerar será la diferencia entre las proporciones, dándonos un valor de 3.

Para los nuevos valores de “d y e”, en lugar de tomar una cuarta parte de ellos, se tomará una tercera parte de su valor mostrado en la Tabla 2.3, las nuevas dimensiones se muestran en la Tabla 2.4.

Tabla 2. 4 Corrección de valores en la geometría del stub para banda V

Dimensiones de stub para desplazador de fase en banda V			
d [mm]	h [mm]	e [mm]	g [mm]
0.3	0.1	0.26	0.15

Para ver cómo funciona el diafragma de control con la integración del stub, tenemos que analizar dos situaciones: 1) cuando incide sobre él una onda polarizada linealmente (OPL) cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub y 2) cuando incide sobre él otra OPL cuyo plano de polarización es ortogonal al eje del stub.

Caso 1: OPL cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub

En este caso, la onda incidente al tener un plano de polarización igual al eje del stub no puede excitar un campo electromagnético considerable en él. Ya que el stub no se ve afectado por alguna de las corrientes que se generan simétricamente en el anillo conductor exterior (Figura 2.8) del diafragma de control, con respecto al plano de incidencia de la OPL.

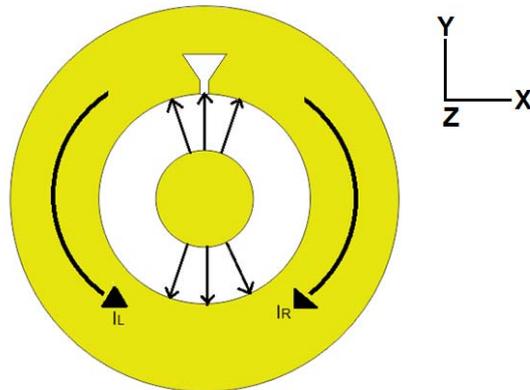


Figura 2. 8 Diagrama del análisis planteado en caso 1: plano de polarización vertical de onda incidente y eje de stub vertical

Ahora, como el perímetro de la cavidad resonante tipo anillo es igual a λ , el stub sería invisible a la onda incidente, por lo que equivale a no tener ningún stub y regresar al hecho de tener únicamente la ranura resonante, por lo que ecuaciones como ω_o y Z_{in} son validadas en este caso. Su modelo eléctrico seguiría siendo el mismo que se muestra en la Figura 2.3 (b), y por lo tanto su $\Gamma_{\perp} = 0$.

Caso 2: OPL cuyo plano de polarización es ortogonal al eje del stub

A diferencia del caso 1, aquí se excita un campo electromagnético considerable en el stub. Ahora este nuevo elemento se ve afectado fuertemente por una de las corrientes generadas simétricamente en el anillo conductor exterior del diafragma de control, con respecto al nuevo plano de incidencia de la OPL (ver Figura 2.9).

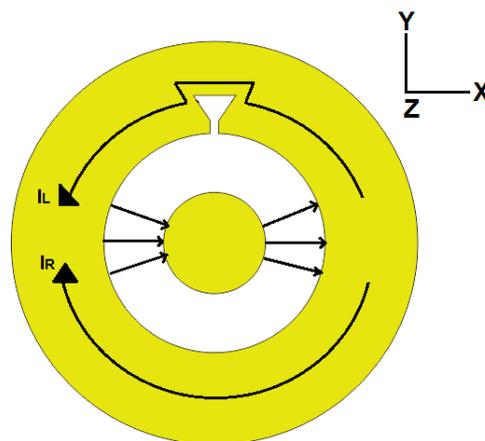


Figura 2. 9 Diagrama del análisis planteado en caso 1: plano de polarización horizontal de onda incidente y eje de stub vertical

De la Figura 2.9 se puede apreciar que la corriente I_L ahora si rodea por completo el perímetro del stub, generando la aparición de un nuevo inductor que llamaremos L_{L2} . Factores como la porción de metal que rodean al stub, el espacio dentro del stub y el camino que sigue I_L determinarán su valor, L_{L2} se encuentra en serie con L_L . En el caso de I_R la situación se mantiene exactamente igual, sólo se tiene una inductancia L_R , porque I_R no se ve afectada por un stub que alteré su valor derivando en la aparición de una nueva inductancia.

El circuito eléctrico equivalente del nuevo diafragma de control, incluyendo los casos 1 y 2 con stub, se muestran en la Figura 2.10.

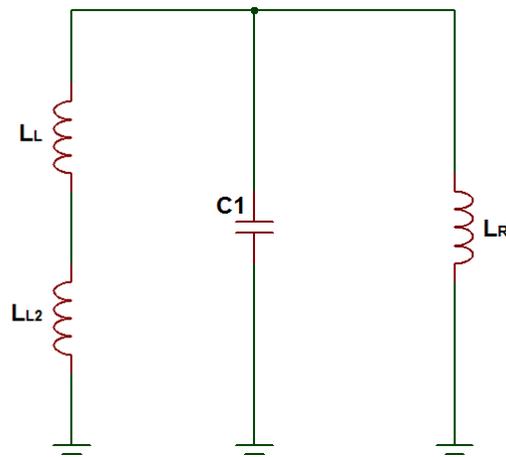


Figura 2. 10 Circuito Equivalente para Caso 2: Onda incidente ortogonal al eje de del stub

Las expresiones Z_{in} y ω_0 , para el caso 2 no son las mismas que las encontradas para la ranura resonante tipo anillo, el motivo es la aparición de la nueva inductancia L_{L2} por la adición del stub. En base a este nuevo elemento, las expresiones para Z_{in} y ω_0 son las siguientes:

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_R(L_L + L_{L2})}{L_R + L_L + L_{L2} - \omega^2 C1 L_R(L_L + L_{L2})} \quad (2.6)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_L + L_{L2} + L_R}{C1 L_R(L_L + L_{L2})}} \quad (2.7)$$

La impedancia de entrada del diafragma de control en este caso se puede dictaminar sustituyendo (2.7) en (2.6), obteniendo un valor de $Z_{in} \rightarrow \infty$. Por lo que el diafragma de control para esta situación en particular se comporta de nueva cuenta como un circuito abierto, dejando pasar la OPL ortogonal a través de él, con un coeficiente de reflexión $\Gamma_{||}=0$.

Como en el caso de la ranura resonante tipo anillo, con ayuda de CST Microwave Studio se presentan las gráficas de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para el diafragma de control con la adición del stub.

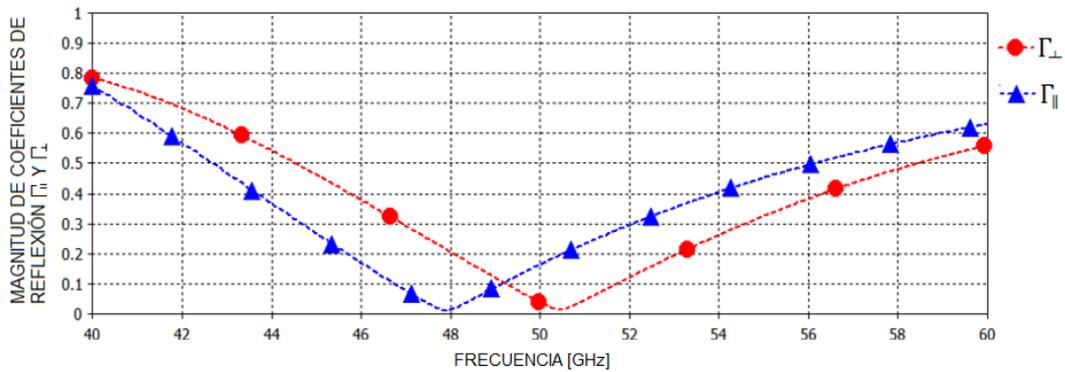


Figura 2. 11 Magnitud de coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para diafragma de control con stub

Se puede apreciar en la Figura 2.11, que el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} presenta su magnitud mínima cerca de los 50 GHz, por lo que la gráfica se considera correcta. En el caso del coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} , éste no presenta su magnitud mínima en 50 GHz, sino en los 47.87 GHz.

Realizar una optimización en la geometría del stub para ajustar la frecuencia de resonancia de Γ_{\parallel} a 50 GHz no es posible, ya que se intentó modificando la longitud de “d” con distintos valores (mayores o menores) sin obtener resultados positivos, los cuales se muestran en la Tabla 2.5. Este fenómeno es explicable con la ecuación (2.7), ya que la intervención del nuevo inductor L_{L2} provoca una disminución en la frecuencia de resonancia, por lo que a pesar de aumentar “d” la frecuencia sigue disminuyendo.

Tabla 2. 5 Frecuencias de resonancia para Γ_{\perp} en base a la modificación de “d”

Simulación	d [mm]	f_0 [GHz]
1	0.35	47.33
2	0.4	47.14
3	0.43	46.94
4	0.47	46.73
5	0.5	46.58

Entonces simplemente se elige un valor para “d”, se realizan las gráficas de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} del anillo resonante con stub usando CST Microwave Studio, las cuales se visualizan en la Figura 2.12.

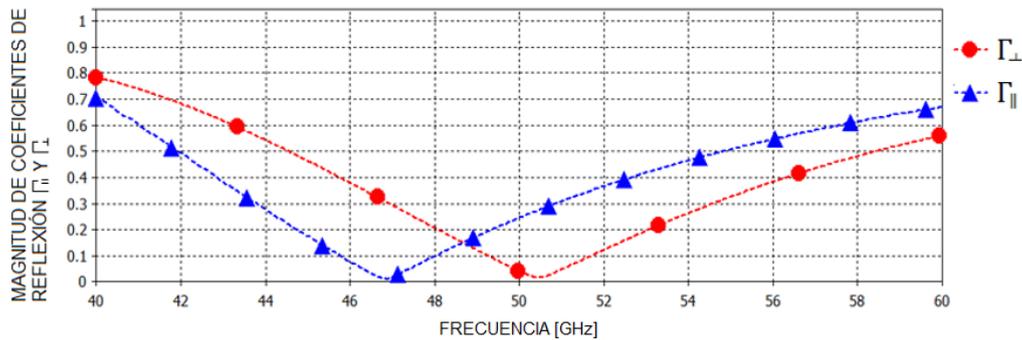


Figura 2. 12 Nuevas gráficas de magnitud de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para diafragma de control con stub

2.3 ELEMENTO DE CONMUTACIÓN: DIODO P-I-N

Ya definidas las geometrías de la ranura resonante tipo anillo y stub, lo siguiente es la adición del elemento de conmutación. Existe una gran variedad de dispositivos que pueden ser utilizados para desempeñar dicha labor, entre los más utilizados están: diodos p-i-n, MEMS, FETs. El dispositivo seleccionado fue el diodo p-i-n, los motivos de su elección son los siguientes:

- Presenta menores pérdidas de inserción que el transistor efecto de campo.
- A pesar de tener mayores pérdidas de inserción que un conmutador MEMS, tiene la ventaja de ser más fiable, ya que es una tecnología mucho más experimentada [7].
- Presenta tiempos de conmutación menor que un conmutador MEMS, Reportándose tiempos de 1-100 ns para diodo p-i-n [8] y de 1-20 μ s para un conmutador MEMS [9].

2.1.1 Factor de calidad de conmutación

El factor de calidad de conmutación o CQF por sus siglas en inglés, es un indicador de que tan bueno es como conmutador el dispositivo que se usará. El criterio tomado de [10], dice que el CQF de un buen conmutador debe ser mayor a 1000, según el rango de frecuencia donde se trabaje.

Para poder conocer el CQF del diodo p-i-n es necesario saber las impedancias de sus estados de conmutación (ON y OFF). El estado "ON" se obtiene polarizando en directa el diodo, mientras que el estado OFF se obtiene polarizándolo en inversa. La obtención de las impedancias del diodo p-i-n se hace a través de su modelo lineal, presentado en la Figura 2.13.

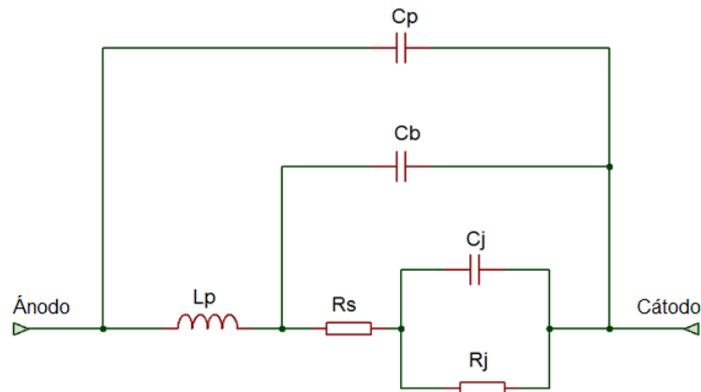


Figura 2. 13 Modelo eléctrico de diodo p-i-n en señal pequeña [11]

Tabla 2. 6 Abreviaturas usadas en modelo de señal pequeña para diodo p-i-n

Abreviatura	Descripción	Unidad
Lp	Inductancia de empaquetamiento	H
Cp	Capacitancia de empaquetamiento	F
Cb	Capacitancia de haz principal	F
Rs	Resistencia de contacto	Ω
Cj	Capacitancia de la unión	F
Rj	Resistencia de la unión	Ω

Del modelo eléctrico presente en la Figura 2.13 se desprecian Cp, Lp y Cb. La explicación de esto es sencilla, el diodo p-i-n utilizado no posee encapsulamiento por lo que carece de Cp y Lp, ya que de tenerlos surgirían efectos parásitos por la alta frecuencia a la que se trabaja, afectando fuertemente la capacidad de conmutación del diodo p-i-n. En el caso de Cb, este parámetro se discrimina porque las áreas de las terminales (ánodo y cátodo) donde se produce son muy pequeñas

Los modelos eléctricos resultantes de discriminar elementos no útiles se muestran en la Figura 2.14.

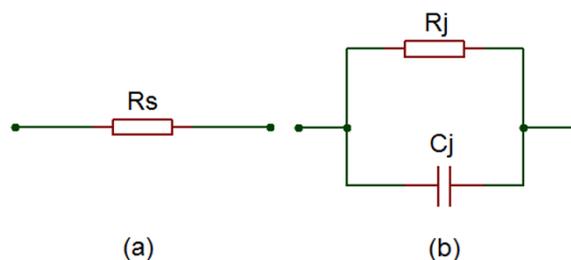


Figura 2. 14 Modelos eléctricos de diodo p-i-n: (a) Estado ON y (b) estado OFF

Con los modelos eléctricos mostrados en la Figura 2.14, se presentan las gráficas de Z_{on} y Z_{off} para finalmente calcular el CQF. El diodo p-i-n utilizado fue el HPND-4005 de Avago TECHNOLOGIES, cuyos valores de $C_j=0.017$ pF, $R_j=20$ K Ω y $R_s=4$ Ω fueron obtenidos de [12,3].

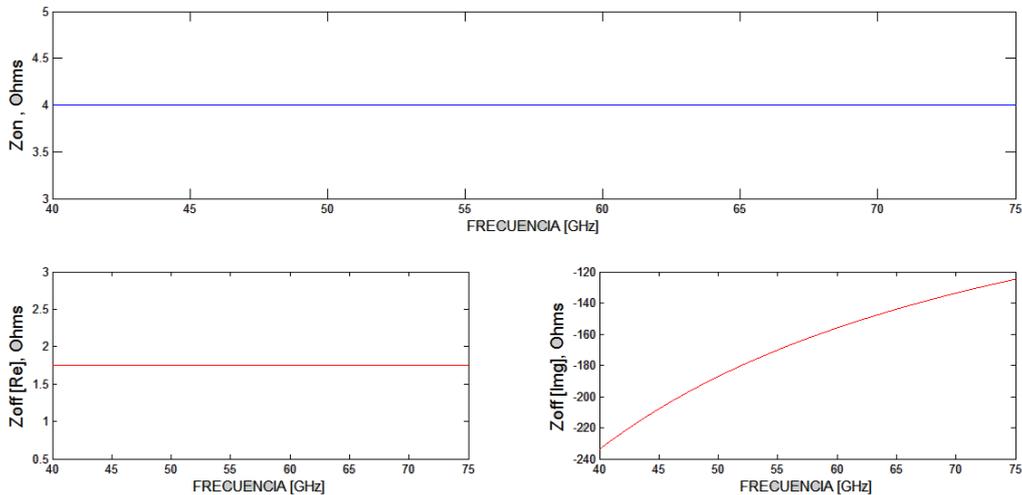


Figura 2. 15 Gráficas de las impedancias Z_{on} y Z_{off} para diodo p-i-n HPND-4005

Como se muestra en la Figura 2.15, la diferencia entre las impedancias de los estados ON y OFF del conmutador diodo p-i-n es notoria y considerable, por lo que podemos augurar un factor de calidad de conmutación aceptable. El cálculo del CQF se realiza a través de graficar la siguiente expresión [10]:

$$K + \frac{1}{K} = \frac{R_{on}}{R_{off}} + \frac{R_{off}}{R_{on}} + \frac{(X_{off} - X_{on})^2}{R_{on}R_{off}} \quad (2.8)$$

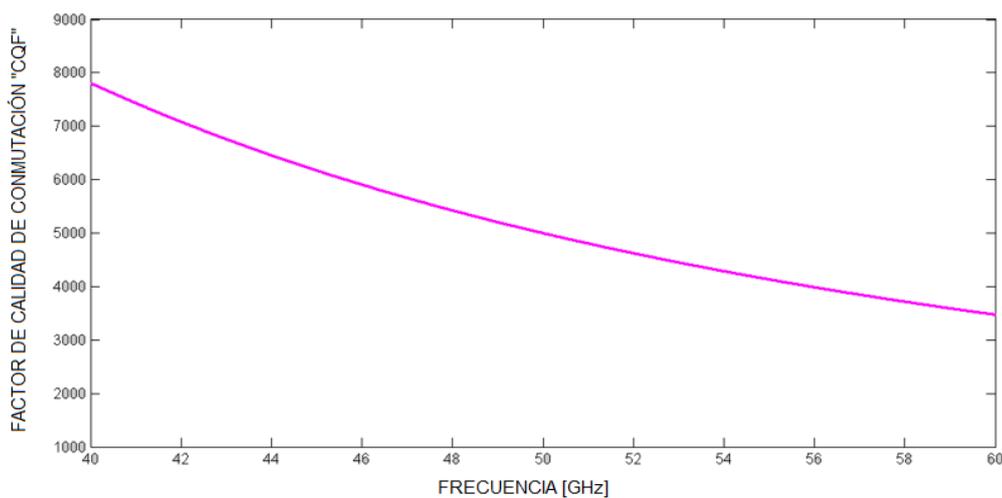


Figura 2. 16 CQF del diodo p-i-n empleado como dispositivo de conmutación en banda V

El factor de calidad de conmutación del conmutador propuesto tiene un valor de $CQF=5003$, que supera el valor de 1000 establecido por [10] para un buen conmutador. Si hablamos del comportamiento del interruptor en toda la banda de frecuencia, tendrá un CQF que ira de los 7816 a los 2225, logrando un comportamiento aceptable.

El decaimiento que tiene el CQF al aumentar la frecuencia se debe a la disminución de la impedancia capacitiva por el incremento de la frecuencia, provocando que los modelos de estado cerrado (ON) y abierto (OFF), sean cada vez más parecidos.

2.1.2 Pérdidas de inserción y Aislamiento

En circuitos de microondas se suelen colocar de dos formas los conmutadores: serie o paralelo. El conmutador colocado en serie se comporta como circuito abierto en una línea de transmisión cuando no se aplica voltaje y como circuito corto en la línea cuando se aplica voltaje. En paralelo se coloca entre la línea de transmisión y tierra, manteniendo la línea de transmisión inalterada (cuando está el conmutador abierto) o conectada a tierra (si el conmutador está cerrado).

El interruptor en este caso será colocado en paralelo con el stub, por lo que tendríamos un bipuerto como el mostrado en la Figura 2.17. Al estar polarizado en directa el conmutador (estado ON) reflejaría la señal, mientras que polarizado en inversa (estado OFF) dejaría pasar la señal.

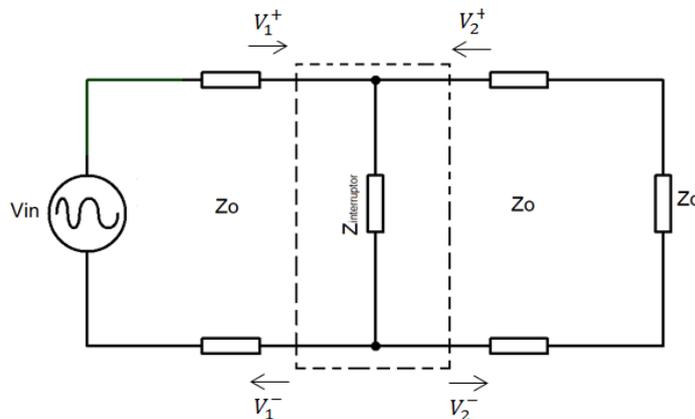


Figura 2. 17 Red para obtención del parámetro S_{21}

Las pérdidas de inserción (PI) se definen como la pérdida de potencia en la carga causada por añadir un componente o dispositivo en una línea de transmisión. Generalmente se expresa como:

$$PI = 10 \text{Log}_{10} \left| \frac{P_T}{P_R} \right| \quad (2.9)$$

donde P_T es la potencia transmitida a la carga antes de añadir el componente, y P_R es la potencia recibida después de colocar el componente. Otra segunda forma de calcular las pérdidas de inserción es en base a los parámetros S [2], la expresión para este caso es la siguiente:

$$Z_r = \frac{R_j}{j\omega C_j R_{j+1}} ; PI = -20 \text{Log} \left| \frac{2Z_r}{2Z_r + Z_0} \right| \quad (2.10)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión y Z_r es la impedancia del diodo en inversa.

Otra medida importante es el aislamiento. Éste al igual que la pérdida de inserción, también relaciona las potencias en la carga con y sin agregar el dispositivo, la diferencia aquí es que se trabaja en un estado de no transmisión. En el interruptor significa considerar la impedancia en estado cerrado " Z_f ". Matemáticamente se expresa el aislamiento como en la siguiente expresión:

$$Z_f = R_s ; Ais = -20 \text{Log} \left| \frac{2Z_f}{2Z_f + Z_0} \right| \quad (2.11)$$

A continuación se muestran las gráficas correspondientes a las pérdidas de inserción y aislamiento del conmutador diodo p-i-n. Se considerará una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$.

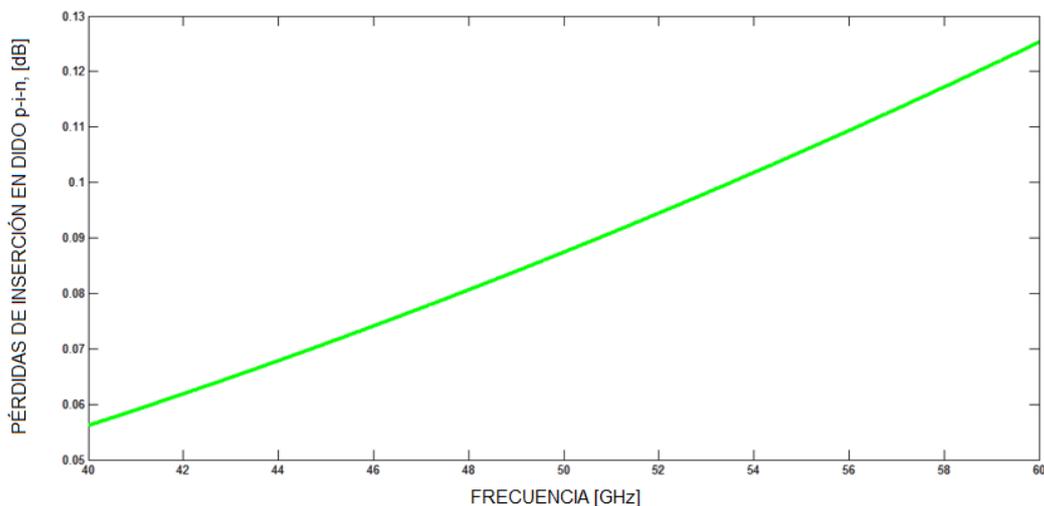


Figura 2. 18 Pérdidas de inserción para interruptor con diodo p-i-n en estado ON

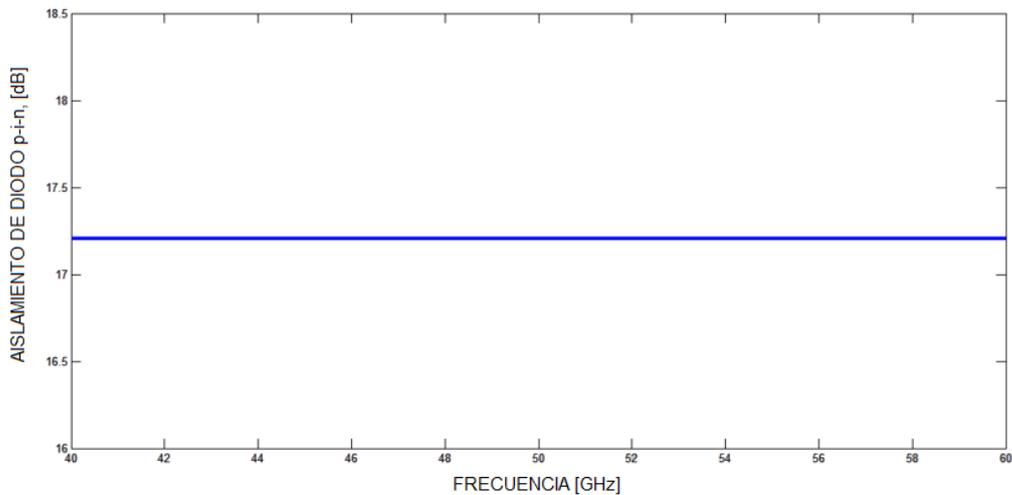


Figura 2. 19 Aislamiento para interruptor con diodo p-i-n para estado OFF

Analizando la Figura 2.18 podemos observar que al incrementar la frecuencia, el nivel de las pérdidas de inserción sube. Esto es explicable si analizamos la ecuación (2.10), la impedancia Z_r del interruptor está influenciada por la reactancia capacitiva del diodo (ya que está polarizado en inversa) y con el aumento de la frecuencia disminuye su valor, permitiendo una mayor corriente por el interruptor, el cual tiene que disipar una cantidad más grande de potencia. En 50 GHz se tienen pérdidas de inserción iguales a 0.08 dB.

En el caso del aislamiento (polarización en directa) Figura 2.19, la situación es distinta. Se mantiene un valor constante ya que no hay reactancia inductiva de empaquetamiento del diodo p-i-n que afecte su comportamiento al incrementarse la frecuencia. En 50 GHz se tiene un aislamiento de 17.21 dB.

2.1.3 Modelo Eléctrico del diafragma de control con diodo P-I-N

Cuando incide una OPL cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub con diodo p-i-n en inversa, equivale tener de nueva cuenta la cavidad resonante en forma de anillo, cuyo modelo eléctrico no se ve alterado y se puede apreciar de nueva cuenta en la Figura 2.3 (b).

Por estos motivos, el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} sigue teniendo un valor de 0. En la Figura 2.20 podemos apreciar el comportamiento del diafragma de control, al incidir sobre él la onda cuyo plano de polarización es paralelo al stub y diodo p-i-n en inversa.

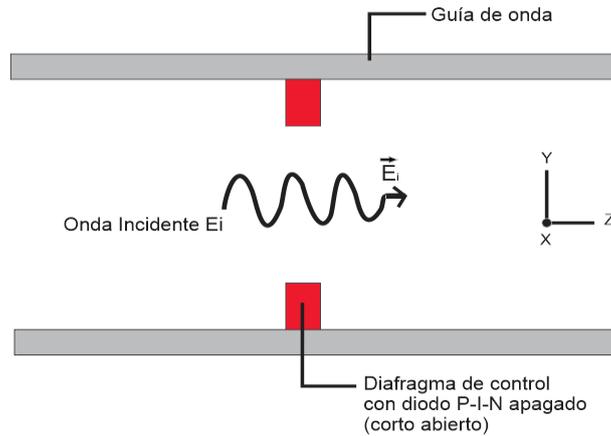


Figura 2. 20 Componente paralelo de onda incidente transmitiéndose a través del diafragma de control con diodo p-i-n abierto

Por lo contrario, si el plano de polarización de la onda incidente es perpendicular al eje del stub con diodo p-i-n en inversa, el modelo eléctrico cambia. Se añade el modelo eléctrico del diodo abierto de la Figura 2.14 (b) en paralelo con el modelo eléctrico de la Figura 2.10, teniendo como resultado el modelo eléctrico de la Figura 2.21.

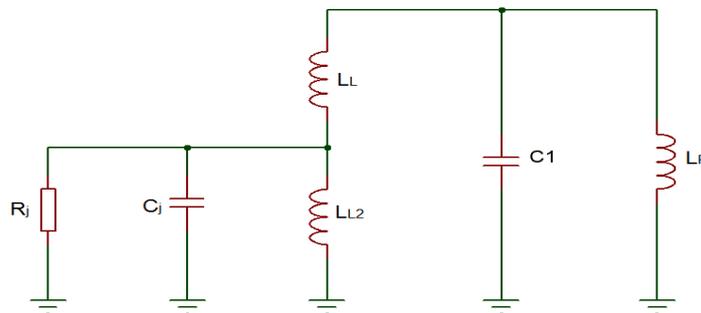


Figura 2. 21 Circuito equivalente de diafragma de control con diodo p-i-n abierto para componente ortogonal al eje de stub

La frecuencia de resonancia que se obtiene para el modelo eléctrico de la Figura 2.21 está dada por la expresión:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_{L2} + L_L}{L_{L2} L_R C_j}} \quad (2.12)$$

Pero como el valor de L_{L2} es mucho menor que L_L , podemos reescribir (2.12) como:

$$\omega_0 = \sqrt{1/L_{L2} C_j} \quad (2.13)$$

Con este valor de frecuencia (2.13), la impedancia de entrada del diafragma de control tiende a un valor de cero, por lo que estaría emulando un corto circuito. Al incidir la OPL ortogonal al stub con diodo p-i-n en inversa, se vería reflejada teniendo un $\Gamma_{\parallel} = -1$ en la frecuencia de resonancia de trabajo. En la figura 2.22 se puede apreciar el comportamiento que tendrá el diafragma de control con la integración del diodo p-i-n en estado abierto cuando incide la OPL ortogonalmente.

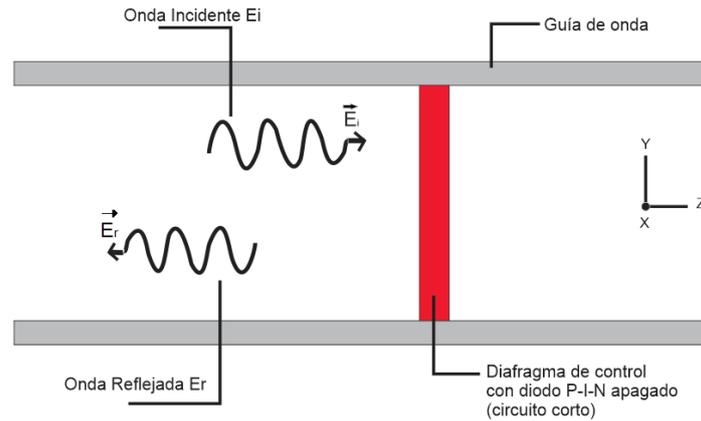


Figura 2. 22 Componente ortogonal de onda incidente reflejada por diafragma de control con diodo p-i-n en estado abierto

Ya analizado el efecto del diodo p-i-n en el diafragma de control, se vuelve a hacer uso de CST Microwave Studio para obtener las gráficas correspondientes de las magnitudes de los coeficientes los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} .

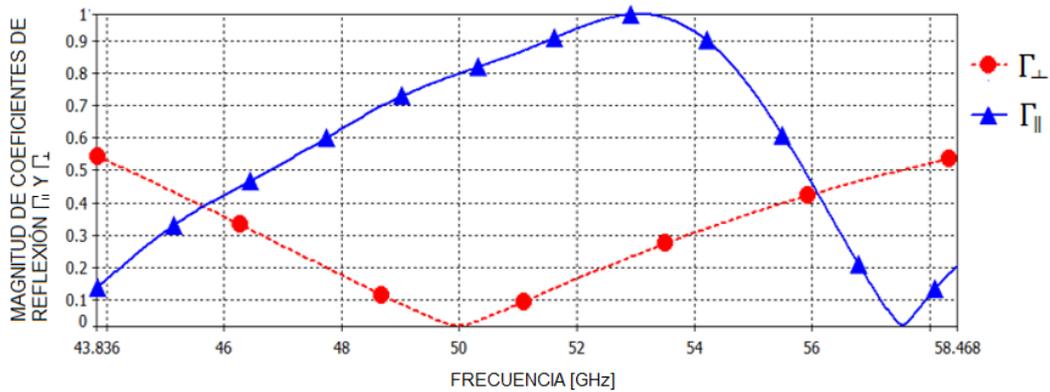


Figura 2. 23 Magnitudes de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para diafragma de control con diodo p-i-n en estado abierto

Como se muestra en la Figura 2.23, Γ_{\perp} presenta una magnitud mínima cercana a 0 en 50 GHz, situación correcta ya que se trata de la OPL cuyo plano de polarización es paralelo al eje del stub con diodo p-i-n abierto, por lo que la onda no se refleja y avanza en la guía de onda circular.

En el caso de la gráfica de Γ_{\parallel} no es correcta del todo, el tener una magnitud de 1 es correcto, porque la OPL ortogonal al stub con diodo p-i-n es reflejada. Lo incorrecto es la frecuencia de resonancia, que debió ser igual a 50 GHz y no mayor a ésta. El incremento en $f_{0\parallel}$ es debido a la elección voluntaria de la longitud del stub.

Para corregir este problema, se optimiza la geometría del stub mostrada en Tabla 2.5. Se decide cambiar la dimensión "g" y mediante una serie de simulaciones se encontró que el valor óptimo de "g" que da una magnitud de 1 para $f_{0\parallel} = 50$ GHz es de 0.3 mm, ver Figura 2.24.

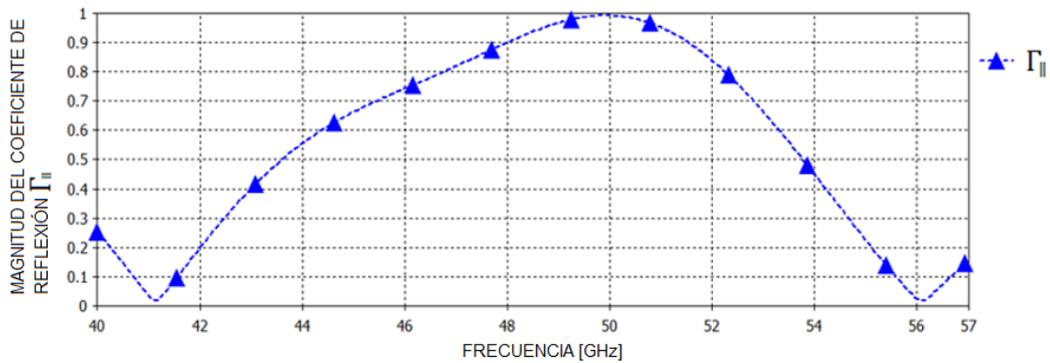


Figura 2. 24 Corrección de frecuencia de resonancia para Γ_{\parallel} modificando "g"

Para corroborar que no hubo cambio alguno en Γ_{\perp} al modificar "g", se presenta su gráfica por separado.

