



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ARREGLOS REFLECTIVOS
ESPIRAFASE CON ANILLOS
RESONANTES Y DIODOS P-I-N**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A:

MIGUEL ÁNGEL FUENTES HERNÁNDEZ

DIRECTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2021

Agradecimientos

Este trabajo no habría sido posible sin la inconmensurable ayuda de mi director de tesis, el Dr. Oleksandr Martynyuk, de quien estoy sumamente agradecido por el tiempo, conocimiento y paciencia que me ha brindado a pesar de las dificultades que presentó el 2020. Su apoyo y dedicación como profesor, así como su calidad de ser humano, han influido enormemente en mi desarrollo académico y personal.

Quiero agradecer especialmente a mis padres por todo el amor que me han dado y por todos los sacrificios que han hecho para que yo haya realizado mis estudios.

A mi padre, Miguel Ángel, por las incontables horas de trabajo que me han permitido tener una buena educación. A mi madre, Gabriela, por el apoyo tan grande que me ha brindado en todos los aspectos de la vida, sin el cual no sería la persona que soy.

A ambos, pues el agradecimiento que tengo hacia ustedes es mucho más grande que lo que las palabras me permiten expresar.

A mi familia, por las inagotables muestras de cariño y el apoyo tan grande que han hecho la realización de mis estudios mucho más agradable.

Agradezco el apoyo a los proyectos DGAPA PAPIIT IN118719, IN118620 y IN119420, pues fueron de gran ayuda para el desarrollo de este trabajo.

Índice general

Agradecimientos	III
1 Introducción	1
1.1 Objetivos generales	1
1.2 Orígenes	1
1.3 Necesidad actual	3
1.4 Resumen de capítulos	6
2 Antenas en arreglos de fase	7
2.1 Definición	7
2.2 Principio de funcionamiento	8
2.2.1 Elementos radiadores	9
2.2.2 Desplazadores de fase	9
2.3 Arreglos pasivos y activos	10
2.4 Arreglos reflectivos	14
2.4.1 Arreglos reflectivos basados en segmentos de guía de onda	16
2.4.2 Arreglos reflectivos tipo espirafase	17
2.4.3 Arreglos reflectivos de microcinta	19
2.5 Limitaciones de las antenas en arreglos de fase	20
2.6 Conclusiones	21
3 Estado del arte de los desplazadores de fase	23
3.1 Definición	23
3.2 Tipos de desplazadores de fase	24
3.2.1 Desplazadores de fase de ferrita	24
3.2.2 Desplazadores de fase de líneas conmutadas	27
3.2.3 Desplazadores de fase de líneas cargadas	29
3.2.4 Desplazadores de fase distribuidos	31

3.3	Desplazadores de fase espirafase con diodos p-i-n	33
3.3.1	El diodo p-i-n	33
3.3.2	Desplazadores de fase espirafase	34
3.3.2.1	Principio de funcionamiento	34
3.3.3	Desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n	36
3.4	Conclusiones	37
4	Diseño de desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n	39
4.1	Proceso de diseño	40
4.2	Circuitos equivalentes	41
4.2.1	Modelado de la celda unitaria en configuración 2C6A	42
4.2.1.1	Obtención del ancho de brazos metálicos y longitud de diodos	42
4.2.1.2	Verificación de fases del modelo base	44
4.2.2	Circuito equivalente de anillos resonantes	45
4.2.3	Circuito equivalente de anillos resonantes y brazos cerrados	47
4.2.4	Circuito equivalente de anillos resonantes y brazos abiertos	49
4.2.5	Circuito equivalente de anillos resonantes con brazos metálicos y diodos abiertos	50
4.3	Diseño de celda unitaria en configuración 4C4A	53
4.3.1	Circuito equivalente	53
4.3.2	Optimización del circuito equivalente	56
4.3.3	Celda unitaria	57
4.4	Diseño de celda unitaria en configuración 2C14A	61
4.4.1	Circuito equivalente	62
4.4.2	Optimización del circuito equivalente y celda unitaria	63
4.5	Diseño de celda unitaria en configuración 8C8A	66
4.5.1	Circuito equivalente	66
4.5.2	Optimización del circuito equivalente y celda unitaria	67
4.6	Conclusiones	71
5	Capacidades de escaneo de los arreglos reflectivos	73
5.1	Ángulo de elevación	74
5.2	Factor de conversión	75

5.3	Conformación de los arreglos	77
5.4	Escaneo con celdas 4C4A	78
5.5	Escaneo con celdas 2C14A	80
5.6	Escaneo con celdas 8C8A	81
5.7	Conclusiones	83
6	Conclusiones generales	85
	Bibliografía	87

Índice de figuras

1.1	Radar de barrido electrónico activo (AESA)	2
2.1	Arreglos lineales y planares	8
2.2	Radiación de una antena en arreglos de fase	8
2.3	Diferentes interacciones electromagnéticas entre elementos en un arreglo	9
2.4	Ejemplo de distancia entre elementos en un arreglo lineal	10
2.5	Estructura de arreglos activos y pasivos	11
2.6	Diagrama a bloques de receptor con arreglos activos y pasivos	13
2.7	Pantalla reflectiva e iluminador del reflectarray	14
2.8	Reflectarray propuesto por Berry en 1963	15
2.9	Arreglo reflectivo de doble banda basado en anillos resonantes	16
2.10	Rotación de elementos espirafase	18
2.11	Periodo completo de arreglo reflectivo espirafase	19
2.12	Arreglo reflectivo basado en microcinta	20
3.1	Desplazador de fase de dos puertos	23
3.2	Desplazadores de fase de ferrita	26
3.3	Desplazador de fase de ferrita A/D	26
3.4	Esquema de desplazador de fase de líneas conmutadas	27
3.5	Desplazador de fase de línea conmutada basado en microcinta	28
3.6	Ejemplo de desplazador de fase de líneas conmutadas	28
3.7	Desplazador de fase de línea cargada	29
3.8	Ejemplo de desplazador de fase de línea cargada	30
3.9	Desplazador de fase de cargas MEMS capacitivas	30
3.10	Desplazador de fase distribuido	31
3.11	Desplazador de fase distribuido analógico MEMS	32
3.12	Desplazador de fase distribuido con diodos varactores	32
3.13	Diagrama del diodo p-i-n	33
3.14	Circuitos equivalentes del diodo p-i-n	34

3.15	Guía de onda circular con un dipolo en el medio	35
3.16	Desplazador de fase espirafase con anillos resonantes	36
3.17	Desplazador de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n	37
4.1	Configuraciones de celda unitaria	40
4.2	Estructuras modelo para circuitos equivalentes	41
4.3	Celda unitaria en configuración 2C6A	42
4.4	Estructura modelo	44
4.5	Estructura resonante y circuito equivalente	46
4.6	Estructura con brazos cerrados y circuito equivalente	47
4.7	Estructura con brazos abiertos y