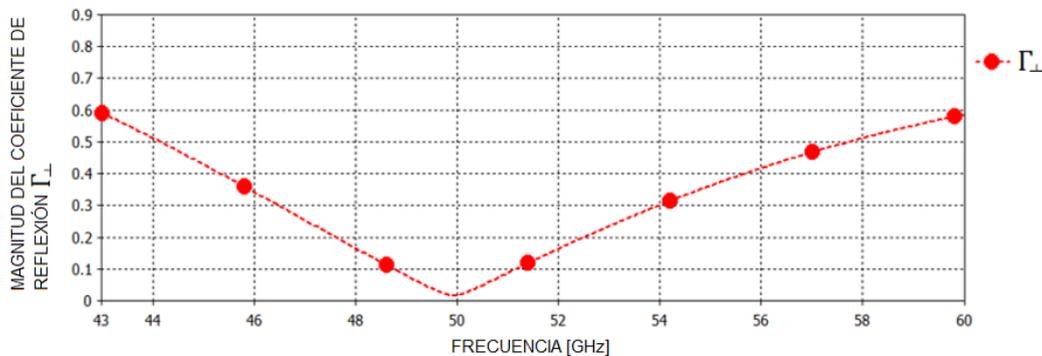


Figura 2. 25 Magnitud del coeficiente de reflexión Γ_{\perp} al modificar el valor de "g"

Hasta el momento sólo se tiene el modelo eléctrico del diafragma de control con un diodo p-i-n, y esto fue para conocer su comportamiento ante la adición del elemento de conmutación.

Como el desplazador de fase es de 2-bits, tendremos en total 4 stubs con sus respectivos diodos en posiciones angulares de 90° , 180° , 225° y 315° ; y de acuerdo al principio de Fox obtendremos cambios de fase de 180° , 360° (0°), 450° (90°) y 630° (270°), ver Figura 2.26.

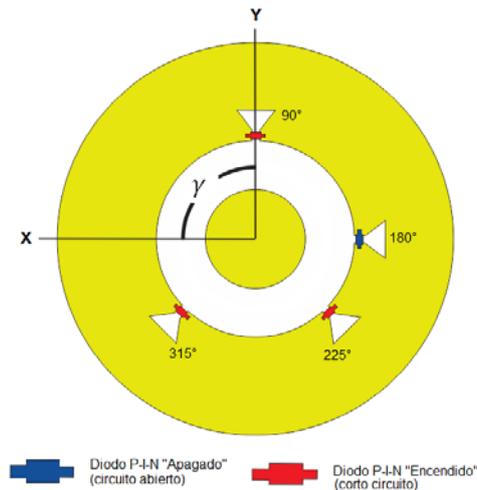


Figura 2. 26 Esquema completo del Desplazador de fase de 2-bits para banda V

El cambio de fase será determinado por el stub que contenga el diodo p-i-n en estado abierto (modo OFF), por lo que los diodos restantes estarán encendidos, provocando un corto circuito en sus respectivos stubs. Para tener un modelo eléctrico final más preciso, se debe de reconsiderar el modelo eléctrico del diodo p-i-n en directa (modo ON) mostrado en la Figura 2.14(a). Se agrega al nuevo modelo del diodo en directa la inductancia de sus terminales " L_t ", ver Figura 2.27.



Figura 2. 27 Modelo eléctrico más preciso del diodo p-i-n en estado de baja impedancia (ON)

Con el nuevo modelo eléctrico del diodo p-i-n en directa, podemos sustituir los tres circuitos eléctricos restantes de los stubs con sus respectivos diodos p-i-n en modo ON en el circuito eléctrico de la Figura 2.21, el resultado de realizar tal acción se observa en la Figura 2.28.

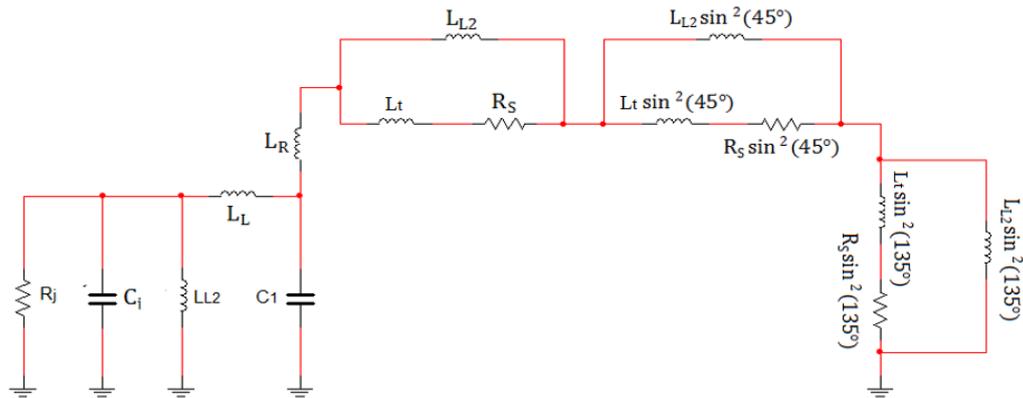


Figura 2. 28 Modelo eléctrico final para diafragma de control con 1 diodo p-i-n en modo OFF y 3 diodos p-i-n en modo ON

En el caso del stub con diodo p-i-n en estado OFF, se forma un circuito resonante paralelo entre la capacitancia del diodo p-i-n y el nuevo inductor L_{L2} . Del paralelo de estos dos elementos (donde predominará la reactancia capacitiva del diodo) se forma junto con L_L un circuito resonante serie, que a la frecuencia de resonancia serie ω_S , el diafragma de control se comportará como un corto circuito reflejando la OPL (ortogonal al eje del stub) con un coeficiente de reflexión $\Gamma_{\parallel} = -1$ [6].

Se presentan a continuación las gráficas de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para esta nueva estructura del diafragma de control que incluye los 4 diodos p-i-n (1 polarizado en inversa y 3 polarizados en directa). El objetivo será analizar que tanto se modifican las frecuencias de resonancia con la adición de todos los elementos de conmutación.

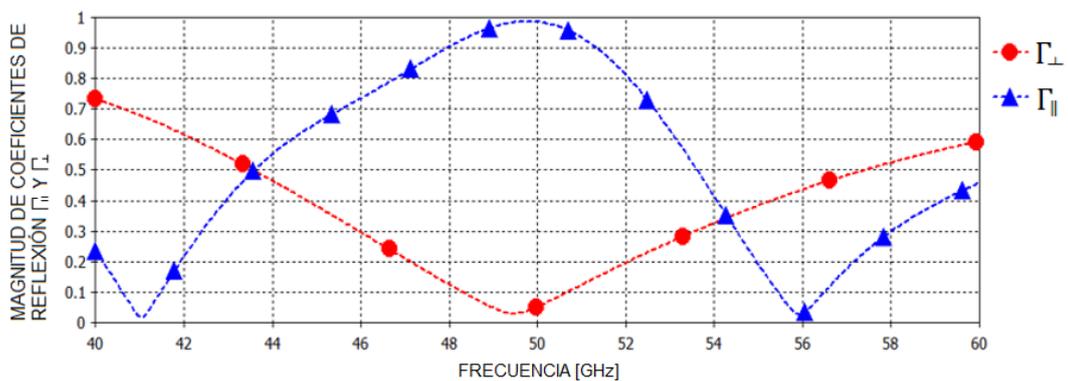


Figura 2. 29 Magnitudes de coeficientes de reflexión para diafragma de control con 4 diodos p-i-n

De la Figura 2.29, el coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} tiene una frecuencia de resonancia igual a 49.77 GHz, valor que es próximo a los 50 GHz por lo cual se le considera aceptable. Para el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} , ya no se tiene un valor tan cercano pues su frecuencia de resonancia es de 49.45 GHz, optimizando el valor del radio interno del anillo resonante se ajusta el valor de $f_{0\perp}$.

Se muestran las nuevas gráficas de los coeficientes de reflexión por separado (Figuras 2.30 y 2.31) para observar los nuevos resultados.

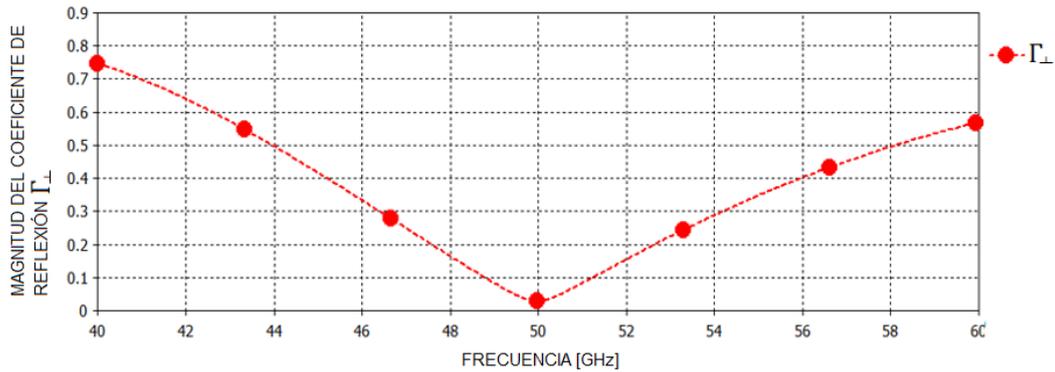


Figura 2. 30 Corrección de frecuencia de resonancia para coeficiente de reflexión Γ_{\perp} para diafragma de control con 4 diodos p-i-n

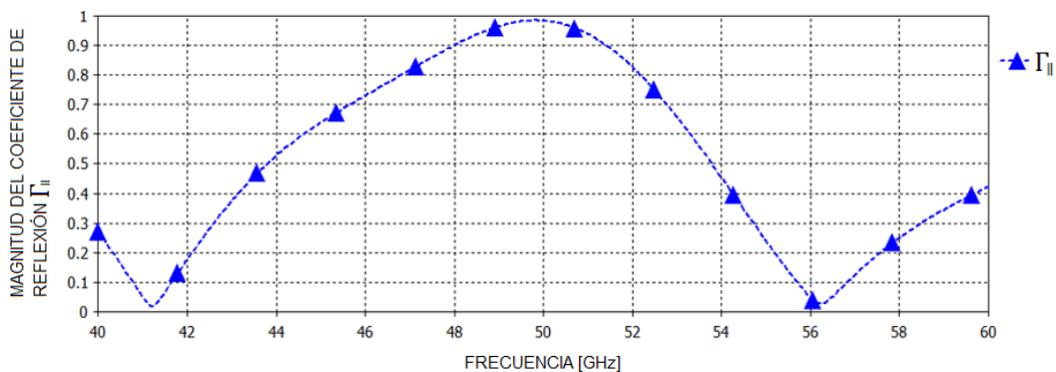


Figura 2. 31 Modificación en frecuencia de resonancia para coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} para diafragma de control con 4 diodos p-i-n

En la Figura 2.30, la frecuencia de resonancia para el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} se modificó favorablemente, presentando un nuevo valor de 49.97 GHz, frecuencia que ya satisface. En el caso del coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} su frecuencia también se modifica (Figura 2.31), teniendo una frecuencia de resonancia igual a 49.83 GHz, valor que comparado al anterior es más cercano a los 50 GHz y se da también por válido.

Tabla 2. 7 Modificaciones en las frecuencias de resonancia para Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} con respecto a las distintas etapas del diafragma de control para desplazador de fase en la banda V

Etapas	Frecuencia de resonancia [GHz]	
	$f_{0\perp}$	$f_{0\parallel}$
Ranura resonante	50	50
Stub	50.4	46.58
Stub y diodo P-I-N	49.94	49.9
4 sutbs y 4 diodos P-I-N	49,97	49.83

Como se puede notar en la Tabla 2.7, la adición del diodo p-i-n provocó la modificación en dos ocasiones de las frecuencias de resonancia, la primera de ellas al tener sólo un diodo p-i-n (disminuyendo ambas frecuencias) y la segunda al tener los 4 diodos p-i-n (aumento de Γ_{\perp} y disminución de Γ_{\parallel}).

En la Tabla 2.8 se puede apreciar la geometría final de la ranura resonante tipo anillo y del stub.

Tabla 2. 8 Geometría final de la ranura resonante tipo anillo y stub

Radios de ranura tipo anillo [mm]	R_{ext}	R_{int}		R_{prom}
	1.30	0.636		0.95
Geometría de stub [mm]	d	h	e	g
	0.5	0.1	0.3	0.15

2.4 DESPLAZADOR DE FASE

Ya que se tiene el diafragma de control completo (ranura resonante tipo anillo, stubs y diodos p-i-n), se procede a formar el desplazador de fase. Se coloca una placa metálica a una cierta distancia del diafragma de control, con el fin generar el defasamiento de -180° entre los coeficientes de reflexión.

El defasamiento es necesario para satisfacer las condiciones establecidas en el principio de Fox, y así evitar en lo posible la onda “no controlada”. La componente de la onda polarizada circularmente que es ortogonal al eje del stub cuyo diodo p-i-n está apagado, se verá reflejada por el diafragma de control, teniendo un defasamiento de -180° o $-\pi$ rad, lo que da un valor de -1 al coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} , ver Figura 2.32.

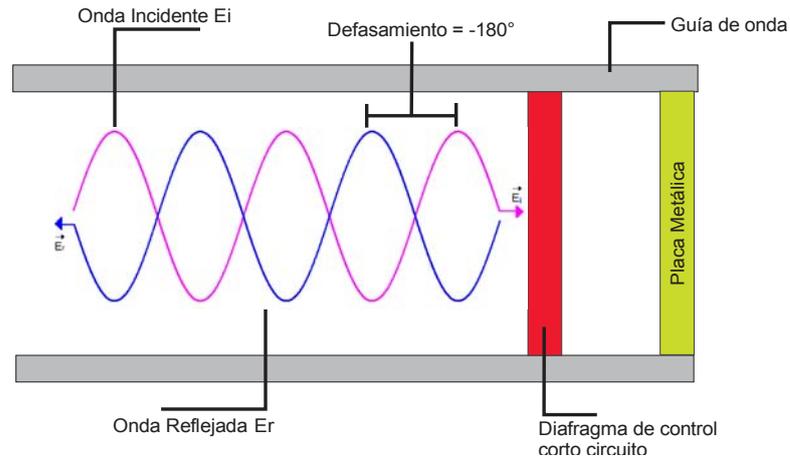


Figura 2. 32 Reflexión de componente ortogonal de onda polarizada circularmente en diafragma de control final

En el caso de la componente de la onda polarizada circularmente que es paralela al stub que posee el diodo p-i-n abierto, se transmitirá a través del diafragma de control hasta chocar con la placa metálica y solamente en ese instante reflejarse. Al atravesar esta componente paralela el diafragma de control presentara varios defasamientos, por ello conviene realizar el siguiente análisis a través de la Figura 2.33.

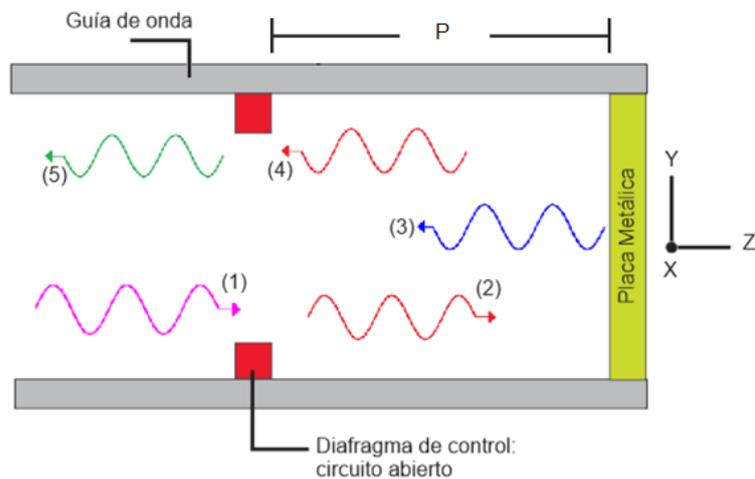


Figura 2. 33 Defasamientos obtenidos por la componente paralela de la onda polarizada circularmente al atravesar el diafragma de control y reflejarse en la placa metálica

En número de defasamientos que se obtienen para esta componente de la onda polarizada circularmente son 3:

- Defasamiento θ_1 : está dado por el producto de la constante de propagación β y la distancia "P" a la cual se coloca la placa de metal del diafragma de control.

$$\beta = 2\pi/\lambda_g \quad (2.14)$$

$$P = \lambda_g/4 \quad (2.15)$$

$$\varnothing 1 = \beta * d \quad (2.16)$$

El resultado de hacer dicho producto nos da un $\varnothing 1 = -\pi/2$, que corresponde a la señal (2) de la Figura 2.33.

- Defasamiento $\theta 2$: Este defasamiento se produce al chocar la señal (2) contra la pared metálica, invirtiéndose su sentido de propagación y añadiéndose un desfase de $-\pi$, señal (3) de Figura 2.33. Teniendo hasta el momento un defasamiento parcial de $\theta 2 = -3\pi/2$.
- Defasamiento $\theta 3$: A la señal (3) se le agrega un defasamiento de $-\pi/2$ al recorrer la distancia de la placa de metal al diafragma de control, para convertirse en la señal (4). Dando un defasamiento final de -2π , que sería representado por la señal (5) de la Figura 2.33.

Al tener este defasamiento de -2π , el coeficiente de reflexión Γ_{\perp} tiene un valor de 1. Con este valor y el de la componente paralela, cumplimos la condición $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$ vista en el capítulo 1 del presente trabajo. Lo siguiente es conocer la distancia mínima a la cual se debe colocar la placa de metal, para ello hacemos uso de la siguiente expresión:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.17)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío (6mm), f es la frecuencia de trabajo (50 GHz) y f_c es la frecuencia de corte para el modo de propagación principal en guía de onda circular estándar para banda V, es decir, modo TE_{11} (36.77 GHz). Sustituimos todos estos valores en (2.17) y el resultado de ello en 2.15.

$$\lambda_g = \frac{6 \times 10^{-3}}{\sqrt{1 - (36.77/50)^2}} = 8.83 \text{ mm}$$

$$P = 8.83 \times 10^{-3} / 4 = 2.2 \text{ mm}$$

La distancia obtenida no es la óptima. Para encontrar esta distancia ideal debemos determinar las pérdidas de inserción en el desplazador de fase, ya que dichas pérdidas están en función de la distancia que hay entre la placa de metal y el diafragma de control. Se escogerá aquella distancia en donde la magnitud de la "onda controlada" cumpla con el criterio de diseño.

El criterio dice que se deberán tener pérdidas de inserción menores o en todo caso próximas a 1 dB en el desplazador, dentro de ese rango, escoger aquella distancia en la que se tenga el mayor ancho de banda posible.

La estimación de las pérdidas de inserción se realizó mediante CST Microwave Studio, donde se simuló el accionar del diafragma de control con todos sus elementos. Se añadió a esta simulación la placa metálica, la cual se fue colocando en diferentes distancias a partir del valor de “*P*”. El resultado de realizar tales acciones se muestran en la Tabla 2.9.

Tabla 2. 9 Pérdidas de inserción y ancho de banda para desplazador de fase, en función de la distancia “*P*opt”

P_{opt} [mm]	Pérdidas de inserción [dB]	Ancho de banda [GHz]
2.13	0.86	10.84
2.18	0.82	10.87
2.2	0.71	11.32
2.25	0.67	11.34
2.27	0.71	11.24

En la Tabla 2.9, la distancia encontrada originalmente no tiene las pérdidas de inserción más bajas, por lo que la distancia óptima corresponde a 2.25 mm con pérdidas de inserción de 0.67 dB para el intervalo de frecuencias de 43 a 54.12 GHz y finalmente una diferencia entre las fases de Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} igual a $180 \pm 30^{\circ}$ para ese mismo intervalo de frecuencias. En las Figura 2.34 y 2.35 se puede observar las gráficas correspondientes a la magnitud de la “onda controlada” y la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión ortogonal y paralelo, respectivamente.

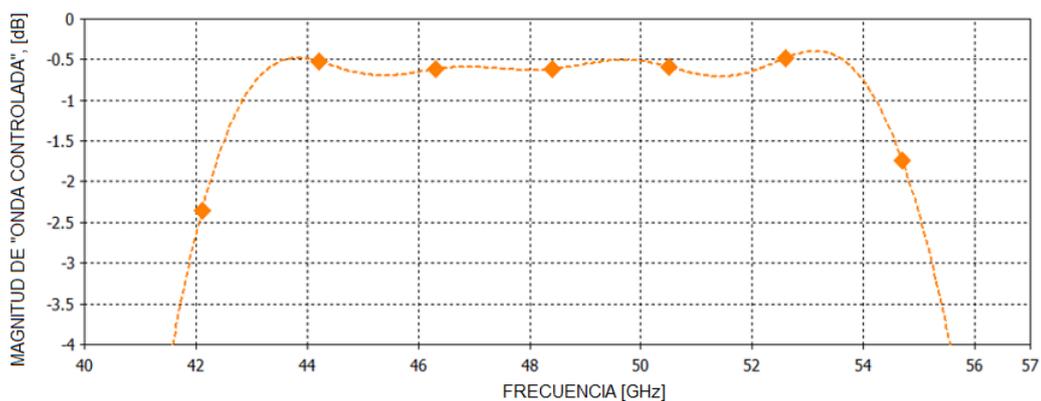


Figura 2. 34 Magnitud de “onda controlada” en el desplazador de fase para distancia óptima igual a 2.25mm

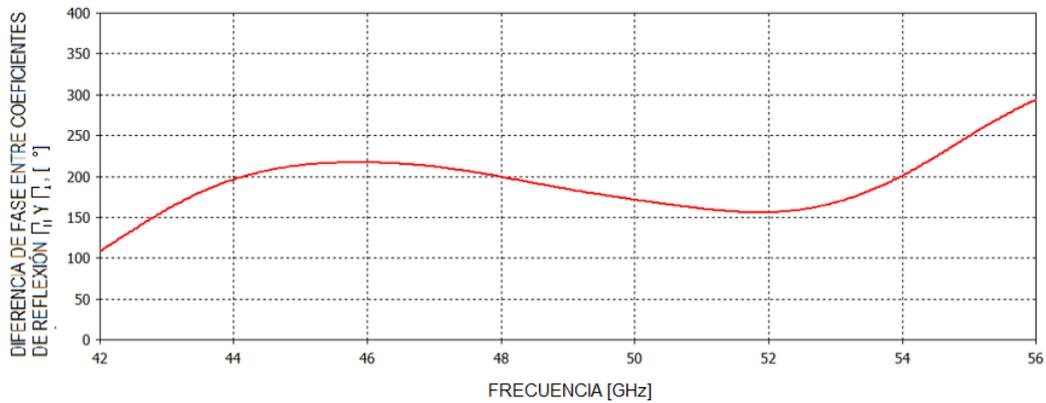


Figura 2. 35 Diferencia de fase entre coeficientes de reflexión para distancia óptima igual a 2.25 mm

2.5 POLARIZACIÓN DE DIODOS P-I-N

El defasamiento provocado por el desplazador de fase es debido a la conmutación de los diodos p-i-n al habilitar y deshabilitar stubs en distintas posiciones angulares del diafragma de control.

La conmutación es pasar de un estado de alta impedancia (circuito abierto) a un estado de baja impedancia (corto circuito) y viceversa. Para ello se debe polarizar el diodo p-i-n aplicando una diferencia de voltaje entre sus terminales.

Para el estado de alta impedancia se debe de polarizar el diodo p-i-n en inversa, mientras que el estado de baja impedancia se obtiene al polarizarlo en directa, ver Figura 2.36.

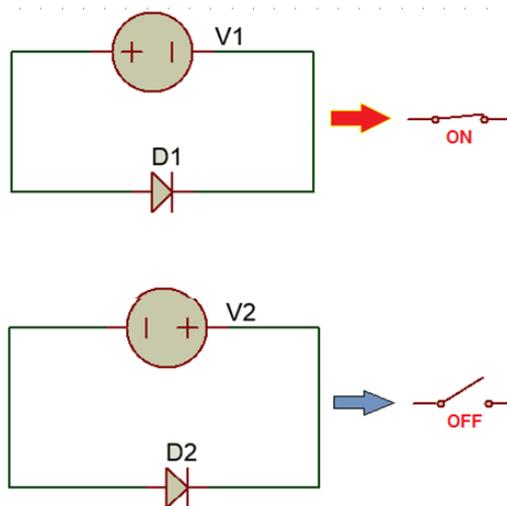


Figura 2. 36 Conmutación de diodo p-i-n según la polarización aplicada en él

Ahora bien, debido a los materiales del desplazador de fase y de la cantidad de diodos p-i-n, la forma de polarización se complica, ya que las zonas donde se colocará el diodo es metal (cobre) y si le aplicamos un voltaje ocurrirá un corto circuito, provocando un mal funcionamiento del diafragma de control.

Por dichos motivos se debe pensar en la forma correcta de polarizar los diodos p-i-n, lo más viable es que los ánodos de los diodos se encuentren en una zona que no haya metal, por lo que ahí se agrega una capa de material dieléctrico (Figura 2.37). Los cátodos de los diodos p-i-n deberán ir a tierra para completar el circuito, por lo que se conectan directamente en la zona de metal del anillo exterior.

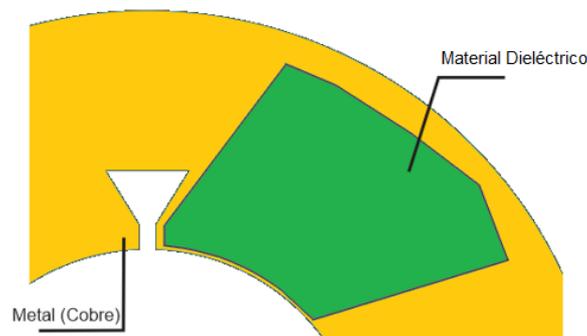


Figura 2. 37 Adición de material dieléctrico a la estructura del desplazador de fase

Al colocar el ánodo en el dieléctrico garantizamos que al aplicar la diferencia de potencial entre las terminales del diodo p-i-n no exista corto circuito, pero desafortunadamente por estar esta terminal en el dieléctrico no va a poder ser fijada mediante soldadura. Por ello se idea un plan para que el ánodo pueda estar fijo sobre el material dieléctrico y pueda ser polarizado.

Se agrega un stub abierto que tiene como propósito servir de base para el montaje del ánodo del diodo, permitir la polarización y ser una protección para la fuente de alimentación. El comportamiento de esta protección es similar al de un filtro supresor de banda, ya que elimina toda onda incidente que pretenda llegar al suministro de energía, cuya frecuencia central sea de 50 GHz en un determinado ancho de banda.

Para que el stub abierto tenga el comportamiento de filtro supresor de banda, debe cumplir con cierta característica: su longitud debe de ser seis veces menor que la longitud de onda de la señal incidente, para que así su impedancia a la frecuencia de rechazo sea igual a cero. A continuación se muestran las expresiones de diseño:

$$q < \lambda_g/6 \quad (2.18)$$

A su vez, λ_g se calcula a través de la expresión siguiente:

$$\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r} \quad (2.19)$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y ϵ_r es la permitividad relativa del material dieléctrico.

Sustituyendo los valores correspondientes en (2.18) y (2.19), la longitud máxima “q” del stub cerrado debe de ser:

$$\lambda_g = 6 \times 10^{-3} / \sqrt{2.65} = 3.67 \text{ mm}$$

$$q = 3.67 \times 10^{-3} / 6 = 0.61 \text{ mm}$$

$$q < 0.61 \text{ mm}$$

Ya definida la longitud del stub abierto, lo siguiente es definir la geometría de éste. Se optó por una geometría triangular del tipo isósceles (Figura 2.38), por lo siguiente: 1) Permite trabajar en distintas longitudes de onda y 2) Con una geometría así se puede optimizar el espacio de la isla de material aislante. Las dimensiones del contacto metálico se redimensionaron a partir de los valores diseñados para [3], obteniendo las siguientes dimensiones:

Tabla 2. 10 Dimensiones de la geometría triangular del contacto metálico

b [mm]	c[mm]	q[mm]
0.3179	0.5579	0.5347

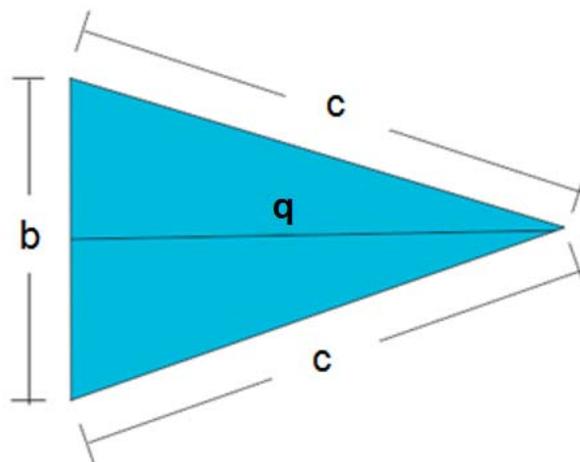


Figura 2. 38 Geometría triangular del contacto metálico para filtro de protección

Para corroborar el funcionamiento de esta estructura, se realizan con CST Microwave Studio simulaciones para analizar su comportamiento al incidir sobre ella la onda de polarización circular. Se toma la gráfica correspondiente a la magnitud de la impedancia de entrada del stub abierto.

Como se visualiza en la Figura 2.39, la magnitud de la impedancia de entrada del stub abierto en 50 GHz es cero, lo que nos quiere decir que el stub abierto no permitirá el paso de la onda incidente a la fuente de alimentación, formando en esa zona y para esa frecuencia en especial una tierra virtual.

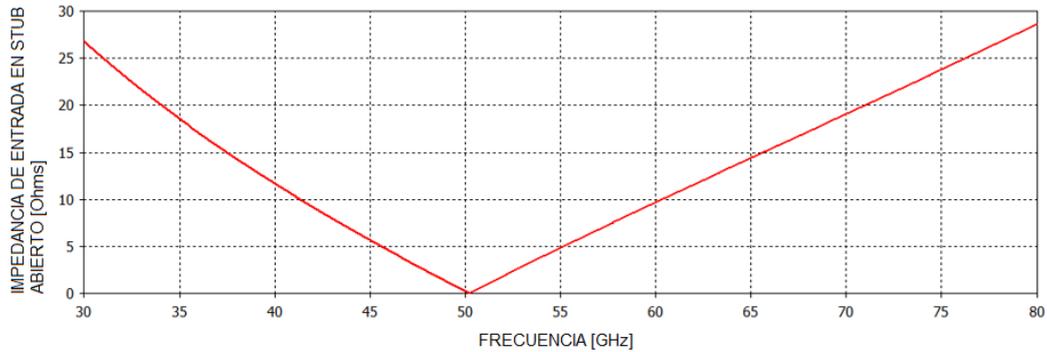


Figura 2. 39 Magnitud de impedancia para stub abierto como filtro de polarización

Ya satisfecha esta característica, lo siguiente es realizar las líneas de conexión que unirán el filtro y la fuente de alimentación (Figura 2.40). Estas líneas deberán de tener un espesor mayor a las 70 μm para evitar problemas de fabricación y para reducir el riesgo de poder sufrir un daño causado por el voltaje de alimentación.

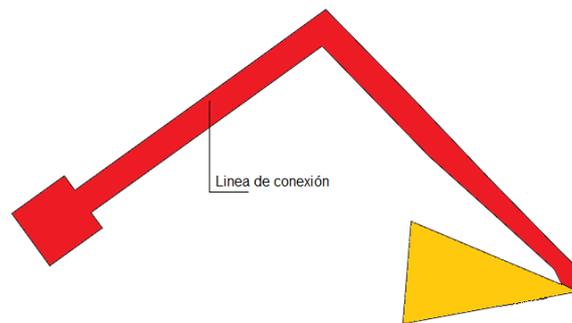


Figura 2. 40 Línea de conexión para fuente de corriente directa en polarización

2.6 CONCLUSIONES

1.- Con las geometrías diseñadas para el diafragma de control (ranura resonante tipo anillo y stubs) se logró cumplir con los objetivos planteados, ya que obtenemos resultados teóricos aceptables según el criterio de diseño planteado. La forma del stub trapezoidal fue optimizada al grado de poder elegir entre menores pérdidas de inserción o un mayor ancho de banda.

2.- Para el conmutador a usar teníamos básicamente tres opciones: diodo p-i-n, MEMS y FET's. A pesar de que los conmutadores MEMS tienen mejores características, se eligió a los diodos p-i-n por ser una tecnología más probada, no requieren voltajes de actuación tan altos y el tiempo de conmutación es menor. En la frecuencia de diseño de 50 GHz demostró tener un buen factor de calidad de conmutación (5003), bajos niveles de pérdidas inserción (0.08 dB) y niveles aceptables de aislamiento (17.21 dB)

3.- Referente al desplazador de fase, en primera instancia se obtuvo la magnitud de la "onda controlada" para estimar las pérdidas de inserción en el desplazador, se obtuvieron pérdidas de inserción en la simulación por de 0.67 dB (cantidad menor al límite máximo de 1 dB) para el intervalo de frecuencias de 43 a 54.12 GHz. Se buscó mediante distintas iteraciones al recorrer el circuito corto a través de la guía de onda niveles de pérdidas menores pero no se logró, ya que la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} es de $180 \pm 30^{\circ}$, provocando que parte de la onda "no controlada" afecte los resultados.

4.- Finalmente, se probó lo que es el filtro de polarización, como recordamos tiene la función de evitar que la señal incidente viaje a través del diodo p-i-n a la fuente de voltaje. Se simuló por separado el filtro, haciéndole incidir las mismas señales como si tuviéramos toda la pieza completa, teniendo resultados aceptables ya que en 50 GHz la impedancia de entrada del filtro es de 0Ω , lo que es correcto porque la señal al llegar al filtro se verá reflejada. Se tiene una impedancia máxima de 5 ohms para un rango de frecuencias de 45 a 55 GHz, valor necesario para que el filtro funcione correctamente.

2.7 REFERENCIAS

[1] Millimeter-wave amplitude-phase modulator Martynyuk, A.E. ; Martynyuk, N.A.; Khotiaintsev, S.N. ; Vountesmeri, V.S. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume: 45 , Issue: 6. Digital Object Identifier: 10.1109/22.588600 . Publication Year: 1997 , Page(s): 911 – 917. Cited by: Papers (14)

[2] David M. Pozar, "Microwave Engineering, 4th Edition". Publisher: W.I. | ISBN: 0470631554.

[3] 2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits. Martynyuk, A.E. ; Martinez-Lopez, A.G. ; Martinez Lopez, J.I. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume: 54 , Issue: 12 Part: 1. Digital Object Identifier: 10.1109/TMTT.2006.886163. Publication Year: 2006 , Page(s): 4056 – 4061. Cited by: Papers (3)

- [4] Active frequency-selective surfaces based on loaded ring slot resonators. Martynyuk, A.E.; Lopez, J.I.M.; Martynyuk, N.A. Electronics Letters. Volume: 41 , Issue: 1. Digital Object Identifier: 10.1049/el:20057774. Publication Year: 2005 , Page(s): 2 – 4. Cited by: Papers (5).
- [5] Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. Volume: 52 , Issue: 1. Digital Object Identifier: 10.1109/TAP.2003.820976. Publication Year: 2004 , Page(s): 142 – 153. Cited by: Papers (24)
- [6] Reconfigurable Reflectarrays Based on Optimized Spiraphase-Type Elements. Rodriguez-Zamudio, J.; Martinez-Lopez, J.I.; Rodriguez-Cuevas, J.; Martynyuk, A.E. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. Volume: 60 , Issue: 4. Digital Object Identifier: 10.1109/TAP.2012.2186231. Publication Year: 2012 , Page(s): 1821 – 1830. Cited by: Papers (1)
- [7] Micro electro mechanical switch (MEMS) technology applied to electronically scanned arrays for space based radar. Norvell, B.R.; Hancock, R.J.; Smith, J.K.; Pugh, M.L.; Theis, S.W.; Kriatkofsky, J. Aerospace Conference, 1999. Proceedings. 1999 IEEE. Volume: 3 Digital Object Identifier: 10.1109/AERO.1999.789783. Publication Year: 1999, Page(s): 239 - 247 vol.3. Cited by: Papers (10) | Patents (3)
- [8] RF MEMS: Theory, Design, and Technology. Gabriel M. Rebeiz. John Wiley & Sons, Inc. ISBN: 0-471-20169-3
- [9] RF MEMS phase shifters: design and applications. Rebeiz, G.M.; Tan, Guan-Leng; Hayden, Joseph S. Microwave Magazine, IEEE. Volume: 3 , Issue: 2. Digital Object Identifier: 10.1109/MMW.2002.1004054. Publication Year: 2002 , Page(s): 72 – 81. Cited by: Papers (81)
- [10] Commutation quality factor of two-state switchable devices. Vendik, I.B.; Vendik, O.G.; Kollberg, E.L. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume:48,Issue:5. Digital Object Identifier: 10.1109/22.841874. Publication Year: 2000, Page(s): 802 – 808. Cited by: Papers (28).
- [11] RF / Microwave Circuit Design for Wireless Applications, 2nd Edition. Ulrich L. Rohde, Matthias Rudolph. ISBN: 978-0-470-90181-6. 920 pages.
- [12] Hoja de especificaciones HPND-4005, Compañía AVAGO Technologies, sitio web: <http://www.avagotech.com>, Fecha de consulta: 27/11/2013.

CAPÍTULO 3: Arreglo reflectivo reconfigurable para la banda V (50-75 GHz)

En el capítulo anterior se diseñó un desplazador de fase en guía de onda circular, en este capítulo el lector podrá encontrar lo referente al diseño y análisis del elemento abierto o integrado para la banda V en un arreglo reflectivo.

Para un arreglo reflectivo tiene importancia significativa la geometría o retícula en que se colocan los elementos del arreglo, ya que de esto dependerán las pérdidas de inserción, ancho de banda, aparición de lóbulos parásitos, etc. Por ello, en primera instancia se hace una comparativa entre un arreglo con retícula triangular y otro arreglo con retícula rectangular, mostrando características de interés.

Ya que se encontró la retícula idónea, se realiza el estudio de las características de escaneo del arreglo, para ello se hace uso de la serie de Floquet, ya que es la herramienta matemática que nos permite modelar señales electromagnéticas cuya periodicidad de fase y magnitud no es la misma. Con el modelo matemático de la señal a estudiar se realiza un algoritmo computacional, cuyo resultado nos dará primordialmente el ángulo de escaneo máximo por medio del coeficiente de conversión.

Finalmente, otro resultado de interés que se podrá encontrar es el coeficiente de elipticidad. Este es un parámetro que nos indica en base al cociente de las magnitudes de las componentes de campo eléctrico que dan forma a la polarización circular, que tanto ha cambiado la polarización incidente con respecto a la reflejada. Si el coeficiente tiene un valor que tiende a infinito estaríamos pasando de una onda polarizada circularmente a una onda polarizada linealmente, por lo contrario si el coeficiente tiene un valor de 1 estaríamos manteniendo la polarización original, es decir la circular.

3.1 RETÍCULA TRIANGULAR VS RECTANGULAR

Ya que se analizó el desplazador de fase en guía de onda circular, se procede a estudiar el comportamiento del elemento abierto (o integrado) como arreglo reflectivo para la banda V. La ventaja de utilizar elementos abiertos es que no se necesitan guías de onda que ocupen espacio en el arreglo, por lo que se puede reducir la distancia entre los elementos, reflejándose dicha situación en un sector de escaneo más grande.

Para que se pueda transmitir la señal en la guía de onda circular y experimente el efecto de reflexión, es necesario que su frecuencia sea mayor a la frecuencia de corte del modo de propagación principal en la guía de onda circular, de no ser así la señal no viajará. Situación que no ocurre en el elemento abierto, por lo que la redirección de la señal incidente no está condicionada a parámetros de dispositivos externos, pues viaja en el espacio libre.

El primer punto a considerar en el diseño del arreglo reflectivo es el tipo de retícula o mallado que utilizaremos, en otras palabras, significa la forma en que colocáremos a los elementos en nuestro arreglo. Los tipos más populares son rectangular y triangular.

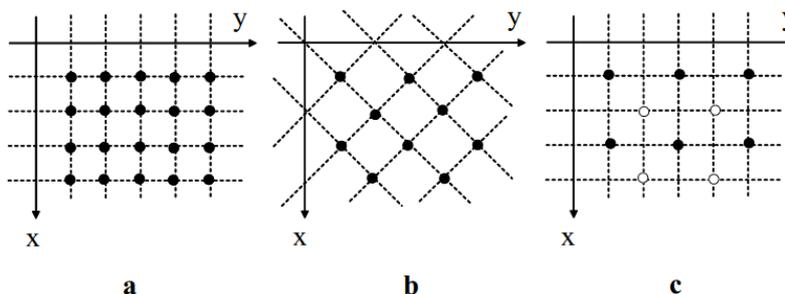


Figura 3. 1 Geometrías típicas de retículas: a. retícula rectangular, b. retícula triangular y c. retícula triangular como superposición de dos arreglos rectangulares [1]

Saber elegir correctamente entre los distintos tipos de geometrías en un arreglo es importante, debido a que el patrón de radiación total en el arreglo depende de la geométrica de la retícula, distancias relativas entre elementos, amplitud y fase de excitación, así como los patrones de los elementos individuales [2].

La retícula triangular tiene como ventaja sobre la rectangular, la posibilidad de limitar en medida de lo posible la existencia de lóbulos parásitos que afecten el patrón de radiación, además de permitir el uso de elementos de mayor tamaño en el arreglo [3,4]. Esto se debe a que en una retícula triangular los elementos poseen entre si una mayor separación, en comparación con la retícula rectangular. Por otra parte, esta separación también puede proporcionar un medio de aislamiento para la antena en la que se podrían reducir los efectos de acoplamiento mutuo entre elementos [5].

Antes de iniciar la comparativa entre las retículas, es importante señalar que se usará la aproximación de arreglo de periodicidad infinita con celda periódica grande, para diseñar nuestro arreglo reflectivo de elementos abiertos en banda V. Algunos motivos para usar esta aproximación son los siguientes [9]:

- a) Los elementos en la región central de un arreglo grande tienen características como las de elementos de un arreglo infinito.
- b) El rendimiento de un arreglo finito puede ser determinado adecuadamente utilizando los resultados de un arreglo infinito.
- c) Los resultados del arreglo infinito pueden ser usados para predecir el acoplamiento mutuo entre los elementos en un ambiente de arreglo.
- d) El patrón del elemento integrado puede ser determinado directamente de los resultados del arreglo infinito.

Ya descritos los motivos por los cuales usaremos la aproximación de arreglo de periodicidad infinita, procedemos a realizar la comparativa entre las retículas, empezando con la triangular.

Lo primero a definir en el arreglo reflectivo con retícula triangular (Figura 3.2) es el tamaño de la celda unitaria. Se tomaron como dimensiones de referencia las medidas de la celda unitaria para el arreglo reflectivo reconfigurable en banda Ka mostrado en [6], por lo tanto hay que redimensionar dichas medidas a nuestra banda de frecuencia. El resultado para nuestra celda unitaria es de $B_x=B_y=3.7$ mm.

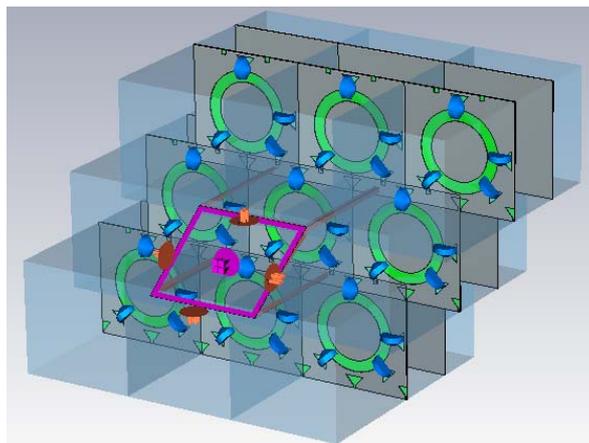


Figura 3. 2 Representación de elementos abiertos en arreglo reflectivo con periodicidad infinita en retícula triangular

Ya definida la celda unitaria, lo siguiente sería realizar las simulaciones del arreglo sin placa metálica, con el fin de saber si los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} tienen su respectivas frecuencia de resonancia en 50 GHz. Para ello, en el software de simulación debemos ingresar la geometría del elemento abierto, que para una primera aproximación será la del desplazador de fase (medidas de stubs y ranura resonante) realizado en el capítulo 2 del presente trabajo.

Al mismo tiempo de ingresar la geometría, debemos proporcionar al software las especificaciones eléctricas y dimensionales del sustrato a utilizar (Rogers 5880), las cuales son: Constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.20$, Espesor estándar del dieléctrico = 0.127 mm y revestimiento de cobre estándar = 17 μm . Con toda la información proporcionada a CST Microwave Studio, se realiza la simulación correspondiente y se obtienen los resultados que aparecen en la Figura 3.3.

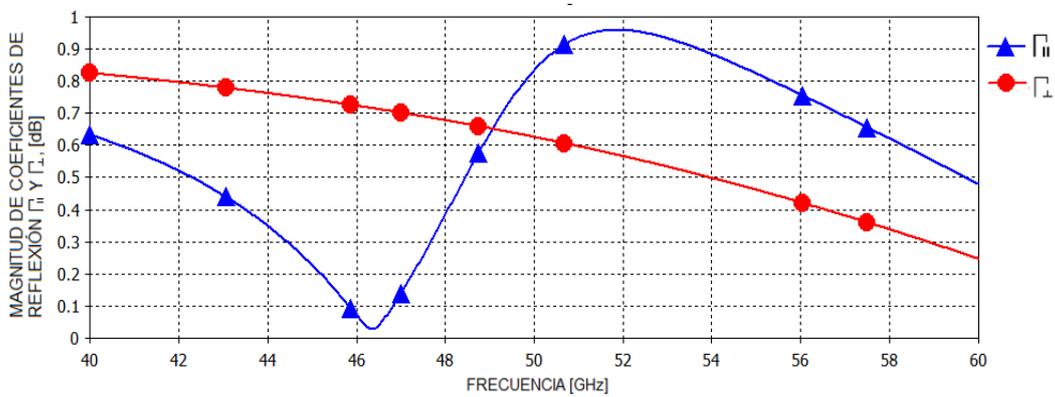


Figura 3. 3 Magnitudes de los coeficientes Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para elemento abierto en arreglo de periodicidad infinita

Como se puede apreciar de la Figura 3.3, las frecuencias de resonancia de los coeficientes reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} cambian por completo, teniendo para $f_{0\parallel}$ un valor de 51.85 GHz y para $f_{0\perp}$ su valor excede los 60 GHz. Para corregir las frecuencias de resonancia, se optimiza la geometría del elemento abierto, obteniendo los valores mostrados en la Tabla 3.1 y visualizados en la Figura 3.4.

Tabla 3. 1 Primeras geometrías de ranura resonante y stub usadas en elemento abierto para retícula triangular

Radios de ranura tipo anillo [mm]	R_{ext}	R_{int}		R_{prom}
	1.30	0.938		1.30
Geometría de stub [mm]	d	h	e	g
		0.604	0.1	0.3

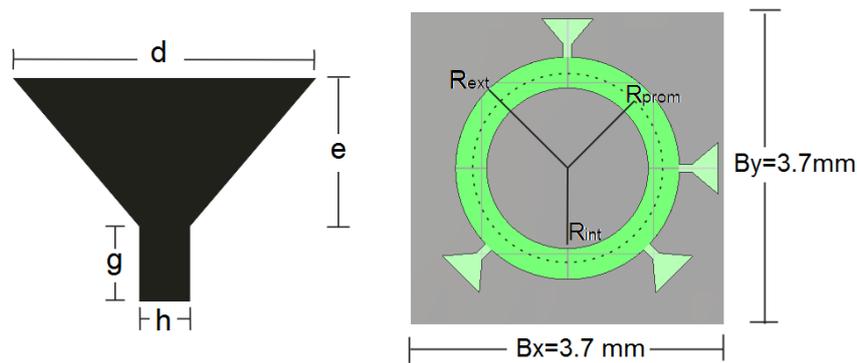


Figura 3. 4 Geometría de stubs y ranura resonante para elemento abierto en arreglo reflectivo de retícula triangular

Los resultados de optimizar la geometría del elemento abierto se pueden observar en la Figura 3.5. Se corrigen en medida de lo posible las frecuencias de resonancia para ambos coeficientes de reflexión, en el caso de $f_{0||}$ su nuevo valor es de 49.75 GHz, mientras que en el caso de $f_{0\perp}$ su valor es de 49.9 GHz.

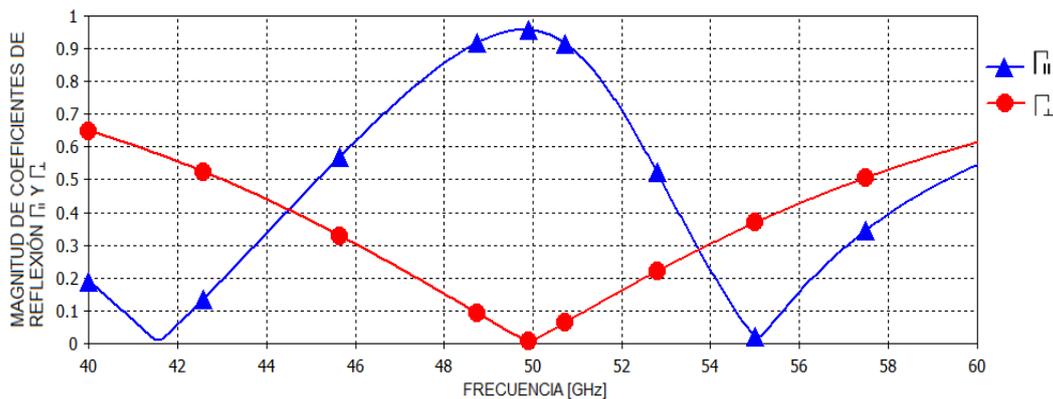


Figura 3. 5 Magnitud de los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} para nueva geometría del elemento abierto en arreglo reflectivo con retícula triangular

Con $f_{0||}$ y $f_{0\perp}$ muy próximas a 50 GHz, lo siguiente es analizarlo como desplazador de fase. Para ello se coloca una placa de metal detrás del arreglo de elementos abiertos (Figura 3.2) a la misma distancia que se usó cuando analizábamos el desplazador de fase en guía de onda circular.

Se muestra el gráfico correspondiente a la magnitud de la “onda controlada” en la Figura 3.6. Las pérdidas de inserción (PI) en la “onda controlada” son iguales a 6 dB, situación inadmisibles porque no satisface nuestro criterio de diseño (PI < 1 dB). Además, proporcionar un ancho de banda es complicado, ya que sería de un valor muy pequeño por el alto nivel de las pérdidas.

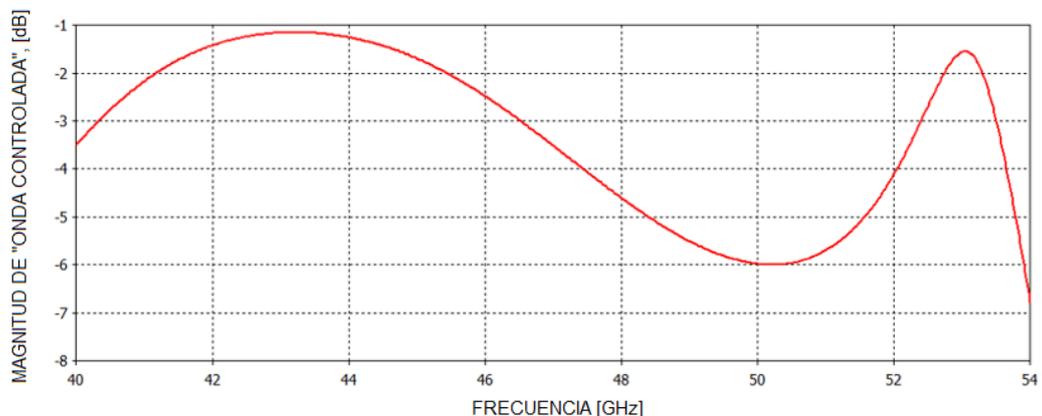


Figura 3. 6 Magnitud de “onda controlada” para elemento abierto en modo desplazador de fase con retícula triangular para pantalla metálica colocada a 2.25 mm de distancia

Con el fin de solucionar dicho problema, se realiza una serie de iteraciones con CST Microwave Studio, en donde se coloca la placa de metal a distintas distancias del arreglo de elementos abiertos, para poder así encontrar la distancia idónea en donde las pérdidas de inserción sean menor a 1 dB. En caso de tener varias distancias que cumplan con esta condición, elegir aquella que ofrezca las pérdidas de inserción más pequeñas. Los resultados se muestran en la Tabla 3.2.

Tabla 3. 2 Distancias óptimas “P_{opt}” para desplazador de fase con elementos abiertos en retícula triangular

P _{opt} [mm]	PI [dB]	BW [GHz]
1.80	1.99	x
1.70	0.43	10.380
1.60	0.55	9.781
1.50	0.50	9.808
1.46	0.48	9.835

De la Tabla 3.2 podemos observar que para P_{opt}= 1.46 mm, las pérdidas de inserción presentan el segundo valor más pequeño con 0.47 dB a pesar de ser la distancia más pequeña, además su ancho de banda no es el mayor de todos. Situación contraria con P_{opt}= 1.70 mm cuyas pérdidas son las más pequeñas con un valor de 0.43 dB, pero en lo referente a su ancho de banda es el mayor de toda la tabla.

La distancia optima de entre todos los valores de la Tabla 3.2 es obviamente 1.70 mm, ya que tiene los niveles de pérdidas de inserción más pequeños, satisfaciendo por demás la condición de PI < 1 dB, pero sobre todo tiene un ancho de banda considerable para futuras aplicaciones. En las figuras 3.7, 3.8 y 3.9 se muestran las gráficas de las magnitudes de Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , magnitud de “onda controlada” y la diferencia de fases entre Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , respectivamente.

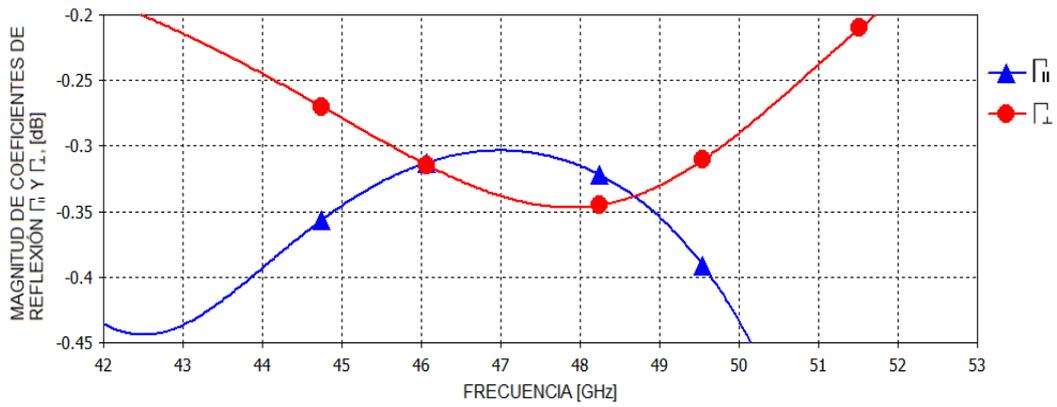


Figura 3. 7 Magnitud de los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} en retícula triangular

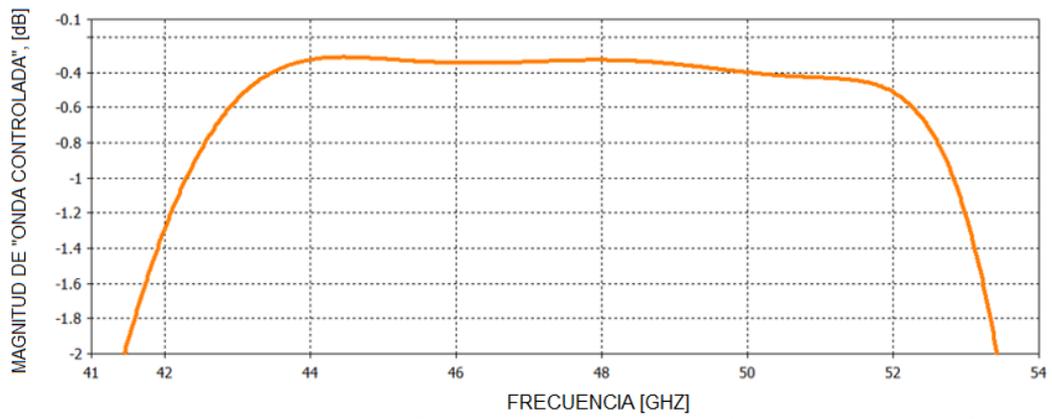


Figura 3. 8 Magnitud de "onda controlada" para elemento abierto operando como desplazador de fase para P_{opt} con retícula triangular

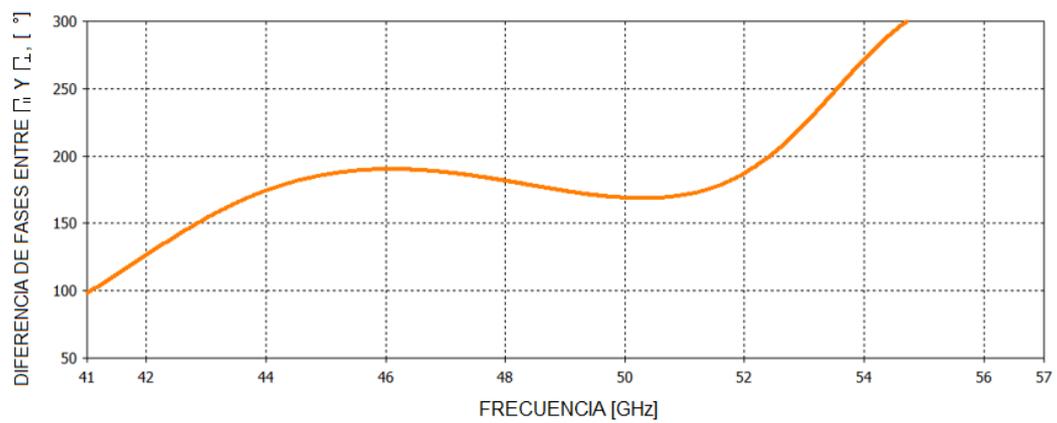


Figura 3. 9 Diferencia de fases entre Γ_{\perp} y $\Gamma_{||}$ para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} para retícula triangular

Un detalle importante a mencionar que no se muestra en la Tabla 3.2 pero se aprecia en la Figura 3.9, es el valor de la diferencia de fases entre Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} . Para el intervalo de frecuencia de 42.46 a 52.78 GHz la diferencia entre las fases es igual a $180 \pm 11.3^{\circ}$, lo que ayuda significativamente a tener pérdidas de inserción tan bajas.

Ahora veremos las características del arreglo reflectivo con retícula rectangular, usando de nueva cuenta la aproximación de arreglo de periodicidad infinita. Se sigue el mismo procedimiento utilizado en el caso de la retícula triangular, utilizando en primera instancia como geometría del elemento abierto las dimensiones de stubs y ranura resonante del desplazador de fase en guía de onda circular, para saber el comportamiento de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} en esta nueva retícula.

Como se volverá a usar CST Microwave Studio para realizar las simulaciones, debemos ingresar de nueva cuenta en el simulador los parámetros eléctricos y dimensionales del sustrato Rogers 5880. La simulación se hará sin placa metálica. El resultado de la simulación se proporciona en la Figura 3.10. Las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} son correctas, pero no sus frecuencias de resonancia, ya que $f_{0\perp} = 61.83$ GHz y $f_{0\parallel} = 52.7$ GHz.

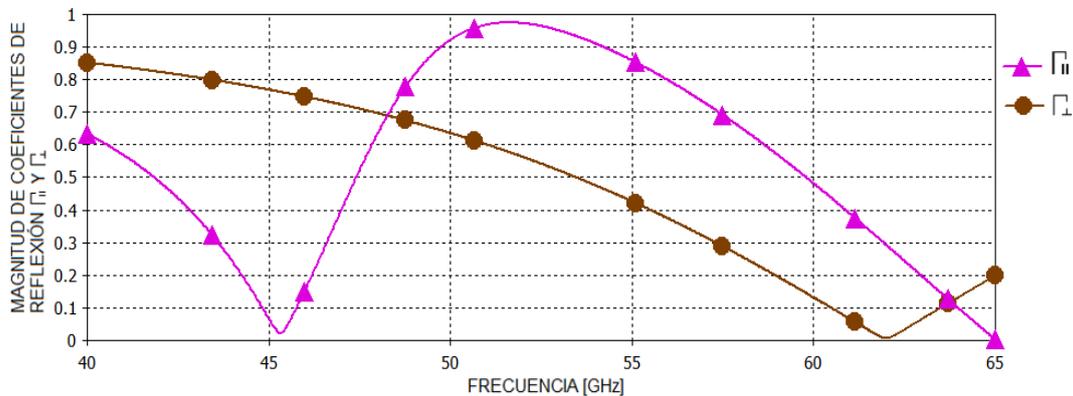


Figura 3. 10 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para retícula rectangular

Por los resultados erróneos en las frecuencias de resonancia, se realiza el proceso de optimización en la geometría del stub y ranura resonante para el elemento abierto del arreglo reflectivo con retícula rectangular. Los valores correspondientes a la nueva geometría de la ranura resonante y stubs para esta retícula, se muestran en la Tabla 3.3

Tabla 3. 3 Primeras geometría de ranura resonante y stubs usadas en elementos abiertos para retícula rectangular

Radio de ranura tipo anillo [mm]	R_{ext}	R_{int}		R_{prom}
	1.30	0.924		1.3
Geometría de stub [mm]	d	h	e	g
	0.63	0.1	0.3	0.15

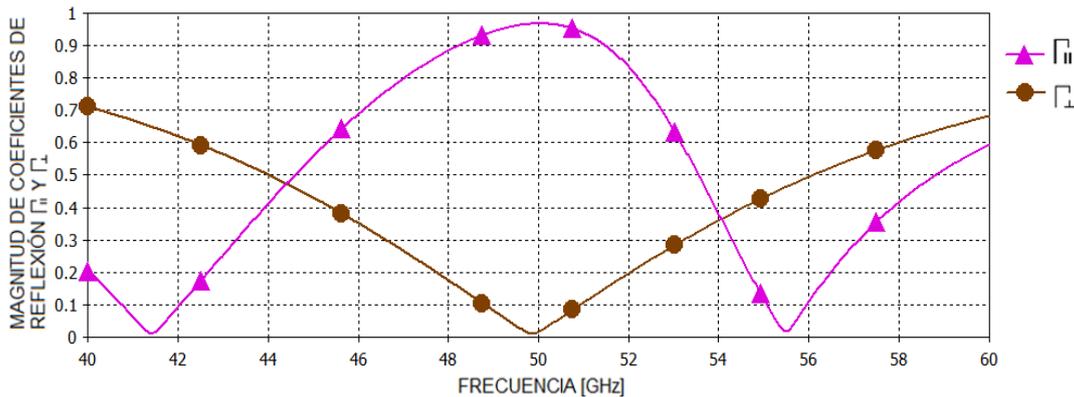


Figura 3. 11 Magnitud de los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} para nueva geometría del elemento abierto en arreglo reflectivo con retícula rectangular

Comparando las dimensiones del arreglo triangular con respecto al rectangular, el nuevo stub trapezoidal tuvo un incremento de 26 μm en “d”, mientras que para la ranura resonante ocurrió un decremento de 14 μm en R_{int} . Las frecuencias de resonancia obtenidas de la Figura 3.11 son $f_{0\perp} = 49.85$ GHz y $f_{0||} = 50.02$ GHz.

Ya con las frecuencias de resonancia próximas a 50 GHz, se coloca la placa metálica detrás del arreglo de elementos abiertos con retícula rectangular (Figura 3.12) para analizarlo como desplazador de fase. Se obtendrán los gráficos correspondientes a las magnitudes de ambos coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y $\Gamma_{||}$, magnitud de “onda controlada” y finalmente la diferencia de fases entre Γ_{\perp} y $\Gamma_{||}$. La distancia entre la placa y el arreglo es de 1.70 mm.

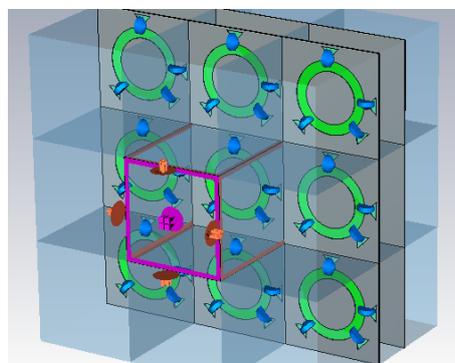


Figura 3. 12 Representación de elemento abierto en retícula rectangular trabajando como desplazador de fase

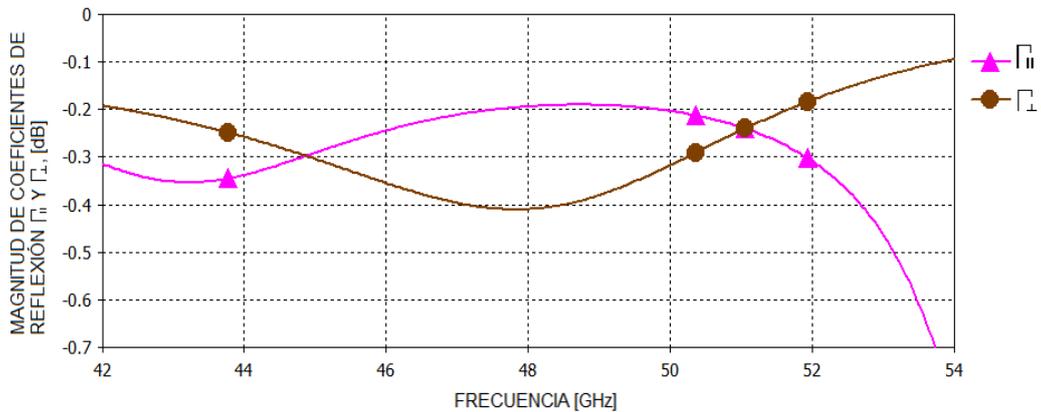


Figura 3. 13 Magnitud de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para elemento abierto como desplazador fase en una red rectangular

Como se visualiza en la Figura 3.14, las pérdidas de inserción para red rectangular son mayores a las pérdidas de inserción de la red triangular, aumentando en aproximadamente 0.15 dB. Teniendo para el intervalo de frecuencias de 42.2 a 54 GHz pérdidas de inserción mínimas por 0.58 dB, a pesar de aumentar las pérdidas estas siguen manteniéndose por debajo de 1 dB.

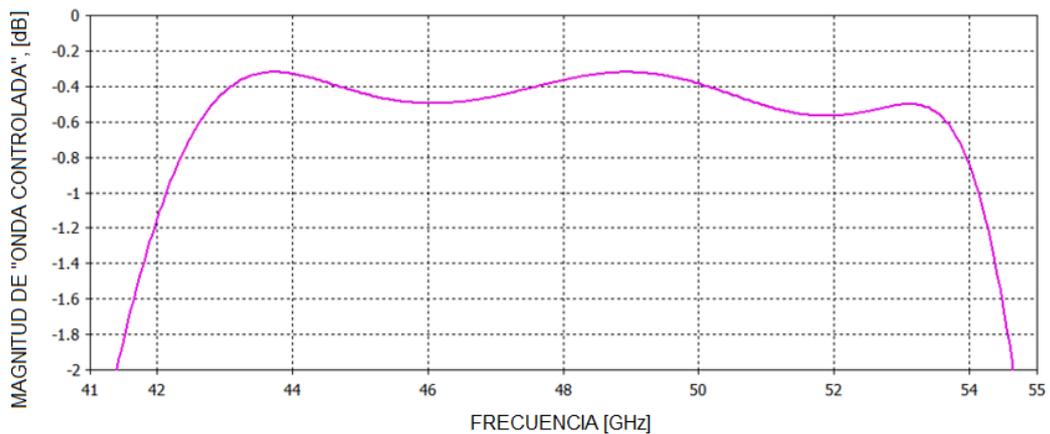


Figura 3. 14 Magnitud de "onda controlada" para elemento abierto como desplazador de fase para P_{opt} con red rectangular

El aumento en las pérdidas de inserción para la red rectangular es justificable por varios motivos. El primero motivo es la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión, donde se obtuvo un valor de $180 \pm 25^{\circ}$ (ver Figura 3.15), 14° más que lo obtenido con la red triangular, provocando que la onda "no controlada" de la onda reflejada influya más en los niveles de pérdidas.

Otro factor que influye es la separación que se tiene entre elementos para la red rectangular, ya que es menor y provoca no tener un buen aislamiento para evitar que exista acoplamiento mutuo entre elementos.

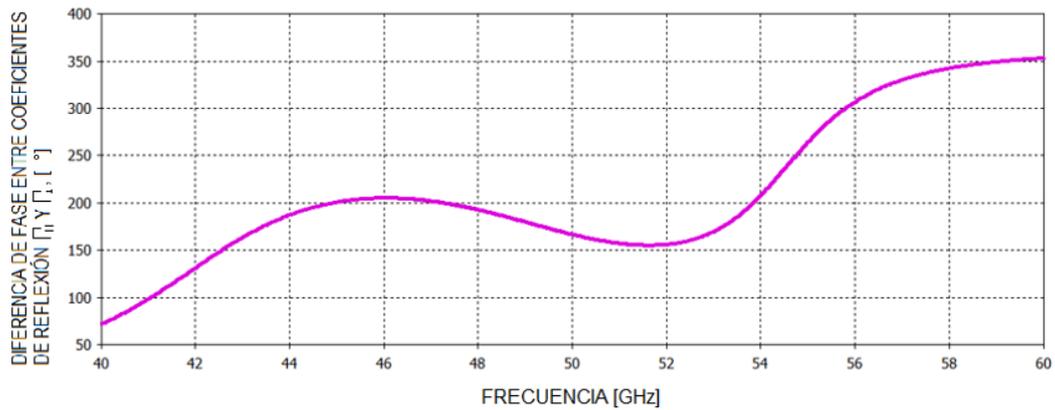


Figura 3. 15 Diferencia de fases entre Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para elemento abierto como desplazador de fase con P_{opt} en retícula rectangular

Finalmente el incremento en el ancho de banda corresponde a la modificación que sufrieron para esta nueva geometría los stubs, ya que recordando del capítulo dos, al aumentar su altura se disminuían las pérdidas de inserción, mientras que al aumentar su largo se incrementa el ancho de banda.

3.2 ARREGLO REFLECTIVO EN BANDA V

Ya que vimos características básicas del elemento abierto como niveles de pérdidas de inserción y la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión; es necesario que se analice el arreglo de elementos abiertos desde el punto de vista reflectivo, en otras palabras, encontrar el sector de escaneo máximo que se tendrá. El análisis es más elaborado y se parte también de la aproximación de arreglo periódico infinito con celda periódica grande [7.8], que contiene elementos espirafase adyacentes entre sí configurados de diferente forma, ver Figura 3.16.

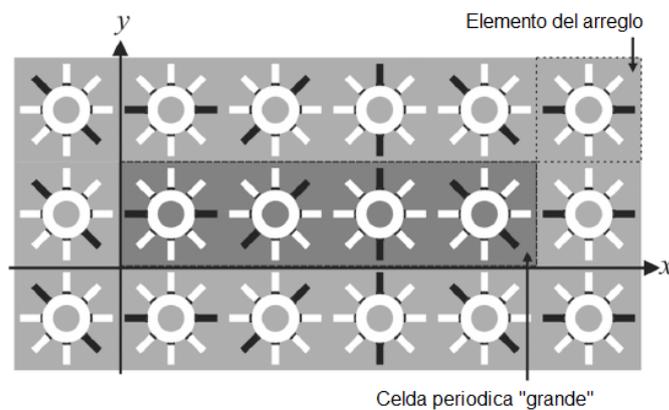


Figura 3. 16 Arreglo reflectivo tipo espirafase con celda periódica "grande" con elementos del arreglo configurados de distinta forma. Los stubs que contienen diodos en estado de alta impedancia se señalan en negro [6]

La herramienta matemática que nos ayuda a encontrar solución en este tipo de aproximación es la Serie de Floquet. La función matemática que normalmente se usa para representar un haz de escaneo en arreglos es del tipo compleja, donde su magnitud y fase son periódicas pero con distintas periodicidades. Ante tales características, la serie de Fourier no es tan útil, ya que es requisito en ella que la periodicidad de la fase y magnitud sea la misma, por lo que se utiliza Floquet. Ejemplo de señal compleja en dos dimensiones, se muestra a continuación:

$$h(x, y) = \sum_m \sum_n f(x - x_{mn}, y - y_{mn}) \exp(-jk_{x0}x_{mn} - jk_{y0}y_{mn}) \quad (3.1)$$

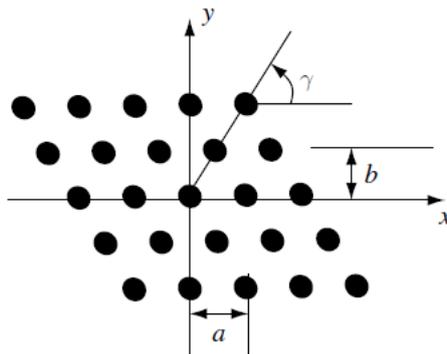


Figura 3. 17 Estructura reticular general de un arreglo de antenas planar

donde (x_{mn}, y_{mn}) son puntos discretos de la retícula en el plano XY, γ es el ángulo de la retícula, (K_{x0}, K_{y0}) son 2 constantes que determinan el cambio de fase discreto entre celdas adyacentes, m y n son valores enteros que van de menos infinito a más infinito.

Con respecto a la retícula general mostrada en la Figura 3.17, x_{mn} y y_{mn} pueden ser expresadas como [9]:

$$x_{mn} = ma + \frac{nb}{\tan(\gamma)} ; y_{mn} = nb \quad (3.2)$$

La transformada de Fourier y la serie de Floquet para la función compleja $h(x,y)$ se muestran a continuación [9]:

$$\tilde{h}(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(x, y) \exp(jk_x x - jk_y y) dx dy \quad (3.3)$$

$$h(x, y) = \frac{4\pi^2}{ab} \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) \exp(-jk_{xmn}x - jk_{ymn}y) \quad (3.4)$$

El espectro de $h(x,y)$ existe únicamente en los puntos discretos del plano K_x y K_y , donde k_x y k_y se expresan de la siguiente manera [9]:

$$k_x = k_{xmn} = k_{x0} + \frac{2m\pi}{a}; k_y = k_{ymn} = k_{y0} - \frac{2m\pi}{a \tan(\gamma)} + \frac{2n\pi}{b} \quad (3.5)$$

En el caso de la retícula de nuestro interés (triangular), $\gamma=60^\circ$ y $b = a \sin(60^\circ) = a\sqrt{3}/2$, donde “a” representa la longitud de un lado del triángulo. El valor de k_x se mantiene exactamente igual mientras que k_y cambia, su nueva expresión es la siguiente [9]:

$$k_y = k_{ymn} = k_{y0} - \frac{2m\pi}{a\sqrt{3}} + \frac{4n\pi}{a\sqrt{3}} \quad (3.6)$$

Ahora bien, podemos representar campos electromagnéticos radiados como una serie infinita de Floquet partiendo de un vector de corriente, donde cada término de dicha representación satisface por completo la ecuación de onda. Incluyendo el factor de tiempo, la representación tridimensional de un campo eléctrico se muestra en las siguientes expresiones [9]:

$$E_y = \frac{2\pi^2}{abw\epsilon_0} \sum_m \sum_n \frac{k_{xmn}k_{ymn}}{k_{zmn}} \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) \exp\{j(-k_{xmn}x - k_{ymn}y - k_{zmn}z)\}$$

$$E_y = \frac{-2\pi^2}{abw\epsilon_0} \sum_m \sum_n \frac{k_0^2 - k_{ymn}^2}{k_{zmn}} \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) \exp\{j(-k_{xmn}x - k_{ymn}y - k_{zmn}z)\}$$

$$E_y = \frac{2\pi^2}{abw\epsilon_0} \sum_m \sum_n k_{ymn} \tilde{f}(k_{xmn}, k_{ymn}) \exp\{j(-k_{xmn}x - k_{ymn}y - k_{zmn}z)\} \quad (3.7)$$

Los términos exponenciales dentro de las sumatorias de E_x , E_y y E_z de (3.7) son conocidos como “Modos Floquet”. Si el valor de K_{zmn} es real, el modo Floquet se asocia con una onda plana que puede propagarse en dirección paralela al vector $\vec{P}_{mn} = \hat{x}k_{xmn} + \hat{y}k_{ymn} + \hat{z}k_{zmn}$. El modo floquet asociado a $m=n=0$, es considerado como dominante y se propaga a lo largo del ángulo deseado, ver Figura 3.18.

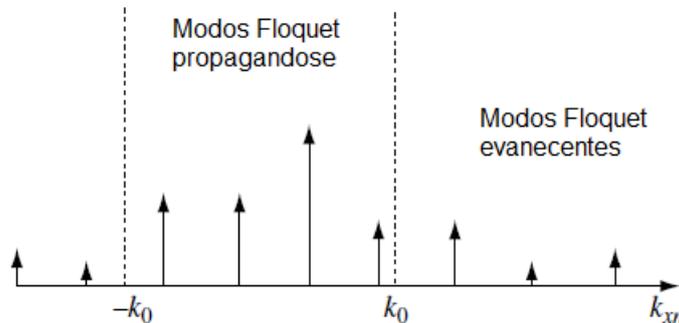


Figura 3. 18 Amplitudes modales Floquet para el caso de una dimensión [9]

El correspondiente ángulo de radiación (θ_{mn} y φ_{mn}) en coordenadas esféricas está dado por [9]:

$$\begin{aligned} k_{xmn} &= k_0 \sin(\theta_{mn}) \cos(\varphi_{mn}) \\ k_{ymn} &= k_0 \sin(\theta_{mn}) \sin(\varphi_{mn}) \\ k_{zmn} &= k_0 \cos(\theta_{mn}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

En particular, el modo Floquet (0,0) considerado como modo dominante, se radia a lo largo de (θ_0 y φ_0). Haciendo uso de (3.5) y (3.8) con $m=n=0$, obtenemos la relación entre los factores de progresión de fase (k_{x0} y k_{y0}) y la dirección de radiación destinada [9]:

$$\begin{aligned} k_{xmn} &= k_0 \sin(\theta_0) \cos(\varphi_0) \\ k_{ymn} &= k_0 \sin(\theta_0) \sin(\varphi_0) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Un modo floquet se convierte en una onda plana propagándose únicamente si cumple con la siguiente condición (aplicable tanto a retícula triangular como rectangular) [9]:

$$k_{xmn}^2 + k_{ymn}^2 \leq k_0^2 \quad (3.10)$$

Si la condición mostrada en (3.10) no es satisfecha, entonces el correspondiente modo Floquet es un modo evanescente (ver Figura 3,18) que decae a lo largo de Z.

En un arreglo infinito de dos dimensiones para una retícula triangular o rectangular, el número de modos Floquet propagándose simultáneamente y sus direcciones de propagación pueden determinarse gráficamente. En nuestro caso sólo nos enfocaremos en la retícula triangular.

Usando $\gamma = 2b/a$ (retícula triangular tipo isósceles) en (3.5), tenemos [9]:

$$k_{xmn} = k_{x0} + \frac{2m\pi}{a} \quad ; \quad k_{ymn} = k_{y0} + \frac{(2n - m)\pi}{b} \quad (3.11)$$

Para que los modos Floquet se puedan propagar en el caso de la retícula triangular, podemos hacer uso de una expresión más particular que la dada por la condición general de propagación, para ello sustituimos (3.11) en (3.10), obteniendo lo siguiente [9]:

$$\left(k_{xmn} - \frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(k_{ymn} - \frac{(2n - m)\pi}{b}\right)^2 \leq k_0^2 \quad (3.12)$$

La ecuación (3.12) representa una familia de regiones circulares de radio K_0 , como se puede observar en la Figura 3.19.

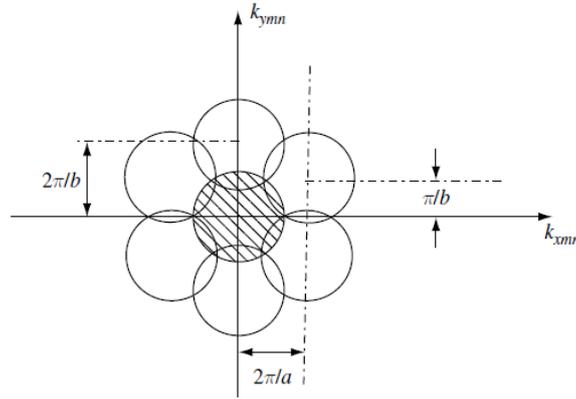


Figura 3. 19 Diagrama circular para retícula triangular tipo isósceles [9]

De esa familia, cada círculo representa un modo Floquet, donde el círculo sombreado corresponde al modo Floquet dominante. El área del modo dominante representa la región de escaneo visible, porque todos los puntos dentro del círculo satisfacen (3.11). No es nada conveniente tener un alto orden de modos Floquet propagándose, ya que ello significa que habrá gran cantidad de lóbulos parásitos.

Para tener una región de escaneo simétrica en nuestra retícula triangular, los centros de los círculos vecinos inmediatos al círculo del haz principal deben estar simétricamente colocados, esto ocurre cuando se satisface [9]:

$$\frac{2\pi}{b} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \approx \frac{2b}{a} = \sqrt{3} \quad (3.13)$$

Establecida la condición de los centros para los círculos vecinos, el ángulo de escaneo máximo en la retícula triangular está dado por [9]:

$$k_o \sin(\theta_{max}) = \frac{2\pi}{b} - k_o \quad (3.14)$$

Finalmente, sustituyendo “b” de (3.13) en (3.14), obtenemos el espaciamiento óptimo entre elementos para la retícula triangular [9]:

$$a_{opt} = \frac{2\lambda_o}{\sqrt{3}(1 + \sin(\theta_{max}))} \approx \frac{1.155\lambda_o}{1 + \sin(\theta_{max})} \quad (3.15)$$

La forma de operar del arreglo reflectivo se puede apreciar en la Figura 3.20. Se tiene una corneta que emite una onda electromagnética de polarización circular que incide sobre el arreglo reflectivo, éste a su vez mediante determinada configuración de sus elementos (cambios de fase) produce una interferencia constructiva cuyo resultado es la redirección de la onda incidente en la dirección deseada.

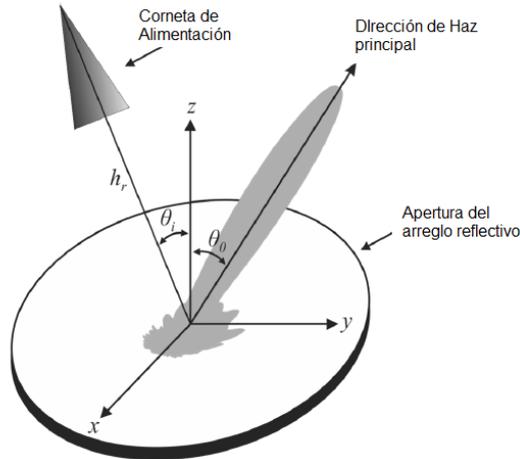


Figura 3. 20 Vista esquemática de un arreglo reflectivo con offset en alimentación [6]

Debido a la redirección que sufre la onda incidente polarizada circularmente, el arreglo reflectivo de elementos abiertos se puede catalogar como un convertidor multimodal, que convierte modos Floquet normalmente incidentes en modos Floquet reflejados viajando en la dirección requerida. La señal radiada al arreglo es de polarización circular, tendremos entonces dos modos Floquet principales, porque este tipo de polarización se forma de dos componentes de campo eléctrico ortogonales entre sí con misma magnitud.

Para estimar la eficiencia de conversión, el coeficiente de conversión “Lc” es calculado como el cociente de la densidad de potencia de los modos Floquet que viajan en la dirección deseada y la densidad de potencia de los modos Floquet normalmente incidentes, como se muestra a continuación [6]:

$$L_c = \frac{Y_{m1}|R_{m1}|^2 + Y_{m2}|R_{m2}|^2}{2Y_1|A_1|^2} \quad (3.16)$$

donde A1 y Y1 son la magnitud y admitancia de onda de los modos Floquet normalmente incidente, respectivamente. Yn y Rn son la admitancia y magnitud de los modos Floquet reflejados, respectivamente. M1 y M2 son los índices correspondientes a los dos modos Floquet reflejados que se propagan en la dirección deseada.

Para evaluar las características de escaneo del arreglo infinito con elementos abiertos, se investiga el accionar de éste al proveer de ciertos valores de θ_0 (1.406°, 14.23°, 28.22°, 35.9° y 52.6°). Los θ_0 se obtienen del semi-giro de los stubs cuyos diodos p-i-n están en inversa para los 99 elementos de la celda periódica grande. Las posiciones angulares de los stubs con diodos p-i-n en inversa, están puestas a un determinado cambio de fase “ Ψ_X ”.

Los coeficientes de conversión obtenidos y los ángulos de escaneo para el arreglo reflectivo se muestran en las Figura 3.21 y 3.22, respectivamente. Adicionalmente, la Tabla 3.4 muestra los parámetros de escaneo de todas las 5 configuraciones propuestas, incluyendo frecuencias máximas y mínimas (F_{max} y F_{min}) que delimitan los -2 dB de ancho de banda para L_C , como también el coeficiente de conversión máximo L_{Cmax} obtenido en dicha banda.

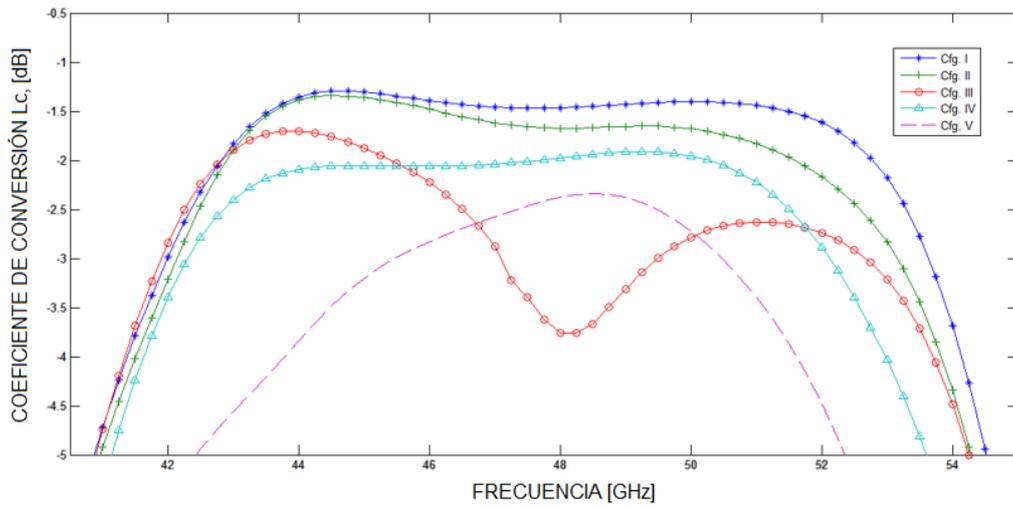


Figura 3. 21 Coeficiente de conversión L_C para cinco configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como conmutadores

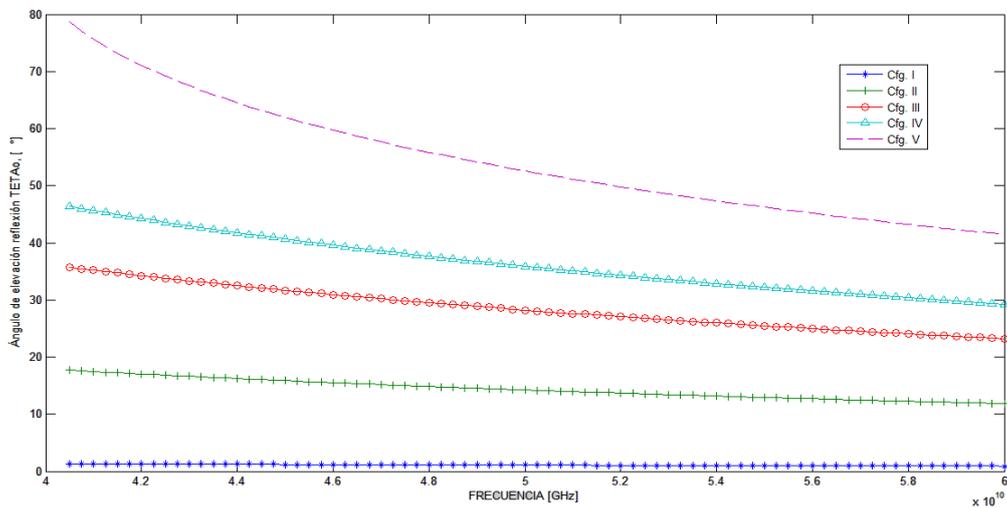


Figura 3. 22 Ángulos de elevación de reflexión para las 5 configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como conmutadores

Tabla 3. 4 Parámetros de escaneos para las cinco configuraciones con sus respectivos valores de θ_0

Configuración	No. De semi-giros	θ_0 (50 GHz), [°]	$F_{\min} \dots F_{\max}$ [GHz]	$L_{c\max}$ [dB]
I	1	1.41	42.75 ... 52.75	-1.41
II	13	14.23	42.80 ... 51.28	-1.68
III	25	28.22	X	-2.78
IV	31	35.9	47.75 ... 50.25	-1.96
V	42	52.6	X	-2.37

En el caso de la “configuración I” para proporcionar un $\theta_0=1.41^\circ$ a 50 GHz, el semi-giro de los 99 elementos (puestos a un determinado Ψ_x) debe ser el mínimo para que así se genere la interferencia constructiva que nos de $\theta_0=1.41^\circ$. Por lo que cada cambio de fase del desplazador de 2-bits sería proporcionado por la agrupación de 25 elementos abiertos, aproximadamente. El valor de $L_{c\max}$ para esta “configuración I” es de -1.41 dB.

Para la “configuración II”, el número de elementos que se necesitan para proporcionar un determinado cambio de fase Ψ_x es mucho menor en comparación con la “configuración I”, ya que se tiene un número de semi-giros mayor, logrando así una pendiente de inclinación más elevada para la onda redirigida. El $L_{c\max}$ que se tiene a 50 GHz tiene un decremento de 0.27 dB con respecto a la “configuración I”, para dar un valor de -1.68 dB.

La “configuración IV”, requiere una diferencia de fase de al menos 45° entre las posiciones angulares de los stubs con diodos p-i-n en inversa para los 99 elementos de la celda periódica grande. Aquí los desplazadores de fase de dos bits son capaces de proveer los cambios de fase requeridos. Por lo tanto, con 31 semi-giros se logra el ángulo de escaneo máximo, ya que su correspondiente $L_{c\max}$ es el valor más próximo al nivel de degradación de la onda, es decir, los -2 dB.

La “configuración V” muestra ya una degradación significativa del coeficiente de conversión, porque su L_c sobrepasa los -2 dB. Con la “configuración III”, se tiene una situación particular, a pesar de tener un θ_0 menor a la “configuración IV” su L_c rebasa los -2 dB, circunstancia para nada prevista en los resultados. La situación puede ser atribuible a los cambios de fase establecidos, pudiendo no ser los indicados para generar de forma correcta la redirección de la onda incidente en ese ángulo de reflexión en específico.

Con base a los resultados obtenidos del modelo de arreglo infinito, el arreglo reflectivo de elementos abiertos muestra una redirección efectiva de la onda polarizada circularmente para un θ_0 de hasta 35.9° , con un coeficiente de conversión igual -1.96 dB para el intervalo de frecuencias de 47.75 a 50.25 GHz.

Otro dato que nos puede interesar es el “coeficiente de elipticidad” o “razón axial”, como sabemos las polarizaciones electromagnéticas más conocidas son lineal o circular, pero ambos casos son situaciones particulares de la polarización elíptica, la cual se puede apreciar en la Figura 3.23. Para una polarización lineal uno de los semiejes (OA u OB) presenta un valor de 0, mientras que para la polarización circular la magnitud de ambos semiejes es la misma.

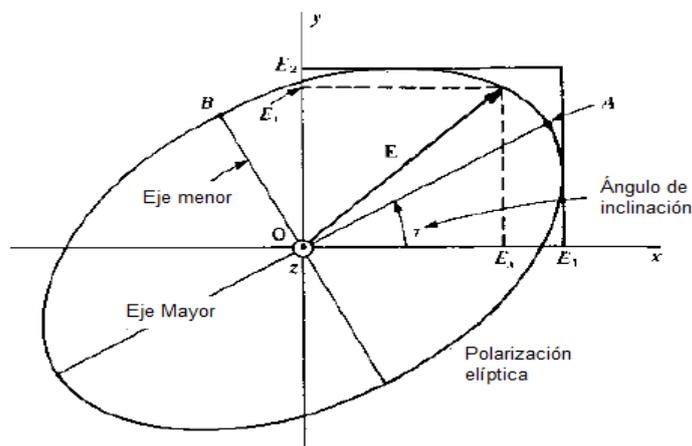


Figura 3. 23 Representación esquemática de la polarización elíptica; señalando parámetros como eje mayor, eje menor y ángulo de inclinación [10]

El cálculo del coeficiente de elipticidad se hace mediante $AR = OA/OB$ [1], donde OA es el semieje mayor y OB es el semieje menor. En el caso de la polarización lineal su valor de $AR \rightarrow \infty$, mientras que para la polarización circular el valor de $AR=1$, por lo que este coeficiente manejará valores entre uno e infinito. En la Figura 3.24 se pueden ver distintos casos de polarizaciones elípticas en función de AR y el ángulo de inclinación.

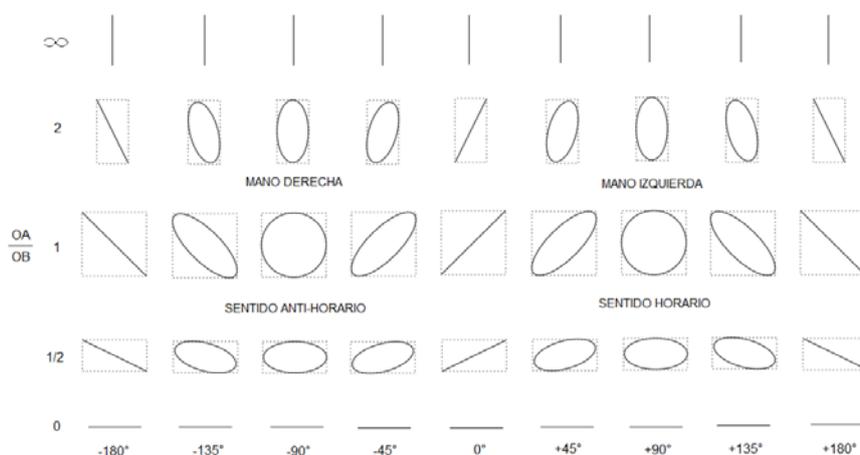


Figura 3. 24 Distintos casos de polarización elíptica según el coeficiente de elipticidad, ángulo de inclinación y sentido de giro [10]

En nuestro caso, mediante el algoritmo empleado para arreglos de periodicidad infinita, calculamos la relación AR de la señal redirigida por el arreglo reflectivo. Para ello, hacemos uso de las magnitudes de las componentes eléctricas de las ondas polarizadas circularmente reflejadas en las configuraciones usadas en la Tabla 3.4, los resultados gráficos se pueden observar en la Figura 3.25.

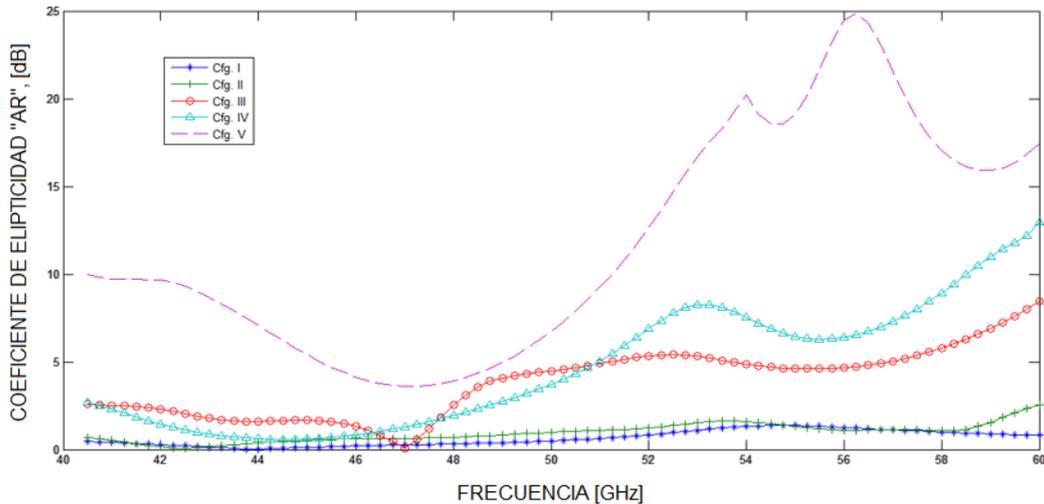


Figura 3. 25 Coeficiente de elípticidad para las 5 configuraciones del arreglo reflectivo reconfigurable diseñado con diodos p-i-n como interruptores

De la Figura 3.25 podemos ver que a 50 GHz, la “configuración I” tiene un valor de 1.059 lo que se traduce en que las magnitudes de las componentes E_x y E_y (ver Figura x.20) son prácticamente iguales, teniendo una polarización circular para la onda redirigida. En el caso de las configuraciones restantes, conforme va disminuyendo el valor de L_c las magnitudes de E_x y E_y empiezan a dejar de ser iguales, lo que significa que una de dichas componentes empieza a ser mayor que la otra, pasando gradualmente de una polarización circular a una polarización elíptica para la señal redirigida por el arreglo reflectivo de elementos abiertos.

3.3 CONCLUSIONES

1.- La ventaja de utilizar elementos abiertos es que no se necesitan guías de onda que ocupen espacio en el arreglo, por lo que se puede reducir la distancia entre los de elementos abiertos, reflejándose dicha situación en un sector de escaneo más grande. Para que se pueda transmitir la señal en la guía de onda circular y experimente el efecto de reflexión, es necesario que su frecuencia sea mayor a la frecuencia de corte del modo de propagación principal en la guía de onda circular, de no ser así la señal no viajará. Situación que no ocurre en el elemento abierto, por lo que la redirección de la señal incidente no está condicionada por parámetros de dispositivos externos, pues viaja en el espacio libre.

2.- La elección del tipo de retícula o mallado entre los distintos tipos es importante, debido a que el patrón de radiación total en el arreglo va a depender de la geométrica de la retícula, distancias relativas entre elementos, amplitud y fase de excitación, así como los patrones relativos de los elementos individuales.

3.- De la comparativa entre la retícula triangular y rectangular, la que presenta mejores características es la primera. Para retícula triangular en el rango de los 42.46 a 52.78 GHz se obtuvieron pérdidas de inserción mínimas de 0.43 dB y una diferencia de fases entre Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} igual a $180 \pm 11.3^{\circ}$. Mientras que para la retícula rectangular en el rango de los 42.2 a 54 GHz sus pérdidas de inserción mínimas fueron iguales a 0.58 dB y su diferencia de fases entre Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} fue igual $180 \pm 25^{\circ}$.

4.- Usar la aproximación de arreglo infinito para obtener las características de escaneo del arreglo reflectivo con elementos abiertos fue muy acertado. En primer lugar porque con base en las características del arreglo infinito podemos predecir las del arreglo grande (coeficiente de interacción, ángulo máximo de escaneo, etc.) pues las del este último son muy próximas a las del arreglo infinito. El segundo motivo es que el análisis de un arreglo infinito se hace mediante herramientas matemáticas muy conocidas (ecuaciones de Maxwell, series de Floquet, transformada de Fourier, etc.) lo que nos permite modelar el fenómeno físico con relativa facilidad y generar códigos computacionales que no demanden altos recursos de hardware y grandes tiempos de procesamiento.

5.- El ángulo de escaneo máximo obtenido en la celda periódica grande de 99 elementos fue de 35.9° para un $L_{Cmax} = -1.96$ dB en el intervalo de 47.75 a 50.25 GHz. Para ángulos de escaneo menores al máximo, hubo intervalos de θ_0 donde L_c presentaba valores menores a -2 dB, resultados para nada previstos pero que pueden ser justificables por los cambios de fase impuestos en la celda de 99 elementos para esos ángulos en particular. Además, se puede observar que conforme disminuye el coeficiente de conversión, la polarización de la onda reflejada se va perdiendo, pasando de una onda polarizada circularmente a una onda polarizada elípticamente.

3.4 REFERENCIAS

[1] Array and Phased Array Antenna Basics. By Hubregt J. Visser. ISBN: 978-0-470-87117-1. 376 pages. September 2005. John Wiley & Sons, Ltd.

[2] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis And Design, 3rd Ed ", pp. 1073, 2005.

[3] Triangular lattices for mutual coupling reduction in patchantenna arrays. Noordin, N.H.; El-Rayis, A.O.; Haridas, N.; Flynn, B. ; Erdogan, A.T. ; Arslan, T. Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough . DOI: 10.1109/LAPC.2011.6114032. Publication Year: 2011, Page(s): 1 – 4.

[4] R. L. Haupt, *Antenna Arrays: A Computational Approach*: Wiley-IEEE Press, 2010.

[5] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3063-3074, 2006.

[6] Reconfigurables reflectarrays Basado en Optimized Spiraphase - Tipo Elementos. Rodríguez-Zamudio, J.; Martínez-López, JI; Rodríguez-Cuevas, J.; Martynyuk, AE. *Antenas y Propagación*, IEEE Transactions on. Volumen: 60, Número: 4. DOI: 10.1109 / TAP.2012.2186231. Año de publicación: 2012, página (s): 1821-1830. Citado por: Papers (1).

[7] Reflective passive phased array with open polarization phase shifters. Martynyuk, A.E. ; Martinez Lopez, J.I. ; Martyunuk, N.A. *Phased Array Systems and Technology*, 2003. IEEE International Symposium on. DOI: 10.1109/PAST.2003.1257029. Publication Year: 2003, Page(s): 482 – 487. Cited by: Papers (2)

[8] Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A. *Antennas and Propagation*, IEEE Transactions on. Volume: 52, Issue: 1. DOI: 10.1109/TAP.2003.820976. Publication Year: 2004, Page(s): 142 – 153. Cited by: Papers (25).

[9] *Phased array antennas: floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems*. by Arun K. Bhattacharyya. p. cm. "A Wiley-Interscience publication". Bibliographical references and index ISBN-13: 978-0-471-72757-6, ISBN-10: 0-471-72757-1. Printed in the United States of America.

[10] *Antennas*. By Kraus, John Daniel. McGraw-Hill series in electrical engineering, Electronics and electronic circuits. Bibliographical references and index TK7871.6.k74, ISBN 0-07-035422-7.

CAPÍTULO 4: Fabricación del desplazador de fase en guía de onda circular

En este capítulo el lector podrá encontrar de forma general el procedimiento de fabricación utilizado para el desplazador de fase propuesto en el capítulo 2, señalando de forma práctica pero concisa los distintos pasos desarrollados para la fabricación usada. Así mismo, como parte importante en la fabricación se muestran las máscaras de las distintas etapas que conforman el desplazador, señalando características de diseño como resultados físicos obtenidos.

Se mencionan también dos piezas no menos importantes, se trata del dispositivo de montaje y el mecanismo corredizo. Debido a la complejidad que implica polarizar el diafragma de control dentro de la guía de onda circular, se diseñó una pieza que permitirá esto gracias a una serie de cavidades colocadas estratégicamente en ciertas posiciones angulares; además brindará soporte al desplazador de fase para realizar las mediciones correspondientes. El mecanismo corredizo estará dentro de la guía de onda y su función será ser el circuito corto que refleje la onda defasada, mostrando su respectivo esquema de diseño.

Finalmente se muestra el procedimiento y resultado de armar el diafragma de control. Indicando principalmente los puntos clave de todo el proceso como es la selección y corte de la pieza a trabajar, características de equipo y material a usar en el procedimiento de soldadura de los elementos de conmutación, fabricación de enlaces de polarización, como también el sellado de la circunferencia del diafragma de control y de los canales en el dispositivo de montaje para evitar fugas de microondas.

4.1 FABRICACIÓN POR FOTOLITOGRAFÍA

Los patrones de los circuitos integrados son creados sobre obleas mediante fotolitografía. La fotolitografía es el método de fabricación en el que métodos ópticos son usados para transferir determinados patrones de imágenes maestras, normalmente llamadas máscaras a las obleas. En la Figura 4.1 se muestran los pasos a seguir en este proceso de manufactura [1].

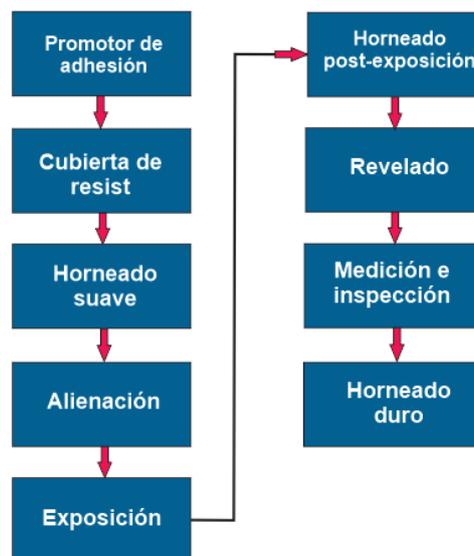


Figura 4. 1 Pasos a seguir en procedimiento general de manufactura por litografía

A continuación se da una breve explicación de cada uno de los pasos mostrados en la Figura 4.1:

Promotor de adhesión: El proceso de fotolitografía crea los patrones en películas de materiales especializados llamados “Resists”, desafortunadamente estos materiales no presentan mucha adherencia a la superficie de las obleas. Entonces, para solucionar esto se hace uso del promotor de adhesión, que sería el equivalente de un pegamento entre el resist y la oblea.

Cubierta de resist: El resist está típicamente comprendido de polímeros orgánicos aplicados a una solución. Para cubrir las obleas con resist, un pequeño volumen de este líquido es esparcido sobre la oblea. Como se desea un cierto volumen de resist en la oblea, ésta se coloca en una centrifugadora para quitar el excedente y dejar una capa uniforme, ver Figura 4.2.

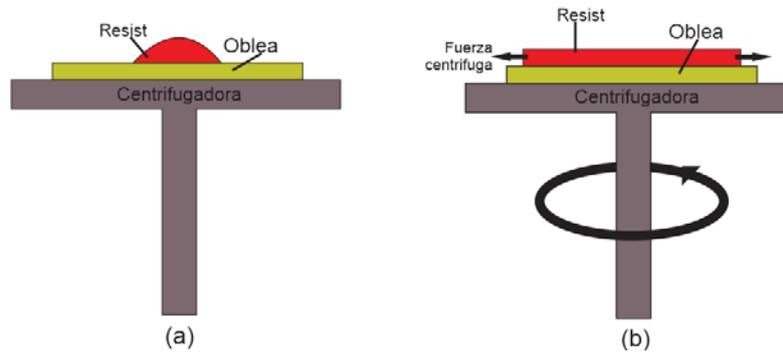


Figura 4. 2 Cubierta de resist en oblea. (a) Colocación de resist en oblea para esparcimiento. (b) esparcimiento de resist por fuerza centrífuga a lo largo y ancho de la oblea

Horneado suave: Después de que la cubierta de resist ha sido aplicada, la densidad de esta capa es a menudo insuficiente para soportar procesos posteriores. Se hornea para densificar la película de resist y eliminar los residuos de solvente que pudieran existir.

Alineación: En la microfabricación existe una serie de pasos modelantes, que pueden ser procedimientos como deposición de película, planarización y otros procesos. Cada nuevo patrón que se desea colocar sobre la oblea o una capa previamente colocada, debe de tener una superposición adecuada con la etapa anterior. Para ello se hace uso de equipo sofisticado (Figura 4.3) que se encarga de hacer concordar los patrones (alinear mediante marcas en las máscaras), para obtener el resultado deseado.



Figura 4. 3 Equipo de alineación de obleas, cortesía de SUSS MicroTec [2]

Exposición: El fotoresist (o también conocido como resist) es un material que bajo exposición a la luz presenta reacciones fotoquímicas. Existen dos tipos de fotoresist, positivo y negativo. El positivo es aquel que es soluble a los químicos llamados “reveladores de resist” cuando se ha expuesto a la luz y es insoluble a estos químicos cuando no ha sido expuesto. El resist negativo presenta un comportamiento contrario al positivo.

Exponiendo selectivamente el resist en algunas áreas y no en otras, el patrón a transferir puede ser creado en la película de resist. Esta exposición selectiva es realizada en fotolitografía por la imagen de una máscara o fotomáscara. Por el resplandor de la luz sobre la máscara, la imagen es proyectada sobre la película de resist, por lo que el patrón es fotografiado sobre la oblea.

El proceso de exposición se puede apreciar en la Figura 4.4, señalando los elementos mencionados en el párrafo anterior.

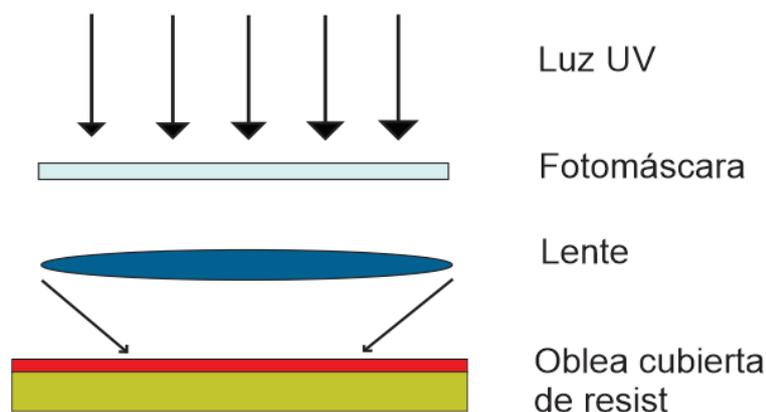


Figura 4. 4 Proceso de exposición de oblea cubierta de resist en litografía [1]

Horneado post-exposición: Es el método más empleado para reducir los efectos del fenómeno llamado “Onda estacionaria” en el fotoresist. Este fenómeno consiste en que la distribución de la luz va a variar rápidamente dentro de la profundidad de la resina fotosensible. Teniendo como consecuencia que existan zonas en la película de resist con alta y baja exposición a la luz.

Las manifestaciones de la “onda estacionaria” son visibles en micrografías de la película de resist, donde las paredes laterales de este material presentan crestas, porque capas alternas de resist se han desarrollado a un ritmo diferente, ver Figura 4.5.

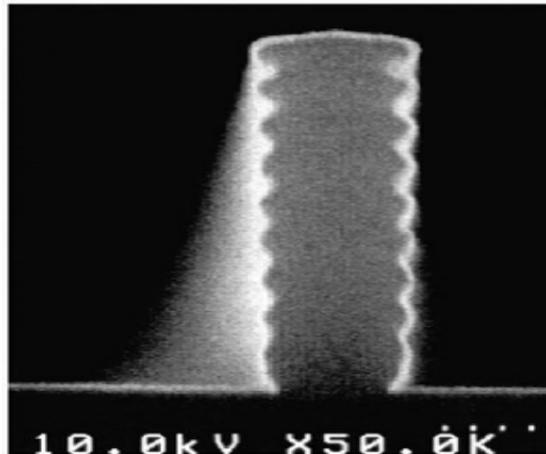


Figura 4. 5 Efecto “onda estacionaria” en las películas fotoresist, cortesía de [1]

Las formas en que el horneado post-exposición puede ayudar a disminuir este efecto son distintas. Por ejemplo, después de la exposición el compuesto fotoactivo o fotogenerador varía su concentración en proporción directa a la energía de la luz. En las resinas fotosensibles donde el compuesto fotoactivo no está unido a la resina, la difusión de éste puede ser inducida por la cocción post-exposición.

Ahora bien, los fotoácidos en resist amplificados químicamente son típicamente radicales libres y también se difunden durante el horneado posterior a la exposición. Debido a que las ondas estacionarias afectan seriamente el rendimiento fotolitográfico, la mayoría de los resist hoy en día están diseñados para ser procesados con un horneado posterior a la exposición.

Revelado: Este es el paso en el cual se ha de eliminar el resist, dependiendo si ha sido o no expuesto a la luz. Básicamente, soluciones acuosas son usadas para revelar casi todos los fotoresist usados hoy en día en la microfabricación. Los más empleados son soluciones de hidróxido de tetrametilamonio (TMAH) porque son libres de iones metálicos que pueden degradar el desempeño del dispositivo. Desafortunadamente los reveladores acuosos presentan efectos indeseables, como puede ser una disminución en la altura del resist.

Las formas de revelado han cambiado, entre 1970 y 1980 se acostumbraba sumergir lotes de obleas en tanques con revelador, proceso que resultaba poco eficiente por no tener uniformidad y buen control, por lo que se empezó a realizar revelados individuales. De esto surgió el “método del charco”, que consiste en poner una pequeña cantidad de revelador en la oblea, agitar durante cierto tiempo y esperar a que el revelador se enturbie completamente; porque será indicativo de que se ha revelado de buena forma la oblea con resist.

Medición e inspección: Este es un paso opcional donde se determina si ciertas características del resist son correctas; por ejemplo su espesor, consistencia, patrones impresos, etc. Este es un paso muy importante ya que se puede considerar como el punto de control en el proceso de fabricación.

Horneado duro: Este es un paso hasta cierto punto opcional, porque las obleas con patrones de fotoresist, después de la fotolitografía, casi siempre van a procesos posteriores como grabado o implantación iónica (Figura 4.6). El horneado duro se utiliza a menudo para expulsar materiales orgánicos volátiles (además de agua) con el fin de preservar la integridad del vacío en equipos precisamente de grabado o implantación iónica.

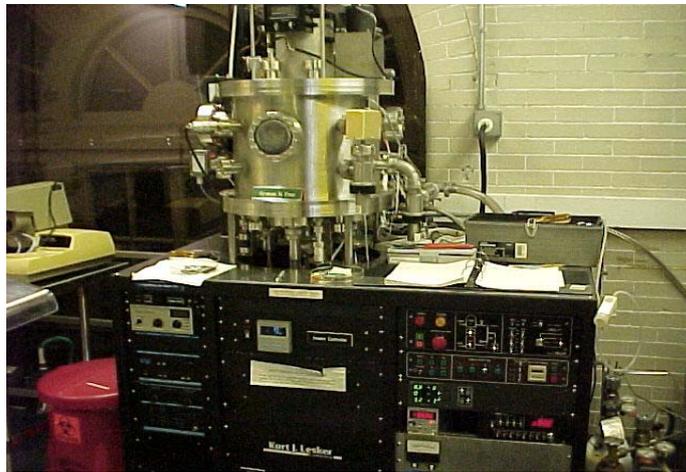


Figura 4. 6 Equipo de implantación iónica, imagen cortesía de [3]

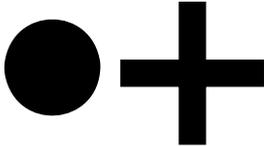
La temperatura requerida para esta etapa es generalmente tan alta que se hubiesen degradado las propiedades fotoquímicas del resist, si se hubiera empleado el horneado duro de altas temperatura antes de la etapa de desarrollo. En consecuencia, el horneado duro es uno de los últimos pasos en el proceso de fotolitografía, aunque puede preceder a la medición y la inspección.

4.2 DISEÑO DE MÁSCARAS PARA DIAFRAGMA DE CONTROL

Para transferir el patrón deseado a la oblea con resist se necesita hacer uso de distintas máscaras. Estas máscaras corresponden a 4 etapas: zona de trabajo, islas de cyclotene, ranura tipo anillo con stubs y finalmente pistas de polarización. Las máscaras empleadas constan de 3 elementos:



Marco delimitante: Define la zona de impresión en la oblea, dentro de él están marcas de alineación y figuras de impresión.



Marcas de alineación: permiten generar una sobreimpresión correcta entre las distintas máscaras utilizadas.



Figuras de impresión: patrones geométricos que serán transferidos a la oblea con resist, mediante exposición.

Como paso previo a la transferencia de las máscaras, se tiene que acondicionar el sustrato Rogers 5880. Este sustrato está formado por un dieléctrico (teflón) cubierto en ambos lados por cobre. Lo primero a realizar es reducir el grosor del cobre en ambas caras, atacándolo con químicos para pasar de un espesor de 17 a 7 μm . Lo siguiente es aplicar fotoresist a la cara de cobre donde se harán las impresiones de las máscaras, se pasa a horneado para que endurezca el resist y finalmente se someta la oblea a otro ataque con químicos. La cara de cobre con resist quedará intacta, mientras que la que no fue protegida desaparecerá, dejando descubierto el teflón.

A continuación se presentan los diseños de las cuatro máscaras utilizadas, el orden en el que se muestran corresponden al orden de exposición, mostrando también el resultado de aplicar dicho proceso a la oblea.

Máscara zona de trabajo

La zona de trabajo corresponde a una determinada área de metal sobre la cual se realizará el proceso fotolitográfico de fabricación, con el fin de colocar aquí las islas de material dieléctrico, ranura resonante tipo anillo, stubs y diodos p-i-n.

La máscara consiste de 16 regiones cuadradas de 6x6 mm (zonas de trabajo), rodeadas por un marco cuadrado de 30x30 mm. Con el fin de poder tener una guía de alineación se incluyen distintas marcas, cruces y letras para una alineación media y circunferencias para alineación fina, ver Figura 4.7.

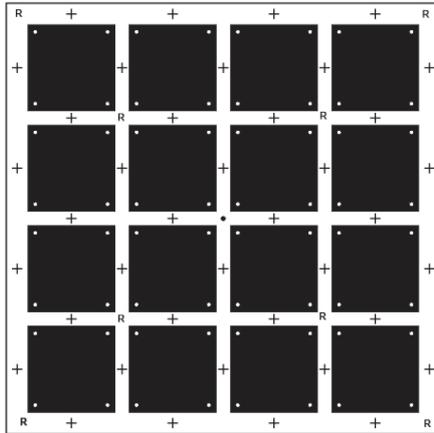


Figura 4. 7 Máscara 1: Zona de trabajo

El material donde se transferirá el patrón de la máscara 1 son láminas para microondas RT/duroid 5880 de la compañía Rogers Corporation. La elección de este material radica en los siguientes hechos [4]:

- 1) Útil para aplicaciones en banda Ku y posteriores.
- 2) Propiedades eléctricas uniformes en el rango de frecuencia de trabajo.
- 3) Pérdidas eléctricas bajas por reforzamiento de material PTFE.
- 4) Gran resistencia contra distintos agentes químicos.

Características importantes del RT/duroid 5880 es que tiene una constante dieléctrica ϵ_r de 2.20, el espesor del material dieléctrico y de la capa de cobre son de 0.127 mm y 17 μm , respectivamente. La impresión de la máscara es en positivo, es decir, que al momento de revelar y atacar químicamente el patrón impreso en el resist que cubre la oblea, las zonas en negro de la Figura 4.7 quedarán intactas observándose cobre y las zonas en blanco se eliminarán, observándose en este caso el material dieléctrico. El resultado de esto se puede observar en la Figura 4.8.



Figura 4. 8 Resultado de transferir máscara 1 en RT/duroid 5880, oblea 1

Máscaras islas de cyclotene

Ya que se tienen hechas las superficies de trabajo, lo siguiente es fabricar las islas de cyclotene. La serie Cyclotene 4000 es una resina avanzada que ha sido desarrollada para usarse como dieléctrico en películas delgadas para aplicaciones en microelectrónica. En la Tabla 4.1 se pueden apreciar las propiedades térmicas y eléctricas del Foto-BCB (serie Cyclotene 4000).

Tabla 4. 1 Propiedades térmicas y eléctricas de la serie Cyclotene 4000 [5]

Propiedad	Valor
Constante dieléctrica (1kHz-20GHz)	2.65
Factor de disipación	0.0008
Voltaje de ruptura	5.3 MV/cm
Corriente de fuga	4.7x10 ⁻¹⁰ A/cm ² en 1.0 MV/cm ²
Resistividad volumétrica	1x10 ¹⁹ Ω-cm
Conductividad térmica	0.29 W/m ² K en 24°C

El patrón de la máscara 2 se puede apreciar en la Figura 4.9, recordando que el diafragma de control contiene 4 stubs y por lo tanto 4 diodos p-i-n. Entonces se tendrán 4 islas de cyclotene. Sabiendo que la máscara 1 cuenta con 16 zonas de trabajo, tendremos en total 64 islas de dicha resina. Todas las islas de BCB estarán en un cuadro de 30x30 mm con sus respectivas guías de alineación.

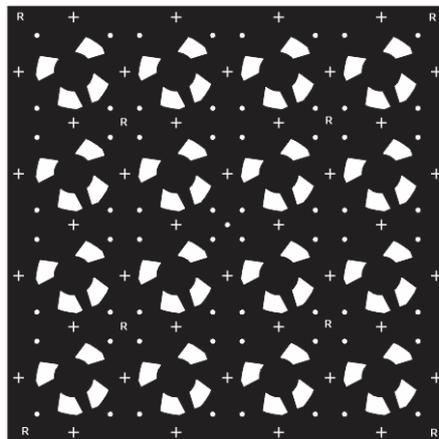


Figura 4. 9 Máscara 2: Islas de resina Foto-BCB (serie cyclotene 4000)

Como las islas de cyclotene y marcas de alineación son transparentes (Figura 4.9), al incidir sobre ellas la luz UV se transferirá el patrón en la oblea 1. Situación contraria con el resto de la máscara (fondo negro), quedando intacto ante la luz UV, por lo que se verán protegidas las regiones de trabajo al momento de revelar. El resultado del proceso mencionado se visualiza en la Figura 4.10. Las islas de cyclotene tienen un espesor de 6 μm .

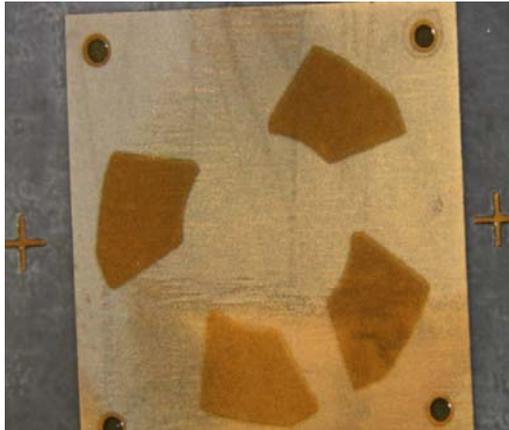


Figura 4. 10 Islas de Cyclotene en oblea número 2

Máscaras ranura resonante y stubs

En esta máscara se unen dos elementos: stub y ranura resonante tipo anillo. El motivo de unir las piezas y no generar una máscara para cada una de ellas, es ahorrar tiempo de trabajo y material, ya que tan sólo una hoja de RT/duroid 5880 cuesta aproximadamente \$595.00 USD, resina foto sensible \$1000.00 USD por litro y cyclotene \$6000.00 USD por litro.

Para el diseño de esta máscara se tuvieron que realizar modificaciones a valores de diseño como el diámetro del diafragma de control, pasando de un diámetro de 4.78 mm a 5.48 mm. El incremento en el diámetro es debido al uso de una estructura circular en donde se montará el diafragma de control (proceso de verificación experimental), sirviendo esos 0.7 mm extras como soporte de descanso.

La impresión de la máscara 3 es en positivo, dejando en color negro aquellas zonas de cobre que queremos proteger (anillo conductor exterior y circunferencia metálica interna) y en transparente los patrones geométricos (stubs, ranura resonante tipo anillo) que queremos transferir a la oblea 2 con el proceso fotolitográfico, todo esto en un marco cuadrado de 30x30 mm, ver Figura 4.11.

Debido a que los stubs se encuentran muy cercanos a las islas de BCB (50 μm aproximadamente) se vuelven a agregar figuras de alineación. Dichas figuras presentan en esta máscara diámetros, alturas y espesores más finos, porque el proceso de alineación es más difícil. Se realiza esto con el fin de evitar la invasión de los stubs en las islas de BCB. En la Figura 4.11 se aprecia la máscara 3.

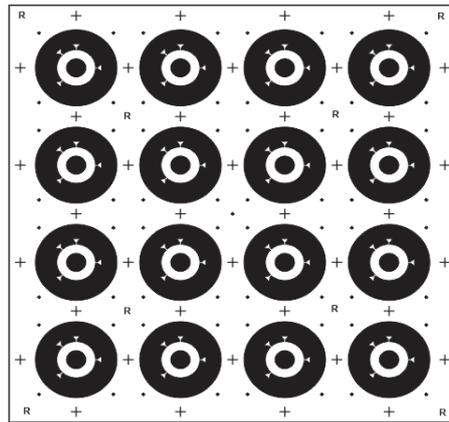


Figura 4.11 Stubs y ranura resonante tipo anillo en máscara 3

Puede quedar la duda de porque no realizar primero la máscara 3 antes que la 2, la respuesta está en el uso del BCB. Para esparcir esta sustancia uniformemente sobre la zona de trabajo (previo a la exposición) se debe usar una centrifugadora, provocando que el BCB al esparcirse presente un efecto parecido al de las olas propagándose en el mar, dejando en las orillas de los stubs y ranuras resonantes crestas de este material aislante.

El resultado de aplicar la máscara 3 a la oblea 2 se puede apreciar en la Figura 4.12.

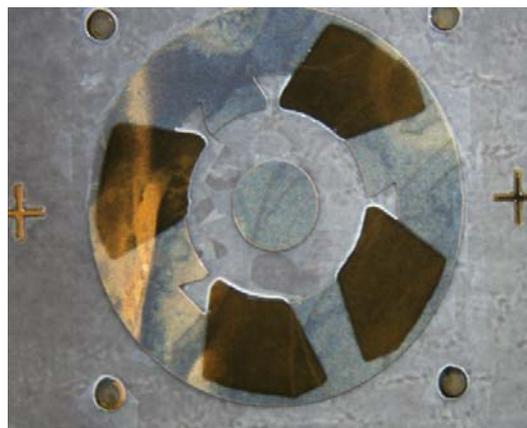


Figura 4.12 Oblea 3: Stubs, ranura resonante e islas de cyclotene

Máscaras de pista de polarización

Esta máscara es la última empleada en la fabricación del diafragma de control. Contiene las pistas que permiten completar el circuito de polarización, es decir, la base triangular donde se conectará el ánodo del diodo p-i-n y la línea de conexión a fuente de alimentación.

La cantidad de líneas de polarización usadas en un sólo elemento, es proporcional al número de stubs que tenga éste, por lo que se tendrán 4. Ahora, si sabemos que tendremos 16 ranuras resonantes con sus respectivos stubs en una oblea, tendremos 64 líneas de polarización para la máscara.

Las posiciones angulares de las pistas de polarización son las mismas que las islas de cyclotene; es decir se encuentran ubicadas a 45° , 135° , 180° y 270° . Quitando la base rectangular y triangular, la línea de conexión a fuente tiene un ancho de aproximadamente $70\ \mu\text{m}$. Y al igual que las máscaras anteriores, todas las pistas de polarización se encuentran enmarcadas por un cuadro de $30 \times 30\ \text{mm}$, Ver Figura 4.13.

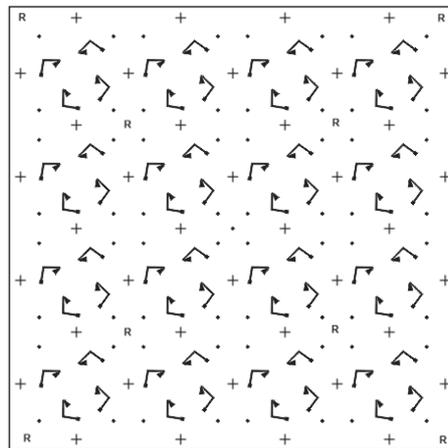


Figura 4. 13 Máscara 4: pistas de polarización para desplazador de fase

De nueva cuenta, también se agregan marcas guías para tener una buena alineación y evitar que las pistas de polarización, a través de la base para el ánodo, invadan los stubs o salgan de las islas de BCB, quedando incompletas e inservibles para funcionar. En color negro se tienen las pistas de polarización y marcas guías (zonas en la que se desea tener cobre), mientras que en transparente lo que se desea eliminar al revelar y atacar.

Las pistas deben de ser de metal y estar colocadas exactamente encima de las islas de cyclotene, debido a que no hay metal (cobre) en esa zona, se debe realizar un paso previo muy importante para transferir el patrón de la máscara 4 a la oblea 3. Dicho paso consiste en aplicar el método de “pulverización catódica o Sputtering” a la tercera oblea.

La pulverización catódica (o por su designación en inglés sputtering), ver Figura 4.14, es un proceso físico en el que se produce la vaporización de los átomos de un material sólido denominado "target o blanco" mediante el bombardeo de éste por iones. Este es un proceso muy utilizado en la formación de películas delgadas sobre materiales, técnicas de grabado y técnicas analíticas.

Los iones para el proceso de pulverización se obtienen de un plasma que se genera en el interior del equipo de pulverización. En la práctica se usa una variedad de técnicas para modificar las propiedades del plasma, especialmente la densidad de iones, y así conseguir unas condiciones de pulverización óptimas. Entre estas técnicas está el uso de una corriente alterna de radiofrecuencia, el uso de campos magnéticos y la aplicación de un potencial de polarización al blanco.

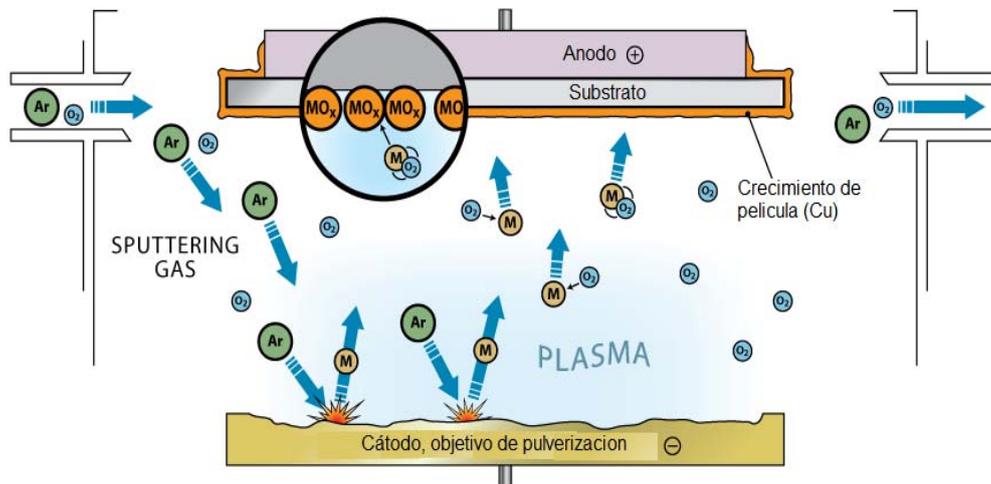


Figura 4. 14 Proceso de pulverización catódica o sputtering en fabricación de diafragma de control [6]

Los átomos pulverizados, aquéllos expulsados a la fase gaseosa, no están en su estado de equilibrio termodinámico. Por lo tanto, tienden a condensarse de vuelta a su estado sólido al chocar con cualquier superficie de la cámara de pulverización. Esto tiene como resultado la deposición del material pulverizado (cobre) en todas las superficies de la cámara, por supuesto también en nuestra oblea 3, cubriendo totalmente la cara en donde se transferirá la máscara 4.

Con el cobre depositado en la oblea 3, se transfiere la máscara 4 con el proceso fotolitográfico. Al revelar y atacar la oblea 4, de todo el cobre depositado sólo las zonas donde se imprimió las pistas de polarización y las marcas de alineación quedaran intactas, el cobre y resist eliminado deja al descubierto las islas de cyclotene, stubs, ranura resonante, etc. Las pistas de polarización tienen un espesor de $0.8 \mu\text{m}$, físicamente se puede observar en la Figura 4.15.

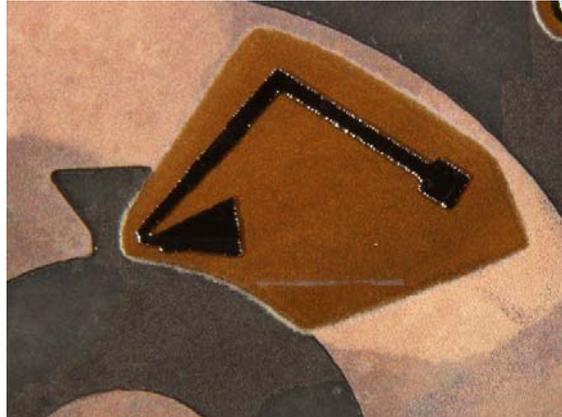


Figura 4. 15 Oblea 4, resultado de aplicar máscara 4 a oblea 3

4.4 DISPOSITIVO DE MONTAJE PARA DESPLAZADOR DE FASE

El dispositivo de montaje es una pieza de metal (latón o aluminio) que cumplirá dos objetivos importantes: 1) Ser el lugar donde se coloque el diafragma de control para realizar las pruebas de medición y 2) Permitir la polarización de los diodos p-i-n para su funcionamiento.

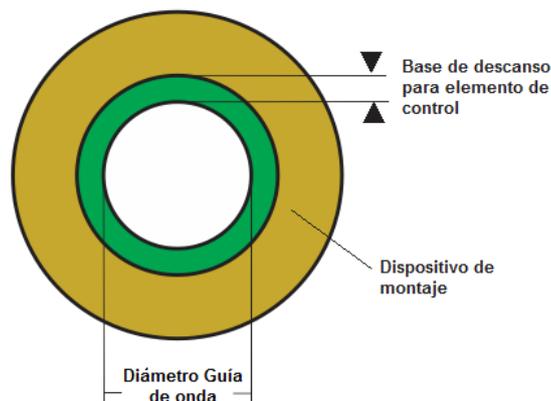


Figura 4. 16 Base de descanso para colocación de elemento de control en dispositivo de montaje

Con respecto al primer objetivo, la cavidad dentro del dispositivo de montaje (zona verde en Figura 4.16) se diseña con un diámetro igual al del diafragma de control diseñado en el capítulo 2. Los milímetros extras en el diámetro del diafragma de control van a servir como soporte de descanso dentro del dispositivo de montaje. Si no tuviera esa base de descanso, el diafragma de control no tendría forma de apoyo alguno en el interior de la guía de onda, por lo que sería imposible realizar las mediciones.

En el segundo objetivo debemos recordar que el desplazador de fase estará “encapsulado” dentro de la guía de onda, por lo que tratar de polarizar los diodos p-i-n en esa situación sería muy difícil de lograr. Una forma muy práctica de solucionar esto es creando pequeñas cavidades (señaladas con color rosa en la Figura 4.17) en el dispositivo de montaje, para introducir cables de alimentación de la fuente y así proporcionar voltaje y corriente a los diodos p-i-n.

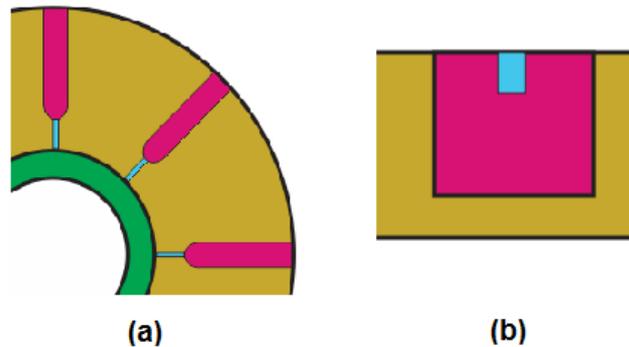


Figura 4. 17 Cavidades para polarización en dispositivo de montaje: (a) vista superior, (b) vista transversal

Aunque existe una desventaja, debido a la posición en que se encuentran las cavidades, será difícil que los cables de uso comercial por su grosor lleguen a los diodos. Por lo que en la superficie del dispositivo de montaje se crean otras cavidades más (señaladas en color azul en Figura 4.17), para que cable más fino pase por éstas y polaricen los diodos.

La ubicación de estas cavidades corresponde al cambio de fase para un desplazador de 2-bits, es decir, estarán colocadas cada 45° , por lo que tendremos 8 cavidades en total. Sabemos perfectamente que sólo se proporcionan 4 cambios de fase y tener esa cantidad de cavidades es por comodidad al colocar el desplazador de fase y la tierra del circuito.

En la Figura 4.18 se presenta el esquemático de fabricación del dispositivo de montaje, observándose que tiene orificios de sujeción para tener un ajuste adecuado con las guías de onda donde se colocará, evitando que se pueda mover al momento de someterlo a prueba. En la Figura 4.19 se muestra el dispositivo ya fabricado.

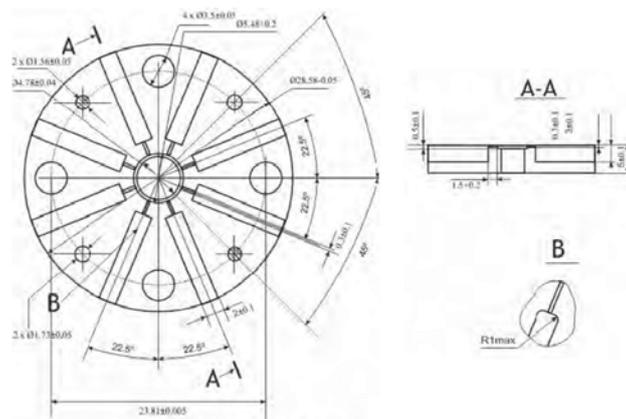


Figura 4. 18 Esquemático de fabricación del dispositivo de montaje para desplazador de fase



Figura 4. 19 Vista superior del dispositivo de montaje fabricado en latón

Lo que resta por fabricar es la pantalla metálica que refleja la componente defasada de la onda polarizada circularmente. La pantalla metálica consiste de una pieza corrediza de metal (latón o aluminio), diseñada así para ser introducida dentro de la guía de onda circular y poder ajustar finamente la distancia entre ella y el diafragma de control. En la Figura 4.20 se aprecia el esquemático del dispositivo corredizo, mostrando una vista lateral y frontal del mecanismo.

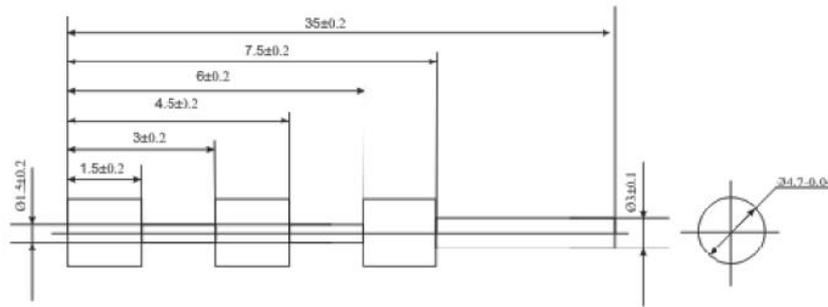


Figura 4. 20 Esquemático del mecanismo corredizo para reflexión en desplazador de fase propuesto

4.5 ARMADO DE DISPOSITIVO DE PRUEBA

El armado del dispositivo de prueba constará de 4 partes: recorte del diafragma de control, instalación de diodos p-i-n, colocación de diafragma de control en dispositivo de montaje y fabricación del circuito de control.

Se comienza por recortar el diafragma de control, como se puede apreciar en la Figura 4.21 el proceso no es fácil, ya que son circunferencias de 4.78 mm. Por dar una comparación, una moneda de 10 centavos es mucho más grande que nuestros desplazadores, pues poseen un diámetro de 14 mm [7]. Para recortar la circunferencia seleccionada se hace uso de un exacto y microscopio, para cuidar no cortar el cobre con la navaja y evitar dejar restos de teflón que impidan su correcta colocación en el dispositivo de montaje.

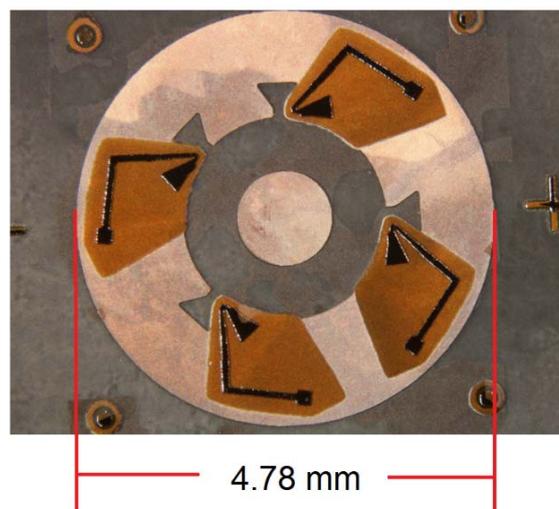


Figura 4. 21 Selección de diafragma de control para proceso de separación de oblea

Lo siguiente es la colocación de los diodos p-i-n, este es el paso más crítico de todo el proceso, ya que son piezas muy delicadas debido a sus características físicas como eléctricas. El diodo p-i-n utilizado es el HPND-4005 de la compañía AVAGO Technologies, sus dimensiones se pueden observar en la Figura 4.22.

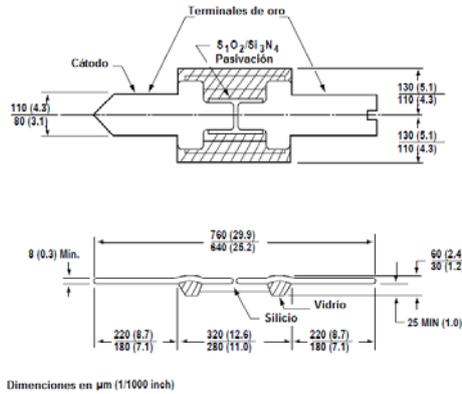


Figura 4. 22 Dimensiones físicas del Diodo p-i-n HPND-4005 empleado [8]

Como paso previo a la colocación de los diodos p-i-n se deben de estañar varias zonas del diafragma de control (filtros de polarización, pista de polarización y costados de stubs). La soldadura a usarse para el proceso de estañado no puede ser cualquiera, incluso con la más comercial (en forma de alambre) es muy difícil de aplicar por su presentación y por las dimensiones del diafragma de control. Por ello se optó por estaño en pasta (ver Figura 4.23), que es mucho más fácil de aplicar y los residuos de flux que deja son mínimos.

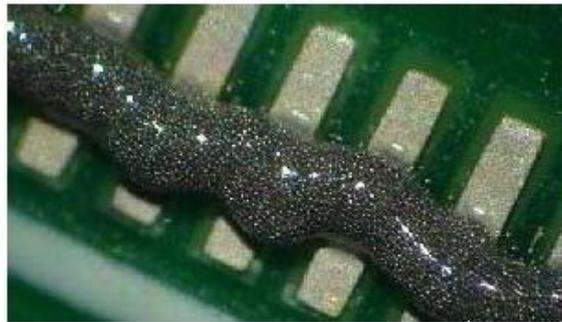


Figura 4. 23 Soldadura de estaño en presentación de pasta

El lector puede observar que el tamaño de dicho diodo es menor a 1mm, por ello prácticamente es imprescindible el uso de equipo sofisticado no sólo para su colocación; sino también para su soldadura. Una mala colocación puede derivar en cambios de frecuencias y una mala soldadura en la muerte del diodo.

El equipo a utilizar es una microsoldadora, existe una gran variedad de estas máquinas en el mercado, permiten colocar con excelente precisión piezas de dimensiones muy pequeñas mediante puntas que generan vacío e incluso rotan por si es necesario que la pieza a colocar esté en determinada posición angular. Para soldar los diodos a las zonas estañadas, se calienta el diafragma de control mediante una parrilla y con una punta metálica puesta a determinada temperatura se soldán las terminales de los diodos a las zonas correspondiente. El resultado de dicho proceso se muestra en la Figura 4.24.

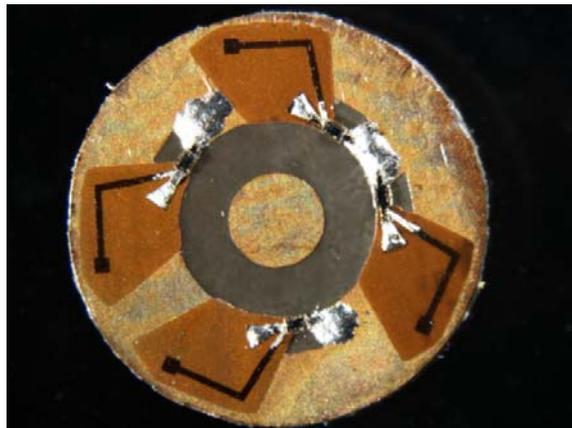


Figura 4. 24 Desplazador de fase con diodos p-i-n colocados en los 4 stubs

Lo siguiente es armar y colocar los cables de polarización en el dispositivo de montaje, para que se pueda alimentar de voltaje y corriente a los diodos p-i-n. Idealmente se buscaría soldar el cable de alimentación a la pista de polarización, pero desafortunadamente los alambres más finos de los cables comerciales exceden el tamaño de las pistas. Para solucionar dicho problema se preparan “enlaces” de polarización formados de 3 elementos: alambre magneto, cable calibre 28 y láminas de Roger 4003. El esquemático de conexión se muestra en la Figura 4.25. La función de estas piezas es ser el punto de unión entre la fuente de energía y las pistas de polarización.

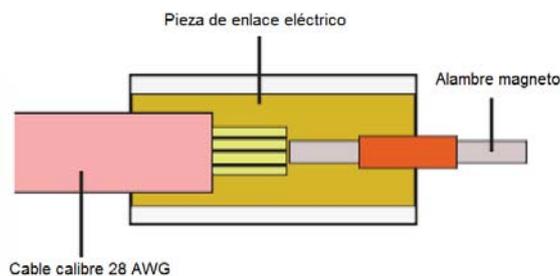


Figura 4. 25 Representación gráfica de la vista superior del enlace de polarización

Las dimensiones de las láminas Rogers 4003 son próximas a las de los canales descritos en la Figura 4.18 (referente a lo largo y ancho), teniendo una variación de aproximadamente 10% menos en su longitud. Los enlaces físicos se pueden apreciar en la Figura 4.26. Ya armados y listos se colocan precisamente en las cavidades del dispositivo de montaje (Figura 4.27).



Figura 4. 26 Muestra de enlace de polarización con cable 28 AWG y alambre magneto

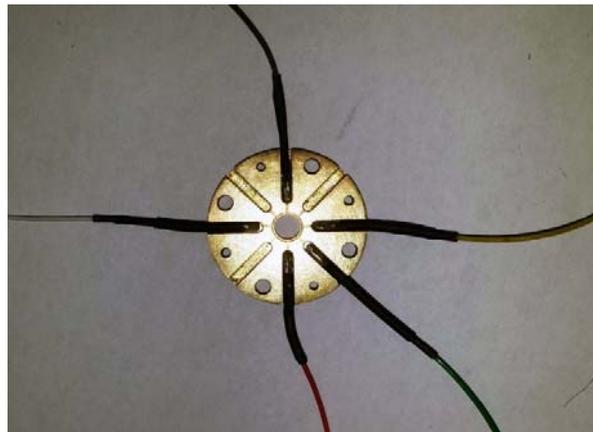


Figura 4. 27 Cables de polarización colocados en dispositivos de montaje

Ahora que tenemos el dispositivo de montaje completo, es momento de colocar el diafragma de control ya con diodos p-i-n. Se soldarán los extremos sueltos de los alambres magnetos en las pistas de polarización ubicadas en las islas de BCB. Para realizar este proceso, se utiliza el mismo equipo empleado para soldar los diodos.

En la Figura 4.28 se puede observar el mecanismo de la microsoldadora con el cual hicimos la unión de los alambres magnetos y las pistas de polarización. El procedimiento fue difícil, ya que se debía tener cuidado de no atravesar la oblea con la punta para soldar y que el calor generado en la base de platino no derritiera el aislante de los cables.

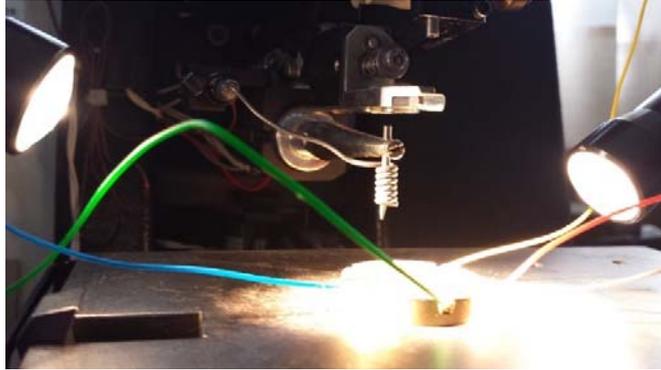


Figura 4. 28 Uso de microsoldadora para unir cables y pistas de polarización en desplazador de fase

El último paso es sellar los canales del dispositivo de montaje (por donde pasan los alambres magnetos) y la circunferencia del desplazador. Lo primero es para evitar fuga de microondas, porque al colocar la guía de onda encima del dispositivo de montaje se forma un cable coaxial (estructura que soporta ondas TEM).

Lo segundo es por protección, se utiliza el epóxico de plata para fijar el diafragma de control al dispositivo de montaje, ya que este último podría moverse si es que sufriera un golpe fuerte por ejemplo. El resultado de sellar los canales como la circunferencia se visualiza en la Figura 4.29.

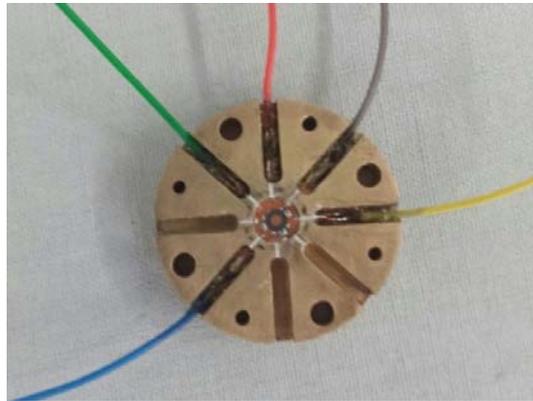


Figura 4. 29 Cables de polarización y desplazador de fase con diodos p-i-n colocados en dispositivo de montaje

Ya fijada la oblea al dispositivo de montaje, se le colocan adelante y atrás las guías de onda circular (Ver Figura 4.30). Es importante tener en cuenta que las tres piezas deben estar alineadas, de lo contrario se podrían presentar pérdidas por reflexión que afectarían de forma considerable las mediciones.

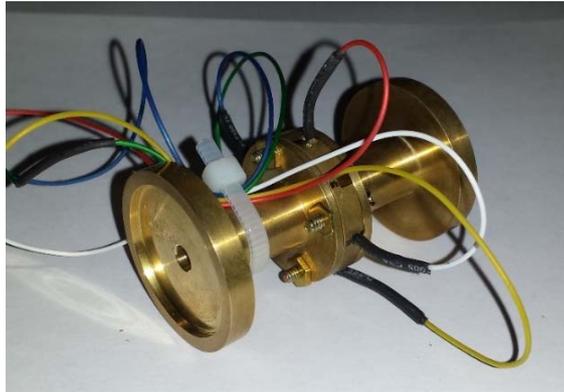


Figura 4. 30 Guías de ondas colocadas en ambos lados de dispositivo de montaje para proceso de medición

4.6 CIRCUITO DE CONTROL

Para hacer conmutar los diodos p-i-n de un estado a otro es necesario realizar un circuito de control. El cual básicamente consta de al menos dos tipos de elementos, interruptores y resistencias. Los interruptores deben ser de dos polos y un tiro, así podremos seleccionar uno de dos voltajes de conmutación posibles. La cantidad de estos interruptores es proporcional al número de diodos utilizados en el desplazador.

Las resistencias son empleadas para proporcionar un determinado valor de corriente en cada estado de conmutación, siendo primordial la corriente del estado de encendido. Si esta corriente es menor a la señalada en la hoja de especificaciones [8], el diodo p-i-n presentará mayores pérdidas, caso contrario si logramos una corriente mayor a la ya estipulada (Figura 4.31).

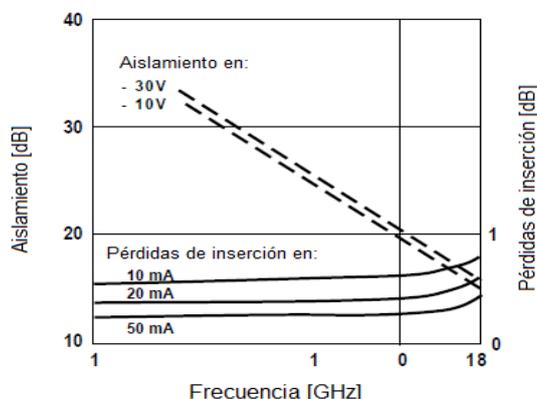


Figura 4. 31 Valores típicos de aislamiento y pérdidas de inserción para diodo p-i-n HPND-4005 [8]

Para determinar el valor de la corriente ON, partimos de voltajes y valores de resistores propuestos. A continuación se muestran estos sencillos cálculos:

- Diodos ON:

$$V_{on} = R_{on}I_{on} \tag{5.1}$$

$$I_{on} = (5 - 0.8)/220 = 19 \text{ mA}$$

El esquemático del circuito de polarización se muestra en la Figura 4.32, mientras que en la Figura 4.33 se aprecia este circuito ya construido.

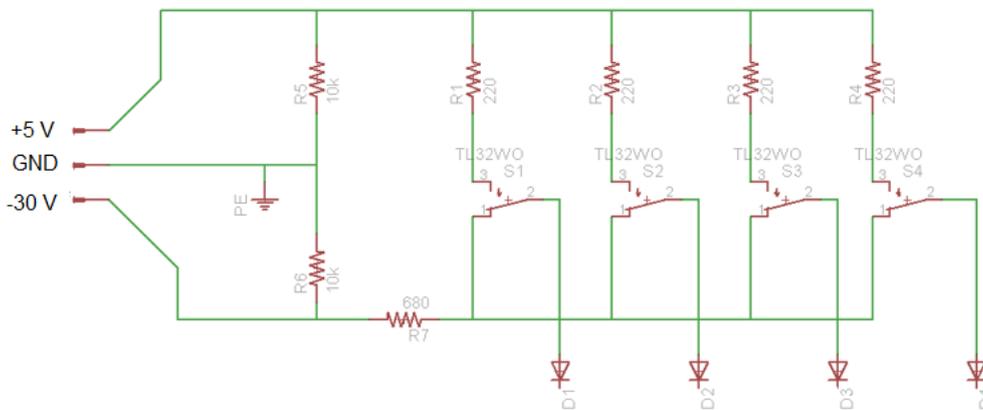


Figura 4. 32 Diagrama eléctrico del circuito de control para operar el desplazador de fase en banda V

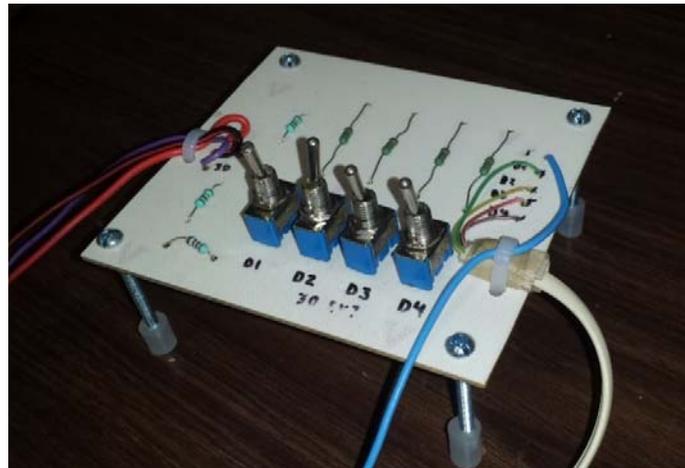


Figura 4. 33 Circuito de control fabricado con interruptor 2 activado para seleccionar cambio de fase igual a 90°

La forma de operar del circuito de control es muy sencilla, para ello debemos recurrir al capítulo dos de la presente tesis. Recordemos que el desplazador de fase diseñado proporciona 4 cambios de fases distintos, la selección de uno de ellos se hace mediante el apagado del diodo p-i-n ubicado en el stub que tiene el defasamiento deseado y el encendido de los diodos restantes.

Por ejemplo, observando la Figura 4.34, si nosotros queremos proporcionar el cambio de 90° , debemos colocar el interruptor SW3 en -30 V mientras que los interruptores SW 1,2 y 4 en 5 V . En caso de querer ahora un cambio de fase de 315° , se pone el interruptor SW1 en -30 V e interruptores 3,2 y 4 en 5 V . Para los cambios restantes la situación es igual.

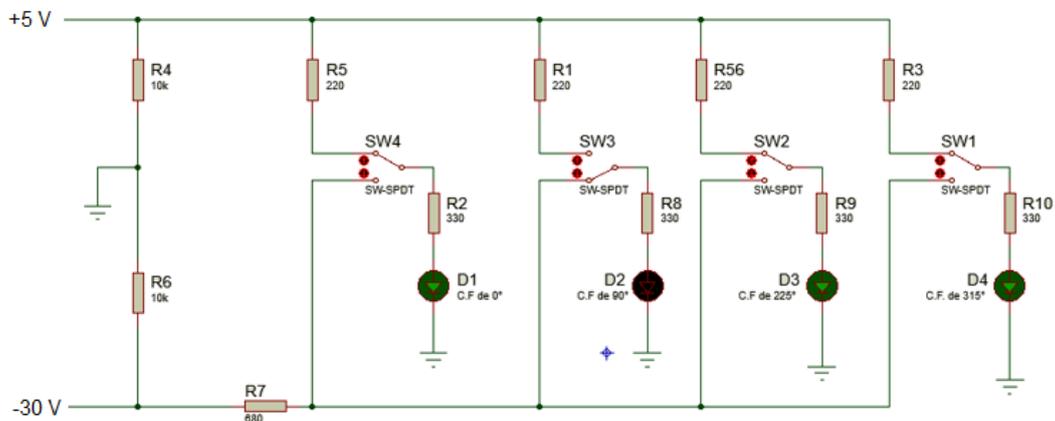


Figura 4. 34 Polarización de D2 a -30 V (apagado) para proporcionar cambio de fase igual a 90° , mientras que D1, D3 y D4 están polarizados a 5 V (encendidos)

4.7 CONCLUSIONES

- 1.- A diferencia de otras técnicas de fabricación, con la fotolitografía se tiene un control de calidad mucho mayor, ya que los pasos de fabricación pueden ser interrumpidos para observar la calidad de los resultados en cada proceso.
- 2.- El uso de tres tipos de marcas de alineación en las máscaras para fotolitografía fueron de mucha ayuda, ya que permitieron hacer correcciones moderadas hasta muy finas cuando se hacían las impresiones (o sobreimpresiones) de los distintos patrones geométricos de las máscaras. Además con ayuda de equipo sofisticado, logramos tener resoluciones muy aceptables en las impresiones, muestra de ello fueron las pistas de polarización cuyo grosor son de $70\ \mu\text{m}$ o las $6\ \mu\text{m}$ de espesor para las islas de cyclotene.

3.- El diseño del dispositivo de montaje fue muy acertado, ya que nos permite polarizar sin grandes complicaciones los diodos p-i-n, aunque se tuvieron que fabricar piezas extras para que sirvieran de enlace, ya que los alambres de los cables más finos (de uso comercial) resultan muy grandes para las pistas de polarización. También el diseño del circuito corto fue muy adecuado, ya que nos permite hacer ajustes finos para obtener la distancia idónea en donde se tengan las pérdidas de inserción menores a 1 dB.

4.- Debido a las dimensiones del diafragma de control, el proceso de armado para someterlo a prueba fue complicado. Se tuvo que hacer uso de navajas de precisión y de un microscopio para ser muy cuidadosos al separar el diafragma de la oblea y no dañar con algún corte o deformar la circunferencia, recordemos que el diámetro del diafragma es de 4.78 mm. También se optimizó el proceso de estañado, ya que la forma anterior de hacerlo llevaba mucho tiempo y era muy complicado, por lo que se buscó una forma alternativa logrando reducir el tiempo de este proceso considerablemente y además, dejando menos residuos de flux en el diafragma de control que pudiesen afectar su funcionamiento.

4.8 REFERENCIAS

- [1] Levinson, Harry J. Principles of lithography/Harry J. Levinson.-3rd ed. ISBN 978-0-8194-8324-9. Published by Spie.
- [2] SUSS MicroTec, <http://www.suss.com>, Fecha de consulta: 11/03/2014.
- [3] Carnegie Mellon University, <http://www.ece.cmu.edu/~mems/overview/>, Fecha de consulta: 15/05/2014
- [4] RT/duroid® 5880 Laminates, <http://www.rogerscorp.com>, Fecha de consulta: 17/03/2014.
- [5] CYCLOTENE*4000 Series Advanced Electronic Resins (Photo BCB), <http://www.dow.com>, Fecha de consulta: 17/03/2014.
- [6] <http://clearmetalsinc.com/technology/>. Fecha de consulta: 23/06/2014.
- [7] Banco de México, <http://www.banxico.org.mx/billetes-y-monedas/informacion-general/billetes-y-monedas-de-fabricacion-actual/billetes-y-monedas-de-fabricacion-actual/monedas/pagina-monedas.html>, Fecha de consulta: 17/07/2014.
- [8] Hoja de especificaciones de diodo P-I-N HPND-4005, empresa AVAGO Technologies.

CAPÍTULO 5: Resultados experimentales del desplazador de fase en guía de onda circular

Finalmente en este último capítulo se realizan las mediciones del dispositivo planteado, las cuales corresponden a tres etapas: Reflexión, Conmutación y Desplazador de fase. Se podrán visualizar los esquemáticos de conexión, una breve descripción de lo realizado en la medición, así como las gráficas obtenidas y las procesadas.

Con el fin de realizar una comparación con los datos obtenidos en el capítulo 2, se muestran los datos correspondientes a las frecuencias de resonancia para los coeficientes de reflexión ortogonal y paralelo, así como las magnitudes (pérdidas de inserción) en las ondas controladas para los cuatro estados del desplazador de fase y finalmente los errores de fase obtenidos.

5.1 MODO REFLEXIÓN

El trabajar en este modo nos ayudará a comprobar para cada uno de los cuatro estados, el proceso de reflexión y las frecuencias de resonancia de los coeficientes Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , que en el capítulo dos se obtuvieron mediante software especializado. Para ello solamente trabajaremos con uno de los dos puertos del analizador de redes, como se puede apreciar en el esquemático de la Figura 5.1.

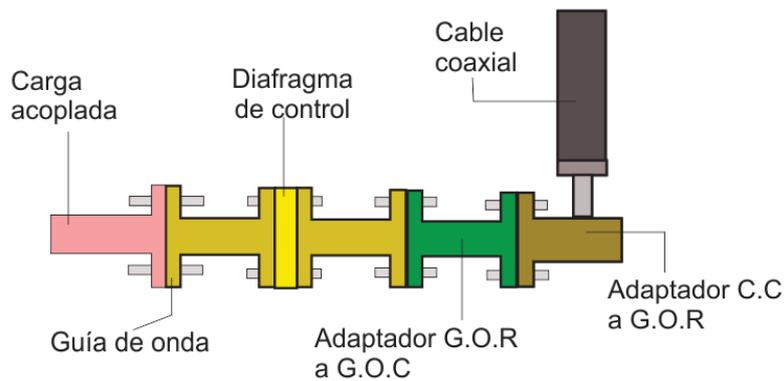


Figura 5. 1 Esquemático de conexión para realizas medición del dispositivo en modo Reflectivo

La forma de funcionar es simple, polarizamos en inversa el diodo p-i-n del stub a medir y los diodos restantes son polarizados en directa. Se hace incidir de forma ortogonal (o paralela) la onda plana proveniente del analizador al stub con diodo p-i-n en inversa. Este proceso se repite para los demás estados y se puede visualizar en la Figura 5.2.

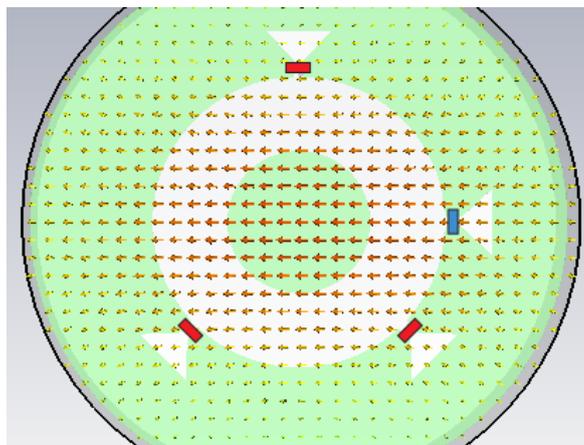


Figura 5. 2 Ejemplificación de incidencia paralela de onda plana (representada con flechas) a stub con diodo p-i-n en inversa (color azul), mientras que los diodos restantes están en directa (color rojo)

Para medir el proceso de reflexión, se selecciona el parámetro de dispersión S22 en el analizador de redes, los resultados gráficos se pueden observar en las Figuras 5.3 y 5.4.

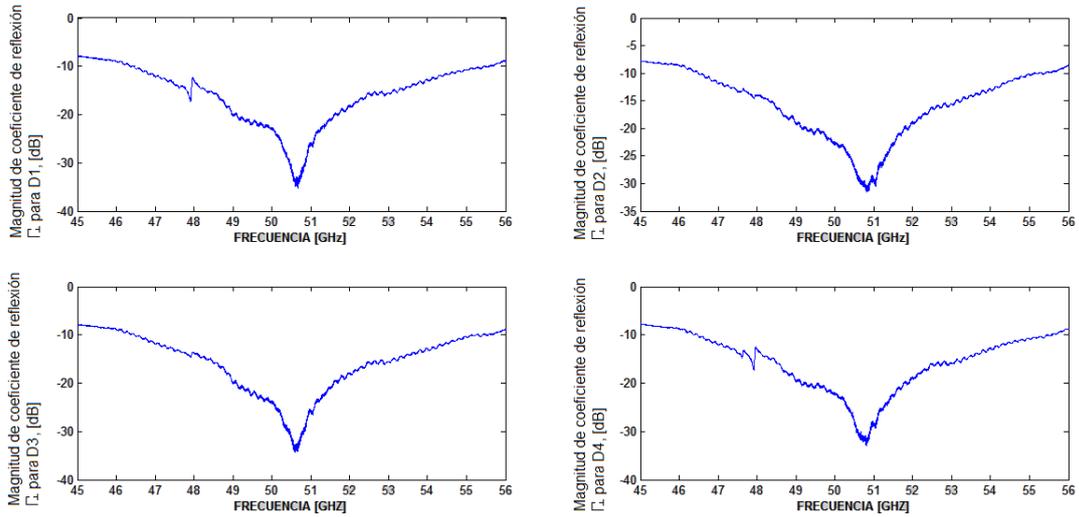


Figura 5. 3 Medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} para los cuatro estados de fase

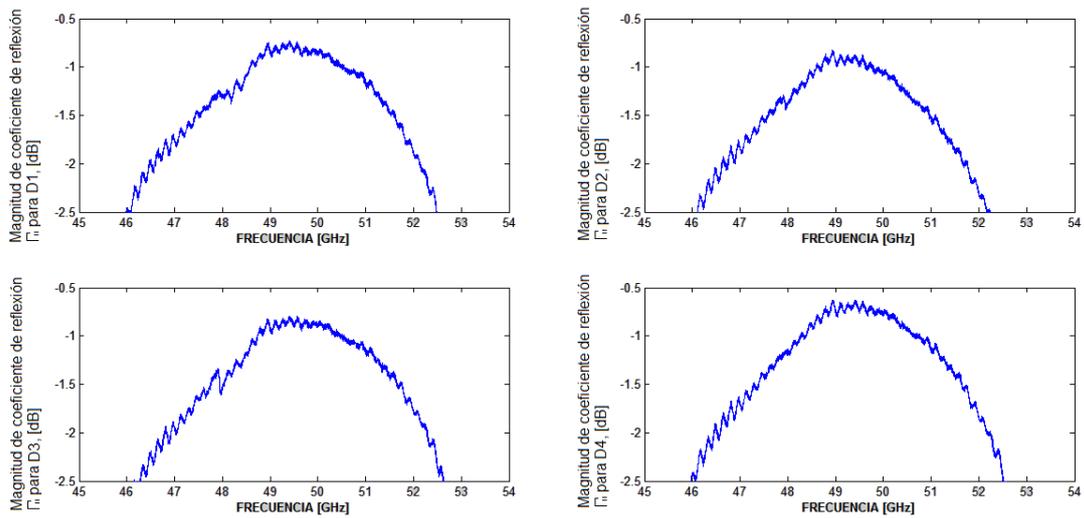


Figura 5. 4 Medición de la magnitud de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} para los cuatro estados de fase

En la Tabla 5.1 se muestran los valores obtenidos experimentalmente de las frecuencias de resonancia para los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , niveles de pérdidas de inserción y por supuesto pérdidas por regreso.

Tabla 5. 1 Valores de frecuencia de resonancia, pérdidas por regreso y pérdidas de inserción para modo Reflexión en las frecuencias de resonancia

Diodo OFF	Ortogonal S22		Paralela S22	
	$f_{0\perp}$ [GHz]	Pérdidas por regreso [dB]	$f_{max\parallel}$ [GHz]	Pérdidas de inserción [dB]
D1	50.6	35.2	49.4	0.72
D2	50.8	31.6	48.93	0.82
D3	50.6	34.8	49.4	0.79
D4	50.8	30.3	48.95	0.63

De la Tabla 5.1 en el caso ortogonal, las frecuencias de resonancia presentan un incremento promedio de 0.7 GHz con respecto a la frecuencia teórica de 50 GHz. Además se midieron excelentes niveles de pérdidas por regreso con un valor promedio de 32.97 dB, por lo que esta componente pasa a través del dieléctrico sin reflexión. El incremento en los valores de $f_{0\perp}$, es atribuible al sobre ataque que ocurrió en el cobre más la invasión que se tuvo de BCB en la ranura resonante, lo que vino a modificar el valor de R_{ext} .

Para el caso paralelo de la Tabla 5.1, en lugar de existir un corrimiento hay un decremento de 0.83 GHz en $f_{max\parallel}$ con respecto a la frecuencia teórica de 50 GHz, para dar un valor promedio de 49.17 GHz. Aquí las pérdidas de inserción presentan un valor máximo promedio de 0.74 dB, cantidad muy aceptable ya que está por debajo de 1 dB. Aquí el decremento en frecuencia es atribuible a las pequeñas variaciones que se tienen entre las capacitancias “ C_j ” teóricas y físicas de los diodos p-i-n.

5.2 MODO CONMUTACIÓN:

Aquí el diafragma de control trabaja como un conmutador espirafase, es decir, que es capaz de poder reflejar o dejar pasar señales (en una guía de onda circular) cuyos planos de polarización estén alineados a las posiciones angulares de los stubs en el diafragma de control. Teniendo como requisito el uso forzado de un circuito de control para encender y apagar a voluntad los diodos p-i-n.

Para explicar el principio de operación del conmutador espirafase nos guiaremos de la Figura 5.5. Supongamos que tenemos una onda plana O1 viajando en la guía de onda circular, cuyo plano de polarización es igual al del stub S1. Para permitir la transmisión de O1 debemos de poner en modo OFF el diodo p-i-n de S1 y en modo ON los diodos restantes. En caso de querer rechazar o impedir el paso de O1, se debe de poner en modo ON el diodo p-i-n de S1 (además de S3 y S4) y poner en modo OFF el diodo p-i-n del stub cuyo plano de polarización sea ortogonal al de O1, que en este caso se trata del stub S2.

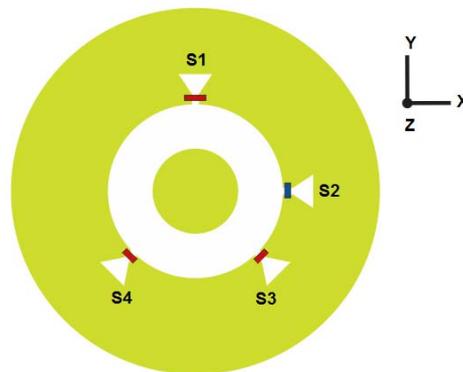


Figura 5. 5 Diafragma de control trabajando como conmutador

Para realizar las mediciones correspondientes de los coeficientes de transmisión T_{\perp} y T_{\parallel} en los cuatro diodos p-i-n, realizamos la conexión mostrada en el esquemático de la Figura 5.6 y seleccionamos ahora el parámetro de dispersión S21 en el analizador de redes.

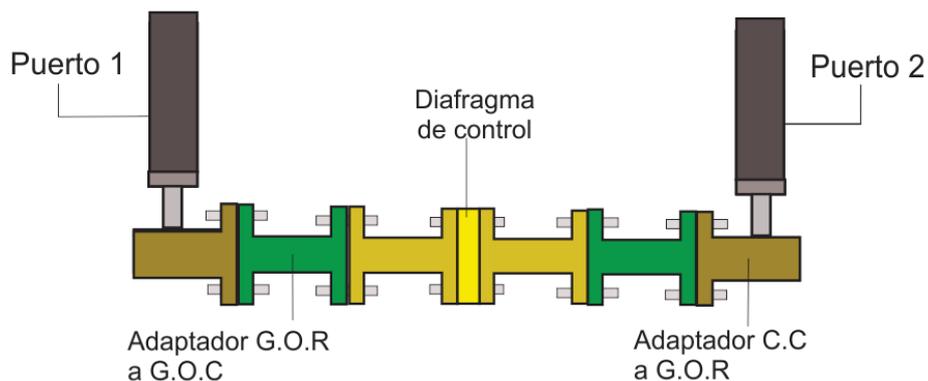


Figura 5. 6 Esquemático de conexión para realizar el proceso de medición del coeficiente de dispersión S21

En la Tabla 5.2, para cada uno de los diodos p-i-n se muestran los valores correspondientes a las frecuencias de resonancia de los coeficientes de transmisión T_{\perp} y T_{\parallel} , así como sus respectivos niveles de pérdidas de inserción y asilamiento.

Tabla 5. 2 Valores de frecuencia de resonancia, aislamiento y pérdidas de inserción para modo conmutador espirafase

Diodo OFF	Ortogonal S21		Paralelo S21	
	$f_{max\pm}$ [GHz]	Pérdidas de inserción [dB]	$f_{0\parallel}$ [GHz]	Aislamiento [dB]
D1	50.63	0.37	49.86	22.4
D2	50.24	0.33	49.76	20.7
D3	50.6	0.35	50.14	22.3
D4	50.24	0.30	49.86	23.3

De la Tabla 5.2, para la componente reflejada por el diafragma de control, existe un decremento promedio de 0.1 GHz con respecto a la frecuencia teórica de 50 GHz. Respecto al aislamiento se tienen niveles promedio de 22.17 dB, mostrando un valor aceptable con respecto a los niveles obtenidos por los trabajos señalados en la Tabla 5.3. Las variaciones en frecuencia son producidas por las minúsculas variaciones que se tienen en las capacitancias de los diodos p-i-n, alterando de forma muy ligera las frecuencias de resonancia $f_{0\parallel}$.

Tabla 5. 3 Comparativa de interruptores en banda V con el realizado en este trabajo

Año	Pérdidas de inserción [dB]	Aislamiento [dB]	Tiempo de conmutación [Seg]	Rango de frecuencia [GHz]
2002 [1]	0.75	12	5.1 μ	50 – 70
2011 [2]	1	20	4.2 μ	50 – 65
2014 [3]	2	20	250 n	50 - 75
Tesis	0.32	22.17	150 n	40 - 60

Para el caso de la componente que atraviesa al diafragma de control, la frecuencia de resonancia promedio es de 50.42 GHz, teniendo con respecto a la frecuencia teórica un incremento de 0.42 GHz. Las pérdidas de inserción promedio son de 0.32 dB. Las variaciones de $f_{max\pm}$ son resultado del sobreataque que sufrió el cobre al momento de someterlo a los agentes químicos y la invasión de BCB, en la ranura resonante tipo anillo. Los resultados gráficos de T_{\perp} y T_{\parallel} se muestran en las Figuras 5.7 y 5.8, respectivamente.

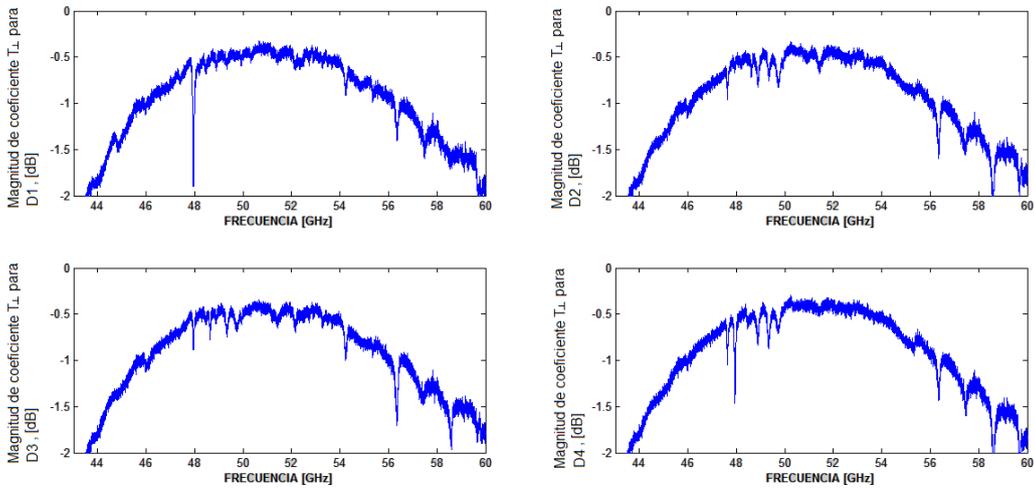


Figura 5. 7 Medición de la magnitud del coeficiente de transmisión T_{\perp} para los cuatro diodos p-i-n

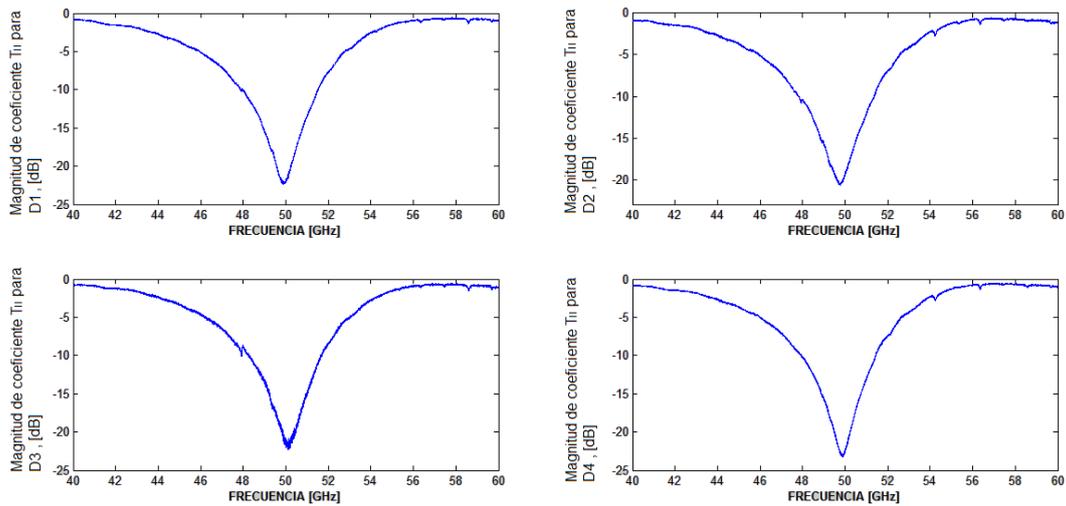


Figura 5. 8 Medición de la magnitud del coeficiente de transmisión T_{\parallel} para los cuatro diodos p-i-n

5.3 DESPLAZADOR DE FASE

Los primeros resultados a obtener son los correspondientes a las magnitudes de los coeficientes de reflexión en paralelo y ortogonal. Para lograr estos coeficientes se realiza la conexión mostrada en la Figura 5.9, siendo de vital importancia el circuito corto, con el cual obtendremos las reflexiones, estando colocado a una distancia aproximada a la que se calculó en el capítulo 2.

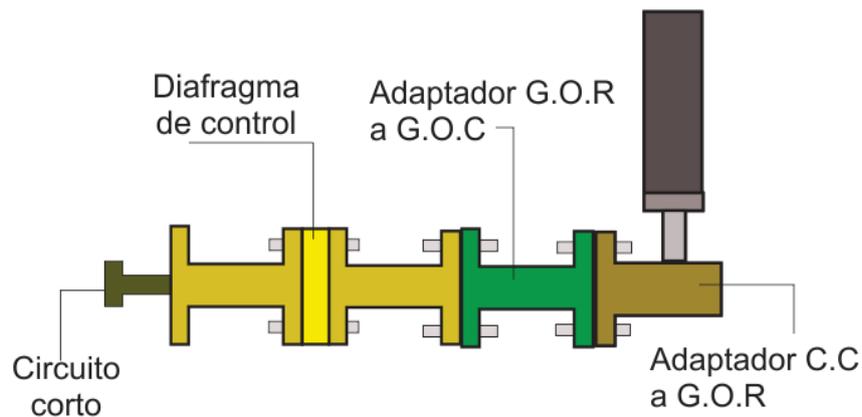


Figura 5. 9 Esquemático de conexión para medición de las magnitudes de los coeficientes de reflexión paralelo y ortogonal utilizando al diafragma de control como desplazador de fase

Se midieron las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para los cuatro estados posibles (0° o 360° , 90° , 180° y 270°), que se obtienen al poner en modo OFF el diodo p-i-n que se encuentra en el stub cuya posición angular representa el cambio de fase a proporcionar. Los resultados se visualizan en la Figura 5.10.

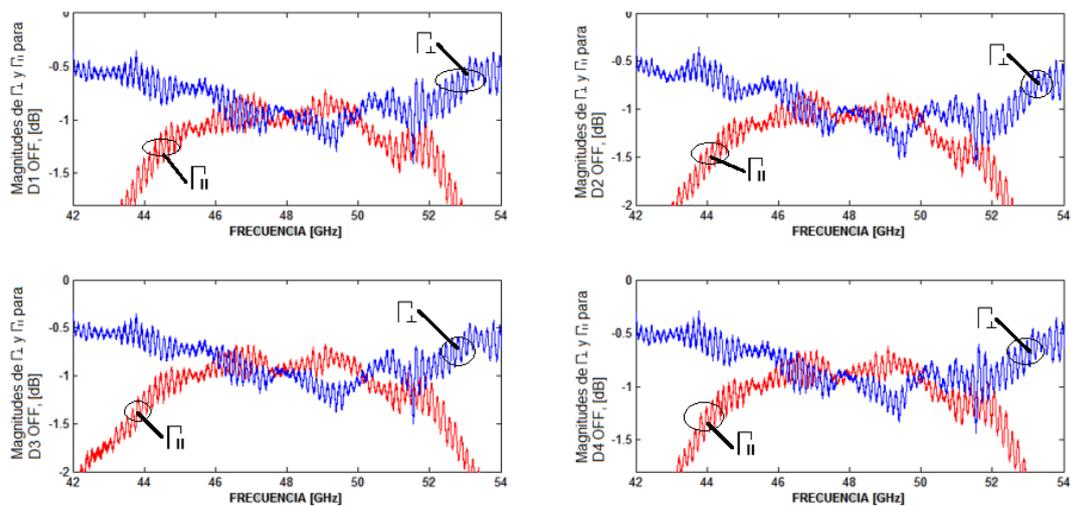


Figura 5. 10 Magnitudes medidas de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para los cuatro estados de fase

Como se puede apreciar en la Figura 5.10, las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} son aproximadamente iguales, rondando el valor de -1 dB. Los valores relativamente altos y las ligeras discrepancias que se pueden apreciar entre los resultados, son producidos por las pequeñas desalineaciones entre todos los elementos participantes que se muestran en la Figura 5.9.

Lo siguiente es obtener la magnitud de la “onda controlada” para los 4 estados posibles, para ello tenemos que hacer uso de las magnitudes de los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} obtenidas en la Figura 5.10 y sustituirlas en la expresión (2.20) del capítulo 2 de la presente tesis.

La información se procesa mediante un software especializado, de cual extraemos los resultados que se pueden observar en la Figura 5.11. Para el rango de frecuencias de los 42.62 a 53.6 GHz, las pérdidas de inserción máximas obtenidas son 1.4 dB, mientras que las pérdidas de inserción mínimas promedio son de hasta 0.81 dB.

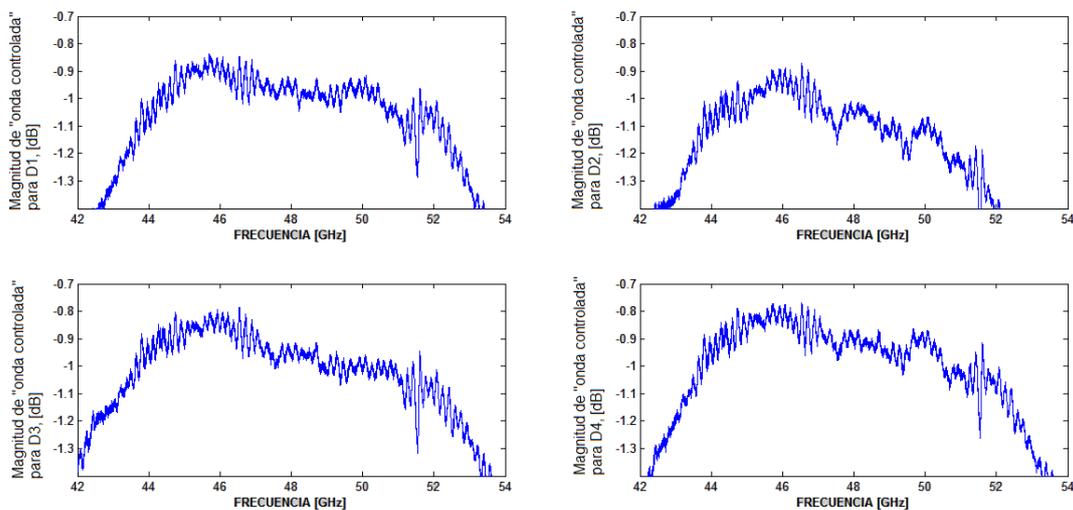


Figura 5. 11 Magnitudes medidas de las “ondas controladas” para cada uno de los cuatro estados de fase

Ahora obtendremos los cuatro estados de fase para el desplazador de 2-bits, los cuales son 0° (360°), 90° , 180° y 270° . En este caso necesitaremos de una señal de polarización circular, ya que se forma de dos componentes ortogonales entre sí, siendo una de esas dos componentes la que sufrirá el cambio de fase producido por la conmutación de los diodos.

El analizador de redes utilizado no puede generar una señal de polarización circular por sí sólo, por lo que a partir de la señal de polarización lineal y un dispositivo extra llamado “polarizador circular” generaremos la señal que necesitamos. La inclusión del polarizador circular va a modificar el esquemático de conexión de la Figura 5.9, transformándose en el esquemático de las Figura 5.12.

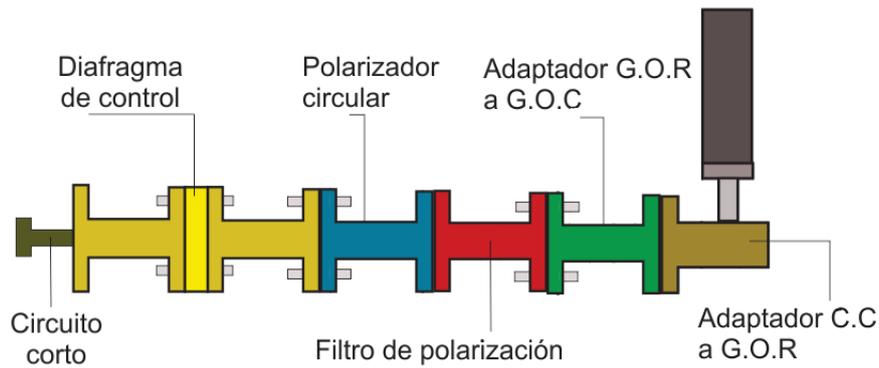


Figura 5. 12 Esquemático de conexión para medición de dispositivo como desplazador de fase

De acuerdo al esquemático mostrado en la Figura 5.12, el modo TE_{10} de la guía de onda rectangular es convertido al modo TE_{11} polarizado verticalmente. Este nuevo modo atraviesa el filtro de polarización sin verse afectado, llegando al polarizador circular convirtiéndolo ahora al modo TE_{11} cuya polarización es del tipo circular. Este modo TE_{11} polarizado circularmente llega al desplazador de fase donde se verá reflejado y de esta acción se obtendrán dos ondas, como se mencionó antes, una llamada “controlada” y la otra “no controlada”. Esta onda “no controlada” llegará al polarizador circular para convertirse en un modo TE_{11} polarizado horizontalmente, para posteriormente llegar al filtro de polarización y en teoría ser disipado.

En contra parte, la onda “controlada” al llegar al polarizador circular es convertida a un modo TE_{11} polarizado verticalmente, atraviesa el filtro de polarización sin verse afectado y llega al analizador de redes, para poder medir así su magnitud y fase. Los cambios de fase medidos para los cuatro estados posibles del desplazador de fase se presentan en la Figura 5.13. Los errores de fase medidos para los cuatro estados en la banda de frecuencia de los 42.62 a 53.6 GHz se presentan en la Tabla 5.4.

Tabla 5. 4 Errores de fase para los cuatro estados posibles en desplazador de fase para banda V

Diodo OFF	Cambio de fase [°]	Errores de fase [°]
D1	0 (360)	± 0
D2	90	± 9.7
D3	180	± 10
D4	270	± 8.6

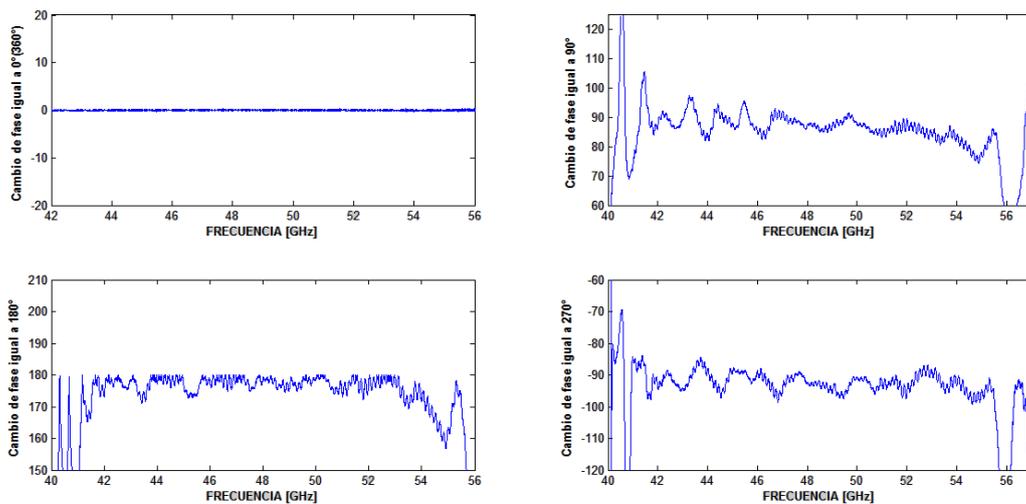


Figura 5. 13 Cambios de fase medidos proporcionados por el dispositivo trabajando como desplazador de fase

Las pérdidas de inserción del desplazador de fase al agregar el polarizador circular para los cuatro estados se observan en la Figura 5.14. Aquí las pérdidas de inserción del polarizador circular van a modificar distintos parámetros obtenidos de la Figura 5.11. Se tienen ahora pérdidas de inserción máximas de 2 dB para el rango de frecuencias de 42 a 54 GHz y las pérdidas de inserción mínimas para ese mismo rango de frecuencias son por 0.94 dB. El polarizador circular estaría añadiendo pérdidas por 0.12 dB.

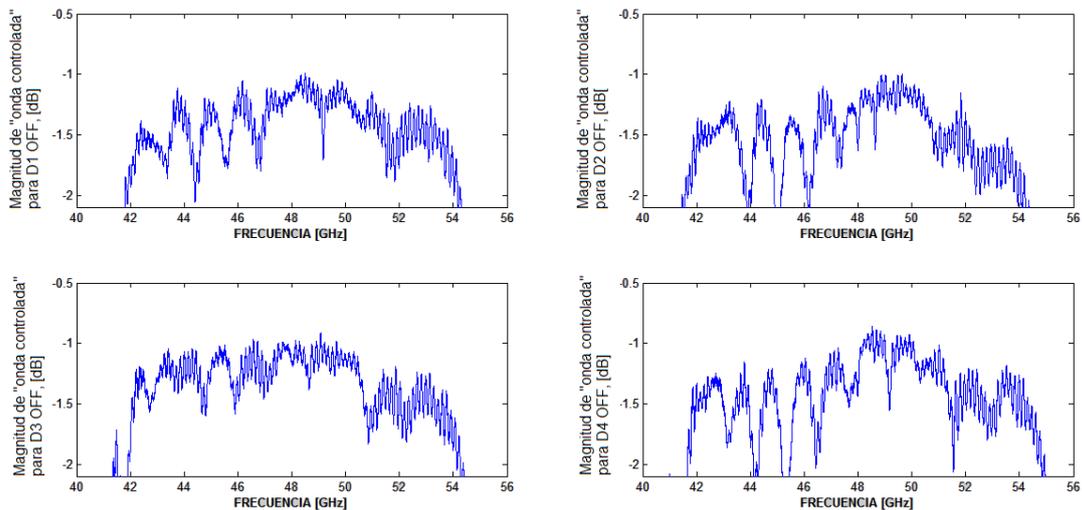


Figura 5. 14 Pérdidas de inserción medidas del desplazador de fase, incluyendo las pérdidas de inserción del polarizador circular

Comparando las Figura 5.11 y 5.14, se puede notar que en la última existe una serie de barandales que la primera no tiene. Esos barandales se atribuyen al ancho de banda del filtro de polarización, ya que es menor al ancho de banda de la onda “no controlada”, por lo que al llegar esa onda indeseable al filtro de polarización no la disipará toda, quedando restos de onda “no controlada” oscilantes en el circuito de medición, manifestándose gráficamente en forma de barandales.

Finalmente se muestra en la Tabla 5.5 una comparación del desplazador de fase hecho en el presente trabajo con respecto a otros proyectos, esto con el fin de saber que tan buenos fueron los resultados logrados. Como sea puede observar de todos los trabajos comparados, tenemos pérdidas de inserción menores a 1 dB, a pesar de usar diodos p-i-n. En donde se tiene una relativa desventaja es en el error de fase, ocupando el mejor tercer lugar de los resultados expuesto.

Tabla 5. 5 Comparación de desplazadores de fase en banda V

Año	Tecnología	P.I. [dB]	Error de fase [°]	Rango de frecuencia [GHz]
2002 [4]	MEMS	2.2	±6.5	50 - 75
2002 [5]	MEMS	4.2	±4.6	50 - 70
2009 [6]	CMOS	6.25	X	50 - 65
2011 [2]	CMOS-MEMS	2.5	±1	50 - 65
2013 [7]	RF-MEMS SP4T	2.2	±12.23	55 - 65
TESIS	DIODOS P-I-N	0.81	±10	42.62 - 53.6

X: error de fase no proporcionado

5.4 CONCLUSIONES

1.- Las frecuencias de resonancia medidas para los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} en el diafragma de control fabricado son: $f_{0\perp} = 50.7$ GHz y $f_{0\parallel} = 49.9$ GHz. Con respecto a las frecuencia teóricas de diseño ($f_{0\perp} = f_{0\parallel} = 50$ GHz) se tuvo un incremento de 0.7 GHz en el caso de $f_{0\perp}$ y un decremento de 0.1 GHz para $f_{0\parallel}$. Haciendo la comparación con las frecuencias obtenidas en la simulación ($f_{0\perp}=49.83$ y $f_{0\perp}=49.97$), $f_{0\perp}$ se incrementó en 0.87 GHz, mientras que $f_{0\parallel}$ disminuyo 0.07 GHz.

2.- Para el modo Reflectivo, se midieron pérdidas de inserción promedio por 0.74 dB, mientras que las pérdidas por regreso promedio fueron de 32.97 dB, ambos valores medidos en el intervalo de frecuencia de los 45 a 54 GHz.

3.- En modo Conmutación, para el intervalo de frecuencias de 40 a 60 GHz se midieron pérdidas de inserción promedio por 0.32 dB, mientras que para el aislamiento se midieron niveles promedio de 22.17 dB, provocando una reflexión aceptable de la señal a rechazar. Con respecto al tiempo de conmutación se midió un tiempo bastante aceptable de 150 ns, superado únicamente por [3] con un tiempo de 250 ns.

4.- Las magnitudes medidas de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para el desplazador de fase, presentan su respectiva magnitud en -1 dB aproximadamente, teniendo pequeñas variaciones de -0.3 dB entre ambas. Para el rango de frecuencias de 42.62 a 53.6 GHz, las pérdidas de inserción máximas son de 1.46 dB, mientras que las pérdidas de inserción mínimas promedio son igual a 0.81 dB para ese mismo intervalo de frecuencias.

5.- Recordando, el desplazador de fase diseñado es de 2-bits, se midieron los cuatro cambios de fase generados por el desplazador fabricado. Los resultados medidos concordaron satisfactoriamente con los propuestos, es decir, se obtuvieron cambios de fase igual a: 0° (360°), 90° , 180° y 270° . Los errores de fase medidos en el intervalo de frecuencias de 42.62 a 53.6 GHz, para los cuatro casos son: 0° , $\pm 9.7^{\circ}$, $\pm 10^{\circ}$ y $\pm 8.6^{\circ}$; respectivamente. Por lo tanto, el máximo error de fase en nuestro desplazador es de $\pm 10^{\circ}$.

6.- La adición del polarizador circular modificó muchos de los parámetros medidos para el desplazador de fase, por ejemplo las pérdidas de inserción máximas pasaron 1.46 a 2 dB, en el rango de los 42 a 54 GHz. Mientras que para ese mismo rango de frecuencias, las pérdidas de inserción mínimas pasaron de 0.81 a 0.91 dB. Por lo que la adición del polarizador circular tuvo una repercusión considerable en las pérdidas de inserción del desplazador de fase, justificándose por trabajar a tan altas frecuencias.

5.5 REFERENCIAS

[1] V-band reflection type phase shifters using micromachined CPW coupler and RF switches. Jae-Hyoung Park; Hong-Teuk Kim; Wooyeol Choi; Youngwoo Kwon ; Yong-Kweon Kim. Microelectromechanical Systems, Journal of. Volume: 11. Issue:6 . DOI: 10.1109/JMEMS.2002.805042. Publication Year: 2002, Page(s): 808 - 814. Cited by: Papers (8).

- [2] A 60-GHz 2-bit Switched-Line Phase Shifter Using SP4T RF-MEMS Switches
Songbin Gong; Hui Shen ; Barker, N.S. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. Volume: 59, Issue: 4, Part: 1. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2112374. Publication Year: 2011, Page(s): 894 - 900
Cited by: Papers (5).
- [3] QUINSTAR TECHNOLOGY, INC. <http://quinstar.com/millimeter-wave/waveguide-pin-switch-qssqsd-series/>. Fecha de consulta: 17/08/2014.
- [4] V-band 2-b and 4-b low-loss and low voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air-metal capacitors. Hong-Teuk Kim; Jae-Hyoung Park; Sanghyo Lee; Seongho Kim; Jung-Mu Kim; Yong-Kweon Kim; Youngwoo Kwon. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume: 50, Issue: 12. DOI: 10.1109/TMTT.2002.805285. Publication Year: 2002, Page(s): 2918 – 2923. Cited by: Papers (24).
- [5] A Compact V-band 2-bit reflection-type MEMS phase shifter. Hong-Teuk Kim; Jae-Hyoung Park; Jounghwa Yim; Yong-Kweon Kim; Youngwoo Kwon. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE. Volume: 12, Issue: 9 DOI: 10.1109/LMWC.2002.803198. Publication Year: 2002, Page(s): 324 - 326
Cited by: Papers (14) | Patents (3).
- [6] Millimeter-Wave Reflective-Type Phase Shifter in CMOS Technology. Biglarbegan, B.; Nezhad-Ahmadi, M.R.; Fakharzadeh, M.; Safavi-Naeini, Safieddin. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE. Volume: 19, Issue: 9 DOI: 10.1109/LMWC.2009.2027065. Publication Year: 2009, Page(s): 560 - 562
Cited by: Papers (15).
- [7] A V-Band Three-State Phase Shifter in CMOS-MEMS Technology. Chia-Chan Chang; Ying-Chiuan Chen; Sheng-Chi Hsieh. Microwave and Wireless Components Letters, IEEE. Volume: 23, Issue: 5. DOI: 10.1109/LMWC.2013.2253309. Publication Year: 2013, Page(s): 264 - 266
Cited by: Papers (1).

CONCLUSIONES GENERALES

1.- En la banda V se pueden fabricar antenas compactas de gran directividad. Esa particularidad resulta ser de gran interés en radares compactos de control para sistema de combate, radares anticolidión para automóviles y helicópteros, así como comunicaciones WLAN. En esta banda se tiene una capacidad espectral grande, lo cual permite alcanzar grandes velocidades de transmisión mínima de hasta 1 Gb/s.

2.- A diferencia de otros tipos de desplazadores, los que trabajan con elementos espirafase resultan tener los costos de fabricación más bajos. Con este tipo de desplazadores no es necesario usar elementos como líneas retardadoras o cargas reactivas para generar desplazamientos de fase, solo necesita la posición angular del elemento espirafase que proporciona el cambio de fase deseado, lo que se traduce en una disminución de las pérdidas de inserción. También con los desplazadores espirafase podemos controlar la onda reflejada, no solo cambiando la fase como ya se ha mencionado, sino que también se puede modificar la amplitud de la onda reflejada.

3.- En la elección del conmutador a utilizar teníamos básicamente tres opciones: diodos p-i-n, FETs y MEMS. A pesar de que los conmutadores MEMS tienen mejores características, se eligió a los conmutadores de diodos p-i-n por ser una tecnología más probada, no requieren voltajes de actuación tan altos y el tiempo de conmutación es muy pequeño (aproximadamente 150 ns). En la banda de trabajo tuvo un factor de calidad igual a 5003, pérdidas de inserción y aislamiento igual a 0.08 y 17.21 dB en 50 GHz, respectivamente.

4. Con ayuda del software CST Microwave Studio se simuló el accionar del diafragma de control, para ello se tuvo que introducir los valores dimensionales de los stubs y ranura resonante tipo anillo, así como los parámetros eléctricos del substrato a utilizar. El diseño realizado fue exitoso, ya que se obtuvieron pérdidas de inserción para la “onda controlada” igual a 0.67 dB para el rango de frecuencias de 43 a 54.12 GHz. Además, mediante el mismo software pudimos optimizar la diferencia de fases entre los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , obteniendo una diferencia de $180\pm 30^{\circ}$.

5.- Usar la aproximación de arreglo infinito para obtener las características de escaneo del arreglo reflectivo con elementos abiertos es muy acertada. En primer lugar porque en base a las características del arreglo infinito podemos predecir las del arreglo grande (coeficiente de interacción entre elementos, ángulo máximo de escaneo, etc.) pues las de este último son muy próximas a las del arreglo infinito. El segundo motivo es que el análisis de un arreglo infinito se hace mediante herramientas matemáticas muy conocidas lo que nos permite modelar el fenómeno físico con relativa facilidad y generar códigos computacionales que no demanden altos recursos de hardware y grandes tiempos de procesamiento.

6.- De la comparativa hecha entre la retícula triangular y rectangular, la que presenta mejores características es la primera. Para retícula triangular en el rango de los 42.46 a 52.78 GHz se obtuvieron pérdidas de inserción mínimas de 0.43 dB y una diferencia de fases entre Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} igual a $180 \pm 11.3^{\circ}$. Mientras que para la retícula rectangular en el rango de los 42.2 a 54 GHz sus pérdidas de inserción mínimas fueron iguales a 0.58 dB y su diferencia de fases entre Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} fue igual $180 \pm 25^{\circ}$. Ya que se eligió el tipo de retícula, con ayuda de la aproximación de arreglo infinito se calculó el ángulo de escaneo máximo y coeficiente de conversión. El ángulo de escaneo máximo obtenido en la celda periódica grande de 99 elementos fue de 35.9° para $L_{Cmax} = -1.96$ dB en el intervalo de 47.75 a 50.25 GHz.

7.- A diferencia de otras técnicas de fabricación, con la litografía se tiene un control de calidad mucho mayor, ya que los pasos de fabricación pueden ser interrumpidos para observar la calidad de los resultados en cada proceso. La resolución obtenida en las impresiones de las figuras de las distintas mascarar fue excelente, ya que se utilizó equipo de alta tecnología. Muestra de los buenos resultados son, por ejemplo, el ancho de $70 \mu\text{m}$ de las pistas de polarización, espesor de $6 \mu\text{m}$ de las islas de cyclotene o la definición de stubs cuyas dimensiones son: $d=0.5$ mm, $h=0.1$ mm, $e=0.3$ mm y $g=0.15$ mm.

8.- Debido a las dimensiones del diafragma de control, el proceso de armado para someterlo a prueba fue complicado. Se tuvo que hacer uso de instrumentos de precisión para ser muy cuidadosos al separar el diafragma de la oblea y no dañar con algún corte el cobre o deformar la circunferencia, pues recordemos que el diámetro del diafragma es de 4.78 mm. También se optimizó el proceso de estañado, ya que la forma anterior de hacerlo llevaba mucho tiempo y esfuerzo, pues la presentación del estaño lo hacía muy difícil de manipular, especialmente en zonas como el filtro de polarización.

9.- Las frecuencias de resonancia obtenidas para los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} en el diafragma de control fabricado son: $f_{0\perp} = 50.7$ GHz y $f_{0\parallel} = 49.9$ GHz. Con respecto a las frecuencia teóricas de diseño ($f_{0\perp} = f_{0\parallel} = 50$ GHz) se tuvo un incremento de 0.7 GHz en el caso de $f_{0\perp}$ y un decremento de 0.1 GHz para $f_{0\parallel}$. Haciendo la comparación con las frecuencias obtenidas en la simulación ($f_{0\perp}=49.83$ y $f_{0\perp}=49.97$), $f_{0\perp}$ se incrementó en 0.87 GHz, mientras que $f_{0\parallel}$ disminuyo 0.07 GHz.

10.- Para el modo Reflectivo se midieron pérdidas de inserción promedio por 0.74 dB, mientras que las pérdidas por regreso promedio fueron de 32.97 dB. En modo Conmutación, para el intervalo de frecuencias de 40 a 60 GHz se obtuvieron pérdidas de inserción promedio por 0.32 dB, mientras que para el aislamiento se midieron niveles promedio de 22.17 dB, provocando una reflexión aceptable de la señal a rechazar. Con respecto al tiempo de conmutación se midió un tiempo bastante aceptable de 150 ns, superado únicamente por [3] con un tiempo de 250 ns.

11.- Las magnitudes medidas de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} para el desplazador de fase, presentan su respectiva magnitud en -1 dB aproximadamente, teniendo pequeñas variaciones de -0.3 dB entre ambas. Para el rango de frecuencias de 42.62 a 53.6 GHz, las pérdidas de inserción máximas son de 1.46 dB, mientras que las pérdidas de inserción mínimas obtenidas son igual a 0.81 dB. Los cambios de fase medidos son igual a: 0° (360°), 90° , 180° y 270° ; teniendo errores de fase para el rango de frecuencias de los 42.62 a 53.6 GHz, por: 0° , $\pm 9.7^{\circ}$, $\pm 10^{\circ}$ y $\pm 8.6^{\circ}$; respectivamente. Por lo tanto, el máximo error de fase en nuestro desplazador es de $\pm 10^{\circ}$.

12.- La adición del polarizador circular modifíco muchos de los parámetros medidos para el desplazador de fase, por ejemplo, las pérdidas de inserción máximas pasaron 1.46 a 2 dB, en el rango de los 42 a 54 GHz. Para ese mismo rango de frecuencias, las pérdidas de inserción mínimas pasaron de 0.81 a 0.91 dB. Por lo que la adición del polarizador circular tuvo una repercusión considerable en las pérdidas de inserción del desplazador de fase, justificándose por trabajar a tan altas frecuencias.

Por todos los puntos mencionados se puede concluir finalmente que se cumple con el objetivo planteado, es decir, diseñar y fabricar elementos reflectivo y desplazadores de fase de bajas pérdidas, con errores de fase pequeños, bajos niveles de modulación de magnitud parásita y compatible con la tecnología de fabricación de los circuitos impresos.



APÉNDICE

En esta sección el lector podrá encontrar las hojas de especificaciones de distintos elementos usados en la fabricación del desplazador de fase en guía de onda circular, los cuales son:

- Diodo p-i-n HPND-4005.
- Cyclotene serie 4000.
- Laminados de alta frecuencia Rogers RT/duroid 5870/5880.

HPND- 4005
Beam Lead PIN Diode



Data Sheet

Description

The HPND-4005 planar beam lead PIN diode is constructed to offer exceptional lead strength while achieving excellent electrical performance at high frequencies. High beam strength offers users superior assembly yield, while extremely low capacitance allows high isolation to be realized.

Nitride passivation and polyimide coating provide reliable device protection.

Applications

The HPND-4005 beam lead PIN diode is designed for use in stripline or microstrip circuits. Applications include switching, attenuating, phase shifting, limiting, and modulating at microwave frequencies. The extremely low capacitance of the HPND-4005 makes it ideal for circuits requiring high isolation in a series diode configuration.

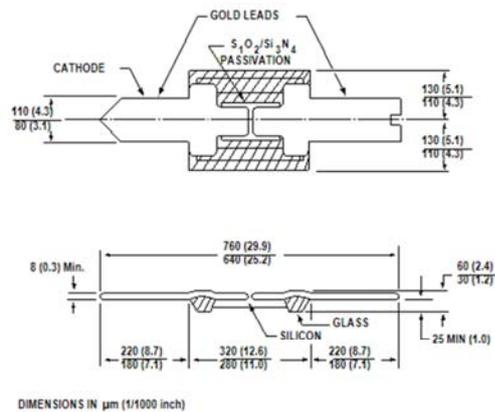
Maximum Ratings

Operating Temperature	-65°C to +175°C
Storage Temperature	-65°C to +200°C
Power Dissipation at TCASE = 25°C (Derate linearly to zero at 175°C.)	250 mW
Minimum Lead Strength	4 grams pull on either lead
Diode Mounting Temp	220°C for 10 sec. max.

Features

- High Breakdown Voltage: 120 V Typical
- Low Capacitance: 0.017 pF Typical
- Low Resistance: 4.7 Ω Typical
- Rugged Construction: 4 Grams Minimum Lead Pull
- Nitride Passivated

Outline 21



Electrical Specifications at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Part Number	Breakdown Voltage V_{BR} (V)		Series Resistance R_s (Ω) ^(1,2)		Capacitance C_T (pF) ^(1,2)		Forward Voltage V_F (V)	Reverse Current I_R (nA)	Minority Carrier Lifetime τ (ns) ⁽²⁾	
	Min.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Max.	Max.	Min.	Typ.
HPND-4005	100	120	4.7	6.5	0.017	0.02	1.0	100	50	100
Test Conditions	$I_R = 10 \mu\text{A}$		$I_F = 20 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ MHz}$		$V_R = 10 \text{ V}$ $f = 10 \text{ GHz}$		$I_F = 20 \text{ mA}$	$V_R = 30 \text{ V}$	$I_F = 10 \text{ mA}$ $I_R = 6 \text{ mA}$	

Notes:

- Total capacitance calculated from measured isolation value in a series configuration.
- Test performed on packaged samples.

Typical Parameters

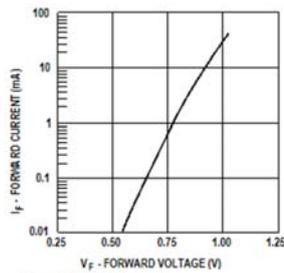


Figure 1. Typical Forward Conduction Characteristics.

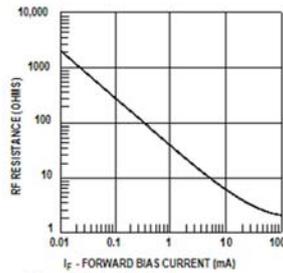


Figure 2. Typical RF Resistance vs. Forward Bias Current.

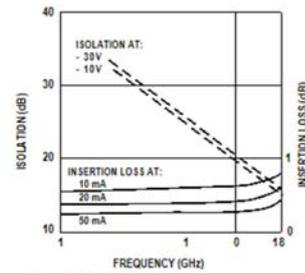


Figure 3. Typical Isolation and Insertion Loss in the Series Configuration ($Z_0 = 50 \Omega$).

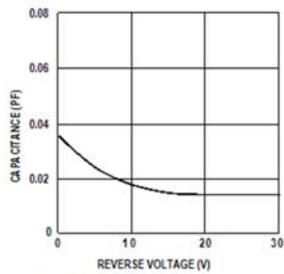


Figure 4. Typical Capacitance at 10 GHz vs. Reverse Bias.

Bonding and Handling Procedures for Beam Lead Diodes

1. Storage

Under normal circumstances, storage of beam lead diodes in Avago-supplied wafer/gel packs is sufficient. In particularly dusty or chemically hazardous environments, storage in an inert atmosphere desiccator is advised.

2. Handling

In order to avoid damage to beam lead devices, particular care must be exercised during inspection, testing, and assembly. Although the beam lead diode is designed to have exceptional lead strength, its small size and delicate nature requires that special handling techniques be observed so that the devices will not be mechanically or electrically damaged. A vacuum pickup is recommended for picking up beam lead devices, particularly larger ones, e.g., quads. Care must be exercised to assure that the vacuum opening of the needle is sufficiently small to avoid passage of the device through the opening. A # 7 tip is recommended for picking up single beam lead devices. A 10X magnification is needed for precise positioning of the tip on the device. Where a vacuum pickup is not used, a sharpened wooden Q-tip dipped in isopropyl alcohol is very commonly used to handle beam lead devices.

3. Cleaning

For organic contamination use a warm rinse of trichloroethane, or its locally approved equivalent, followed by a cold rinse in acetone and methanol. Dry under infrared heat lamp for 5–10 minutes on clean filter paper. Freon degreaser, or its locally approved equivalent, may replace trichloroethane for light organic contamination.

- Ultrasonic cleaning is not recommended.
- Acid solvents should not be used.

4. Bonding

Thermocompression: See Application Note 979 "The Handling and Bonding of Beam Lead Devices Made Easy". This method is good for hard substrates only.

Wobble: This method picks up the device, places it on the substrate and forms a thermo-compression bond all in one operation. This is described in the latest version of MIL-STD-883, Method 2017, and is intended for hard substrates only.

Resistance Welding or Parallel-GAP Welding: To make welding on soft substrates easier, a low pressure welding head is recommended. Suitable equipment is available from HUGHES, Industrial Products Division in Carlsbad, CA.

Epoxy: With solvent free, low resistivity epoxies (available from ABLESTIK and improvements in dispensing equipment, the quality of epoxy bonds is sufficient for many applications.

5. Lead Stress

In the process of bonding a beam lead diode, a certain amount of "bugging" occurs. The term **bugging** refers to the chip lifting away from the substrate during the bonding process due to the deformation of the beam by the bonding tool. This effect is beneficial as it provides stress relief for the diode during thermal cycling of the substrate. The coefficient of expansion of some substrate materials, specifically soft substrates, is such that some bugging is essential if the circuit is to be operated over wide temperature extremes.

Thick metal clad ground planes restrict the thermal expansion of the dielectric substrates in the X-Y axis. The expansion of the dielectric will then be mainly in the Z axis, which does not affect the beam lead device. An alternate solution to the problem of dielectric ground plane expansion is to heat the substrate to the maximum required operating temperature during the beam lead attachment. Thus, the substrate is at maximum expansion when the device is bonded. Subsequent cooling of the substrate will cause bugging, similar to bugging in thermocompression bonding or epoxy bonding. Other methods of bugging are preforming the leads during assembly or prestressing the substrate.

For product information and a complete list of distributors, please go to our web site: www.avagotech.com

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies, Limited in the United States and other countries.
Data subject to change. Copyright © 2006 Avago Technologies, Limited. All rights reserved. Obsoletes 5965-8877E
AV01-0593EN - October 12, 2006





CYCLOTENE* 4000 Series Advanced Electronic Resins (Photo BCB)

Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series Photo BCB Resins DS2100 Puddle Develop Process

1. Introduction

The CYCLOTENE 4000 Series advanced electronic resins are I-line-, G-line-, and broad band-sensitive photopolymers that have been developed for use as dielectrics in thin film microelectronics applications. These polymers are derived from B-staged bisbenzocyclobutene (BCB) chemistry and have final film properties that are similar to the dry etchable 3000 series. Products are listed in Table 1. Note that, for the thicker and thinner XUS products, the DS2100 develop process described in this guide is possible but immersion develop with D3000 is preferred. Please see our related immersion develop processing guide for more details on this process. Properties of CYCLOTENE resins are shown in Tables 2-4 and Figure 1. Additional information on CYCLOTENE resins can be found on the web site, www.cyclotene.com

Table 1. Photo-BCB Formulations

CYCLOTENE resin	Viscosity (cSt)	Cured Thickness ¹ (µm)
XUS35078 type 2	96	1.8 – 3.6
4022-25	34	0.8 – 1.8
4022-35	192	2.5 – 5.0
4024-40	350	3.5 – 7.5
4026-46	1100	7.0 – 14.0
XUS35078 type 3	1950	15 – 30

¹ Not to be construed as product specification

*Trademark of The Dow Chemical Company

Table 2. Electrical and Thermal Properties of Photo-BCB (CYCLOTENE 4000 resin series)

Property	Value
Dielectric constant (1kHz – 20GHz)	2.65
Dissipation factor	0.0008
Breakdown voltage	5.3 MV/cm
Leakage current	4.7 x 10 ⁻¹⁰ A/cm ² at 1.0 MV/cm
Volume resistivity	1 x 10 ¹⁹ Ω-cm
Thermal conductivity	0.29 W/m ² K at 24°C
Thermal stability	1.7% weight loss per hour at 350°C

Table 3. Mechanical Properties of Photo-BCB (Cyclotene 4000 resin series)

Property	Value
CTE	42 ppm/°C at 25°C
Tg	>350°C
Tensile modulus	2.9 ± 0.2 GPa
Tensile strength	87 ± 9 MPa
Elongation at break	8 ± 2.5%
Poisson ratio	0.34
Stress on Si at 25°C	28 ± 2 MPa

**1.1 Material Arrival and Storage**

Photosensitive CYCLOTENE advanced electronic resins are shipped frozen in dry ice. If your

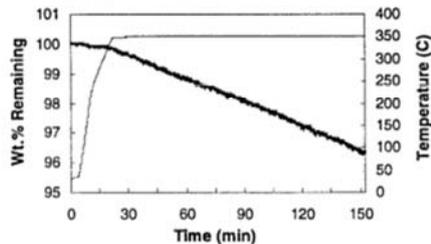
shipment arrives with no dry ice and is warm, please contact your local Dow representative.

Table 4. Equilibrium wt % Water in Photo-BCB at Various RH at 23°C

CYCLOTENE resin	Film thickness (µm)	Relative Humidity (%)		
		30	54	84
4024-40	5	0.061	0.075	0.14
4026-46	10	0.058	0.077	0.14
4026-46	20	0.050	0.082	0.14

Table 5. Recommended Storage Temperatures and Times

Storage Need	Temperature	Shelf Life
Long term	Freezer (-15°C)	12-18 months from date of manufacture
Medium term	Refrigerator (4°C)	1-2 months
Short term	Clean room (20°C)	5-10 days

Figure 1. Weight loss from a 10µm film of CYCLOTENE 4026-46 resin by isothermal TGA under nitrogen at 350°C

Precipitation of a photo additive can sometimes occur with CYCLOTENE 4022-35, and occasionally with CYCLOTENE 4024-40. The additive readily re-dissolves upon warming to room temperature. Should this occur, some gentle mixing of the contents is desirable to ensure a homogeneous solution. See our application note on bottle rolling procedures for more information. An alternative is to remove the product from the dry ice and store it at -

30°C to -40°C, as we have found that it is the transition from -78°C to -15°C that tends to initiate crystallization. Allowing the material to warm to room temperature before placing in the freezer also helps avoid precipitation.

1.2 Storage

As photosensitive CYCLOTENE resin ages, the spun-on thickness, and the develop end point, will gradually increase. The lifetime is based on the criterion of less than 5% change in thickness. Resins should be allowed to equilibrate to room temperature before use. Recommended storage conditions and times are shown in Table 5.

2. PROCESSING

Several process options are available, and are shown in Figure 2. Process A uses a hot plate soft bake and includes a develop end point monitor with each lot. Process B uses a hot plate soft bake and a pre-develop bake to stabilize the develop end point. (See below for further description of these process options.) An oven soft bake is also possible. The process that you choose is dependent on tool capabilities and manufacturability requirements.



Step 1. Surface Preparation

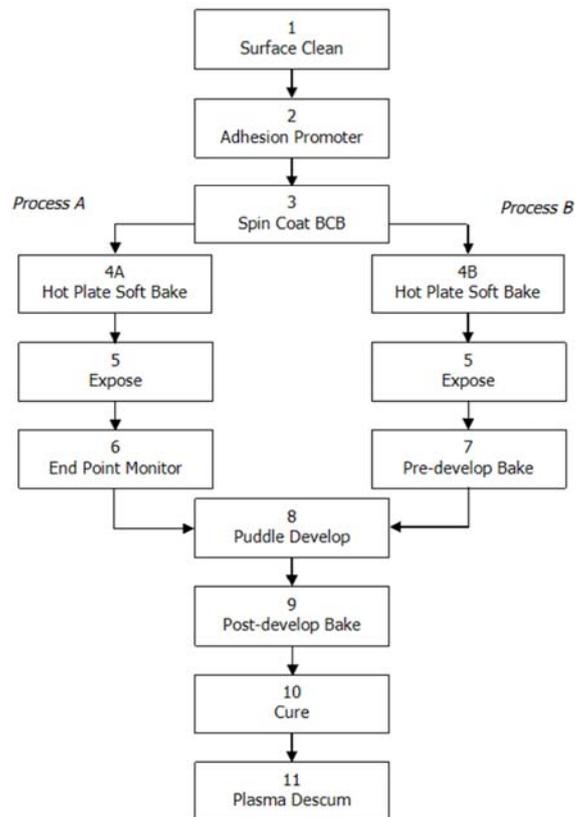
Substrates to be coated with CYCLOTENE resin should be free of all organic impurities and other contaminations prior to coating. A clean surface is important to ensure good adhesion. An example of a cleaning procedure is an oxygen

plasma clean, followed by dump rinse and spin-rinse dry.

Step 2. Adhesion Promoter

Adhesion promoter is recommended whenever the resin is to be adhered to any exposed metal or inorganic (silicon oxide, silicon nitride, alumina) surfaces. For example, we recommend

Figure 2. Process Flows for CYCLOTENE 4000 Series Advanced Electronic Resins





adhesion promoter application between multiple coatings of BCB if there is metal sandwiched between the two BCB layers. The recommended adhesion promoter is AP3000, which is an organosilane coupling agent in an organic solvent. It comes pre-mixed and does not require further mixing or dilution.

We recommend the use of AP3000 for most surfaces, including silicon oxide, silicon nitride, silicon oxynitride, aluminum, copper, titanium and chromium.

Adhesion promoter is applied by dispensing statically or dynamically to cover the surface of the wafer. The wafer is then spun dry at 3000 rpm for 10-20 seconds.

Though often not required, the adhesion to surfaces such as silicon nitride, silicon oxide, copper, and aluminum, can be enhanced by baking the adhesion promoter for 30 seconds at 100 - 150°C, depending on surface, prior to BCB application. Please see our application note "Processing Procedures for BCB Adhesion" for more details on adhesion of BCB to various surfaces.

NOTE: Vapor prime adhesion promoters developed for photoresists (e.g., HMDS) do not work with the CYCLOTENE family of resins.

Step 3. BCB Coating

3.1 Equipment

It is recommended that coaters be equipped with two dispense heads (CYCLOTENE resin and adhesion promoter), backside rinse and EBR capability, hot plates and bowl exhaust.

3.2 Coating Process

Photo BCB films are spun onto the substrate directly after the adhesion promoter application and spin dry. The precise conditions used to deposit the resins (e.g. spin speed) will vary according to the final film thickness desired and which formulation of resin is being used. Table 6

shows thickness vs spin speed for CYCLOTENE 4022-35, 4024-40, and 4026-46 resins after soft bake (see section 4) and final thickness after exposure, development, and cure. Most of the loss in film thickness in the final, cured film occurs during the develop step. The loss in film thickness during the cure step (other than removal of residual developer solvent) is less than 5%. The thicknesses in Table 6 were determined using an open spin bowl. If a covered or closed cup coater is used, the thicknesses will differ and will depend on spin time as well as spin speed. Figure 3 shows a comparison of film thickness using open and closed bowl configurations.

Thicknesses of the XUS photosensitive products are shown in Table 7.

Final hard cured film thickness is also a function of subsequent processing steps, including soft bake conditions, exposure dose and development as explained in those sections below.

3.3 Dispense Resin

Dispense a puddle of resin of 1-5 ml (depending on topography, substrate size and resin viscosity) onto the center of the wafer. Either static or dynamic dispense (10-100 rpm) can be used. Alternatively, a reverse radial dispense can be used, which has been found to improve the material usage efficiency.

3.4 Spread

Increase the substrate speed to 500 rpm for about 5-10 seconds to spread the resin out from the center of the substrate.

3.5 Spin

Increase the substrate speed to a rate that will achieve the desired pre-exposure thickness (see Tables 6, 7). Backside rinse during spin of CYCLOTENE 4026-46 resin during the spin process will help suppress polymer filament ("cotton candy") formation.



Table 6. Typical CYCLOTENE 4000 Series advanced electronic resin thicknesses after soft bake, and final thicknesses after full photo processing and hard cure (not to be construed as product specification).

Spin speed (rpm)	4022-35 thickness (µm)		4024-40 thickness (µm)		4026-46 thickness (µm)	
	After soft bake	Final thickness	After soft bake	Final thickness	After soft bake	Final thickness
1500	2.4	5.2	10.2	7.2	18.5	14.2
2000	2.0	4.3	8.4	5.9	15.2	11.6
2500	1.83	3.8	7.4	5.2	13.3	10.2
3000	1.60	3.4	6.7	4.8	12.2	9.4
3500	1.41	3.1	6.2	4.4	11.3	8.7
4000	2.9	5.8	4.1	4.1	10.6	8.1
5000	2.6	5.2	3.7	3.7	9.4	7.3

Table 7. Thicknesses of XUS35078 photo-sensitive products after soft bake

Spin speed (rpm)	XU35078 type 2 thickness (µm)	XU35078 type 3 thickness (µm)
1000	6.22	37.3
1500	4.60	27.2
2000	3.90	21.3
2500	3.53	18.2
3000	3.11	15.8
3500	2.92	14.5
4000	2.72	13.4

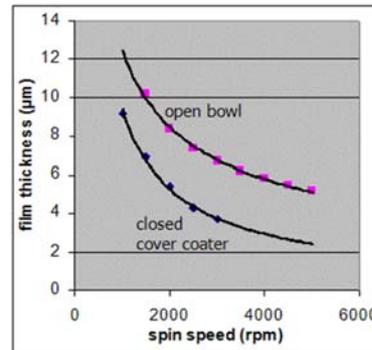


Figure 3. Spin curves of CYCLOTENE 4024-40 resin in open and closed bowl configurations. Spin time was 30 seconds.

3.6 Edge bead removal and backside rinse

Decrease the substrate speed to 600-1000 rpm and dispense the backside solvent (T1100 Rinse Solvent) for 5-10 seconds to remove any contamination from the back side of the substrate and remove the "bead" that has formed on the front side edge. Increase the speed and spin for 10 seconds to dry (do not exceed the original spin speed). Top side edge bead removal can also be used, either from a dispense head on a track or manually with a syringe.

**Step 4. Soft Bake**

After spin coating, the films should be heated for a short period of time to drive out residual solvent. The specific time and temperature are dependent on the composition of the substrate as well as the thickness of the film. This can be done on a hot plate, in conjunction with a develop end point monitor (Step 4A) or in conjunction with a pre-develop bake (Step 4B). Either Step 4A or Step 4B is used and correspond to Process A and B in Figure 2, respectively. The soft bake is normally carried out immediately after spin coating.

If rework is needed after coat and soft bake, the film can be stripped with T1100 Rinse Solvent. Either a puddle process on a track or immersion in a tank can be used. DS2100 developer can also be used to remove an unexposed film.

Step 4A. Hot plate soft bake; develop end point monitor (Process A)

The recommended hot plate bake temperature depends on the thickness of the film after coat and bake. Recommended bake temperatures when using the end point monitor process are shown in Table 8. The end point monitor process is explained in more detail in Step 6. These are suggested guidelines; with the develop end point monitor process the soft bake temperature is not critical. The soft bake time and temperature will, however, have an effect on the subsequent processing. A higher soft bake temperature will lead to a longer develop time, a slight decrease in final film thickness, and a slight decrease in the amount of scum left behind after develop.

Step 4B. Hot plate soft bake, pre-develop bake process (Process B)

The recommended hot plate bake temperatures when using a pre-develop bake process (Step 7) are shown in Table 9. Bake temperatures higher than those indicated in Table 9, when used in conjunction with a pre-develop bake, can lead to cracking of the film.

Step 5. Exposure

Note that CYCLOTENE resins are negative acting, i.e., the exposed regions are crosslinked and will remain behind after development.

After the soft bake, the substrates should be cooled to room temperature before photolithography. The photo-BCB films should be given an exposure dose appropriate for the thickness of the film. Typical exposure doses for photo-BCB films are given in Table 10. For example, a film of CYCLOTENE 4024-40 spun at 2500 rpm will have a thickness after soft bake of 7.4 μ m, thus, the recommended dose will be 25 mJ/cm²/μm x 7.4μm = 185 mJ/cm².

These doses were based on intensity measured at I-line and were determined on a proximity/contact aligner with broad-band exposure. Exposure dose and focus (gap setting for proximity printers, focal offset for steppers or projection printers) will have an effect on film quality, resolution, and side wall slope. If exposure tools with only I-line or only G-line radiation are used (e.g., steppers), a higher exposure dose will be needed. Narrow band I-line steppers give good results with thin films (<5mm), but the process window becomes smaller as the thickness increases. On broad band steppers, G/H-line exposure is preferred, and I-line exposure is not recommended. Note that when the coating thickness varies due to topography on the wafer, the exposure dose should be based on the thickness of the thickest regions. Note also that these recommended doses were determined on silicon substrates. Re-optimization of the dose may be necessary based on substrate roughness and reflectivity (e.g., ceramic substrates, varying topology).

Exposure can be performed essentially immediately after soft bake, as soon as the wafer has cooled to room temperature. The delay time between soft bake and exposure can be at least 24 hours with no adverse effects. Slight film thickness drift, and CD loss, may be seen at longer delay times.

When fabricating multilayer devices, BCB is deposited on top of BCB. In these cases, higher exposure doses are often needed for the second and subsequent BCB layers, because of absorption of light by the underlying BCB and loss of reflected light. Insufficient exposure can lead to wrinkling of the film during the develop step.

**Table 8.** Hot plate soft bake temperatures for end point monitor process. All bakes are for 90 seconds.

CYCLOTENE resin pre-exposure thickness (μm)	Hot plate bake temp ($^{\circ}\text{C}$)
<4.5	70
4.6 – 6.6	75
6.7 – 8.7	80
8.8 – 10.0	85
10.1 – 11.4	90
11.5 – 15.6	95
>15.6	100

Table 9. Hot plate soft bake temperatures for pre-develop bake process. All bakes are for 90 seconds.

CYCLOTENE resin pre-exposure thickness (μm)	Hot plate bake temp ($^{\circ}\text{C}$)
<4.5	60
4.6 – 6.6	65
6.7 – 8.7	70
8.8 – 10.0	75
10.1 – 11.4	80
11.5 – 15.6	85
>15.6	90

Table 10. Exposure dose for CYCLOTENE 4000 series resins (broad band exposure, measured at I-line)

CYCLOTENE resin	Exposure Dose (mJ / cm^2 per μm of pre-exposure film thickness)
4022-35	20 mJ/cm^2 per μm
4024-40	25 mJ/cm^2 per μm
4026-46	60 mJ/cm^2 per μm

Table 11. Hot plate pre-develop bake temperatures

CYCLOTENE resin pre-exposure thickness (μm)	Pre-develop bake temp ($^{\circ}\text{C}$)
<4.5	50
4.6 – 6.6	55
6.7 – 8.7	60
8.8 – 10.0	65
10.1 – 11.4	70
11.5 – 15.6	75
>15.6	80

Step 6. End Point Monitor (Process A)

If a pre-develop bake is not used, it is recommended that the end point time be established for each processing lot. The time can be determined by including a monitor substrate with the lot of substrates being processed. The monitor substrate is preferably a blank silicon wafer. This wafer is coated and baked identically to the other substrates, but should *not* be exposed. This wafer is developed as described in Step 8 below while looking for the time to endpoint. The end point “clearing” will show up as the end of a colored interference fringing pattern moving across the surface of the wafer. Without an end point monitor wafer (unexposed substrate), this effect is difficult or impossible to see on patterned and exposed substrates. Figure 4 shows the increase of the develop end point time as a function of the time delay between soft bake and develop, when a wafer has been left at room temperature.

Step 7. Pre-Develop Bake (Process B)

Before solvent development, a hot plate bake step can be added to stabilize the development end point time. Without this bake, the development end point time will increase as the film sits at room temperature, and is thus dependent on the time delay between process steps (see Figure 4). Pre-develop bake temperatures for different film thicknesses are shown in Table 11. Note that these temperatures are 10°C lower than the soft bakes shown in Table 9. The pre-develop bake temperature should be approximately 30 seconds in duration. The pre-develop bake must be carried out immediately before developing the wafer, otherwise the end point will again drift toward longer times. However, the process is reversible and another



pre-develop bake will again reset the end point. In addition to the time delay, the actual end point will be a function of film thickness, soft bake time and temperature, and developer temperature. For this reason a develop end point cannot be precisely defined here; each user will have to determine the end point at their facility on their tool set by developing at least one monitor substrate. A pre-develop bake will eliminate develop end point variation due to time delays. The user should realize that, in addition, the variables listed above need to be stable and controlled to achieve a uniform develop end point.

Step 8. Develop

Pattern development after exposure can be accomplished by puddle, immersion, or spray techniques. This processing guide is based on a puddle develop process. Please refer to "Processing Procedures for CYCLOTENE 4000 Series Photosensitive Resins (Immersion Develop)" for immersion development processing guidelines.

Puddle development uses DS2100 developer; immersion development uses DS3000 developer. These developers cannot be interchanged.

Develop can follow immediately after exposure; no wait time is needed. The delay time between exposure and develop can be at least 48 hours with no adverse effects. Some slight thickness drift, and CD loss, may be seen at longer delay times.

Figure 4. Increase in develop end point time as a function of delay time between soft bake and develop (CYCLOTENE 4024-40, 7.4 μ m soft bake thickness, no pre-develop bake).

8.1 Dispense DS2100 developer solvent

Place the exposed substrate onto the chuck of the spin coater or track coater and dispense a puddle of developer onto the surface. Slow rotation of the substrate (50 rpm) helps to spread the solvent front. Sufficient developer is applied to allow the puddle to completely cover the wafer (10-15 ml for a 6" wafer).

8.2 Develop

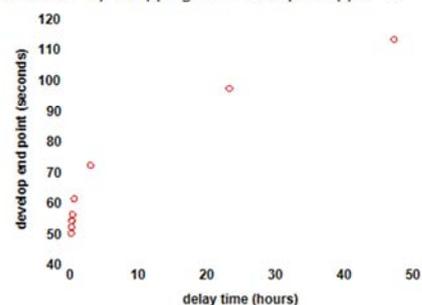
The wafer is allowed to sit with developer on it for a pre-determined length of time to allow dissolution of the unexposed areas. If an end point monitor (Step 6) is included with the lot, this is used to determine the develop time. The total develop time should be about 130% of the end point (i.e., overdevelop by 30%) if end point monitors are used. When using the pre-develop bake (Process B) the develop time should be 150% of the develop end point (50% over-develop) with CYCLOTENE 4022-35 and 4024-40 resins, and 175% of the develop end point (75% overdevelop) with CYCLOTENE 4026-46 resin. In all cases, the 10 second rinse (see below) is included in this total develop time. Thus, for example, if an end point monitor is used and the develop end point is 50 seconds, the total develop time will be 65 seconds (end point + 30%); the puddle time will be 55 seconds and the rinse will be 10 seconds.

8.3 Rinse

When the puddle time is complete the wafer is rinsed by spinning at 500 rpm for 10 seconds while a stream or spray of DS2100 is dispensed onto the center of the wafer. (Note that the develop solvent and the rinse solvent are the same). This is a solvent develop process; water rinsing is not recommended. Following the rinse, the wafer is spun at 2000-2500 rpm for 30 seconds to remove the developer solvent and dry the wafer. Higher spin speeds have been found to cause anomalies in the via side wall, so the spin speed during the dry step should not exceed 2500 rpm.

8.4 Rework

Once the film is exposed, it is insoluble in most solvents. Exposed and developed films can be reworked by stripping in Primary Stripper A.





The wafer is immersed in the stripper bath for 30 minutes at room temperature or for 5 minutes at 80°C. This is followed by a rinse in IPA and a water rinse. The stripper absorbs atmospheric moisture at room temperature, which inactivates the bath and makes it corrosive to metals. Use at 80°C is recommended because the bath remains dry at this temperature. If the stripper is to be used at room temperature, it is recommended that only a freshly poured bath be used, and that the chemical not be re-used. See "Rework Procedures for CYCLOTENE 3000 Series and 4000 Series Resins" for more details.

Step 9. Post-Develop Bake

The wafer should be baked on a hot plate immediately after developing. This serves to further dry the film and to stabilize the via sidewall. The temperature is not critical but the timing is. If this bake is omitted or delayed by more than about 60 seconds, inconsistencies in the shape of the via sidewall may be observed. The post-develop bake is typically carried out at 60 - 90°C for 60 seconds.

Step 10. Cure

After photolithographic processing is complete, the film is cured. A variety of equipment can be used for curing CYCLOTENE resins, such as a box oven, belt furnace, tube furnace, and hot plate. Except for early out-gassing of residual solvent, CYCLOTENE resins do not evolve volatiles during cure, and thus there are no constraints on the heating rate. The only requirement is that, since films of CYCLOTENE resin are susceptible to oxidation at elevated temperatures, the film must be under an inert atmosphere at high temperature (recommended: <100 ppm of O₂ at >150°C). Please refer to "Cure and Oxidation Measurements for CYCLOTENE Advanced Electronic Resins". Thus, the maximum oven ramp rate depends on how rapidly the oven can be purged of oxygen. The extent of cure is a function of time and temperature, as shown in Figure 5.

Two different cure profiles are commonly used: "soft" or partial cure (approximately 80% conversion) and "hard" or full cure (>95% conversion). Soft cure is used for lower BCB layers when multiple BCB layers are used in a structure; it provides improved adhesion

between the polymer layers. Hard cure is used when one layer is used, or for the last layer in a multi-layer build. It gives the film maximum chemical resistance and stable mechanical and electrical properties. In a box oven, a temperature of 210°C for 40 minutes is used for soft cure, and a temperature of 250°C for 60 minutes is used for hard cure. Recommended cure profiles are shown in Table 12.

The time delay between develop and cure can be up to 4 days with no adverse effects. Some slight change in via resolution may be seen with longer delays. The cure delay time does not affect film thickness or adhesion.

Step 11. Descum

Following cure the film is descummed by brief exposure to a plasma. A descum is necessary to remove a thin film of polymer residue left behind in the develop process. This residue is typically less than 1000Å thick, hence, a descum process which removes 1000 - 2000Å of polymer is generally sufficient. Best results are obtained with a parallel plate reactive ion etcher. Isotropic downstream etchers can also be used. Barrel etchers give poor etch uniformity and are not recommended. Since there is silicon in the BCB polymer, etching cannot be done in pure O₂; some fluorine is needed in the etch gas mixture. A typical etch gas is 80:20 O₂/CF₄; this provides a good balance of organic etching by O₂ and silicon etching by CF₄. SF₆ (90:10 O₂/SF₆), or other fluorine sources such as NF₃, can be used instead of CF₄ with good results. Lower concentrations of CF₄ will reduce the silicon etch rate and can lead to an undesirable build-up of a thin layer of amorphous SiO₂ on the surface of the BCB film. This can result in BCB cracking, as well as poor adhesion of materials deposited onto the BCB film.

An O₂/CF₄ or O₂/SF₆ plasma will cause corrosion of copper. If copper metal is exposed during the descum, a 30 second dip in 10% acetic acid is necessary immediately after the descum to prevent corrosion and discoloration of the copper surface.



Figure 5. BCB % cure vs time and temperature

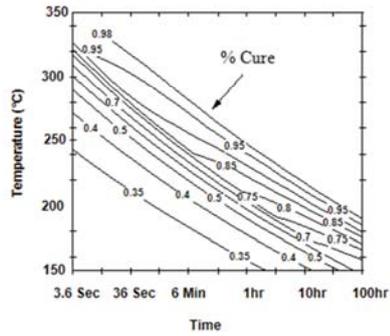


Table 12. Cure profiles for convection oven curing

step	soft cure	hard cure
1	15 min ramp to 150°C	15 min ramp to 150°C
2	15 min soak at 150°C	15 min soak at 150°C
3	ramp to 210°C	ramp to 250°C
4	40 min soak at 210°C	60 min soak at 250°C
5	cool to <150°C	cool to <150°C



Advanced Circuit Materials Division
 100 S. Roosevelt Avenue
 Chandler, AZ 85226
 Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
 www.rogerscorp.com

Advanced Circuit Materials

Data Sheet
 RT/duroid® 5870/5880 Laminates

RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates



Features:	
•	Lowest electrical loss for reinforced PTFE material
•	Low moisture absorption
•	Isotropic
•	Uniform electrical properties over frequency
•	Excellent chemical resistance
Some Typical Applications:	
•	Commercial Airline Broadband Antennas
•	Microstrip and Stripline Circuits
•	Millimeter Wave Applications
•	Military Radar Systems
•	Missile Guidance Systems
•	Point to Point Digital Radio Antennas

RT/duroid® 5870 and 5880 glass microfiber reinforced PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

Glass reinforcing microfibers are randomly oriented to maximize benefits of fiber reinforcement in the directions most valuable to circuit producers and in the final circuit application.

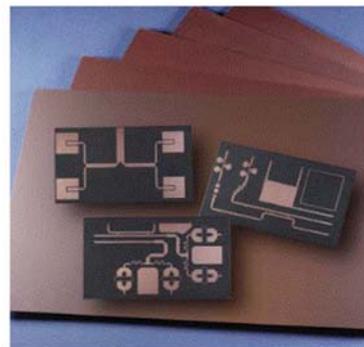
The dielectric constant of RT/duroid 5870 and 5880 laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range.

Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5870 and 5880 laminates to Ku-band and above.

RT/duroid 5870 and 5880 laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

Normally supplied as a laminate with electrodeposited copper of ¼ to 2 ounces/ft.² (8 to 70µm) on both sides, RT/duroid 5870 and 5880 composites can also be clad with rolled copper foil for more critical electrical applications. Cladding with aluminum, copper or brass plate may also be specified.

When ordering RT/duroid 5870 and 5880 laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, rolled or electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.



The world runs better with Rogers.®

RT/duroid 5870/5880 Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE ⁽¹⁾				DIRECTION	UNITS ⁽²⁾	CONDITION	TEST METHOD
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
⁽¹⁾ Dielectric Constant, ϵ_r <i>Process</i>	2.33 2.33 = 0.02 spec.		2.20 2.20 = 0.02 spec.		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
⁽⁴⁾ Dielectric Constant, ϵ_r <i>Design</i>	2.33		2.20		Z	N/A	8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z	N/A	C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	-115		-125		Z	ppm/ ^o C	-50 - 150 ^o C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷		Z	Mohm Cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity	2 X 10 ⁷		3 X 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23 ^o C	Test at 100 ^o C	Test at 23 ^o C	Test at 100 ^o C	N/A	MPa (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X	%	A	ASTM D695
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%	A	ASTM D695
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Compressive Modulus	1210 (176)	660 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	%	A	ASTM D695
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
ultimate strain	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z	%	A	ASTM D695
	4.0	4.3	8.5	8.4	X			
Specific Heat	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)		N/A	J/g ^o K (Cal/g ^o C)	N/A	Calculated
Moisture Absorption	0.02		0.02		N/A	%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Thermal Conductivity	0.22		0.20		Z	W/m/K	80 ^o C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	22		31		X	ppm/ ^o C	0-100 ^o C	IPC-TM-650, 2.4.41
	28		48		Y			
	173		237		Z			
Td	500		500		N/A	^o C TGA	N/A	ASTM D3850
Density	2.2		2.2		N/A	gm/cm ³	N/A	ASTM D792
Copper Peel	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)		N/A	psi (N/mm)	1 oz (35 μ m) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0		V-0		N/A	N/A	N/A	UL94
Lead-Free Process Compatible	Yes		Yes		N/A	N/A	N/A	N/A

- (1) Specification values are measured per IPC-TM-650, method 2.5.5.5 @ -10GHz, 23^oC. Testing based on 1 oz. electrodeposited copper foil. ϵ_r values and tolerance reported by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 are the basis for quality acceptance, but for some products these values may be incorrect for design purposes, especially microcomp designs. We recommend that prototype boards for new designs be verified for desired electrical performance.
- (2) Typical values should not be used for specification limits, except where noted.
- (3) SI unit given first with other frequently used units in parentheses.
- (4) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers' technical paper "Dielectric Properties of High Frequency Materials" available at <http://www.rogerscorp.com/acm>.

STANDARD THICKNESS	STANDARD PANEL SIZE	STANDARD COPPER CLADDING
0.003" (0.127mm), 0.010" (0.254mm), 0.015" (0.381mm), 0.020" (0.508mm)	0.031" (0.787mm), 0.062" (1.575mm), 0.125" (3.175mm)	18" X 12" (457 X 305mm) 18" X 24" (457 X 610mm) 18" X 36" (457 X 915mm) 18" X 48" (457 X 1,224m)

⁽⁴⁾ oz. (9 μ m) electrodeposited copper foil.
⁽⁴⁾ oz. (17 μ m), 1 oz. (35 μ m), 2 oz. (70 μ m) electrodeposited and rolled copper foil. Thick metal cladding are also available. Contact customer service for available claddings and panel sizes.

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RT/duroid, The world runs better with Rogers, and the Rogers' logo are licensed trademarks of Rogers Corporation. © 2013 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 1001 043013 Publication #92-101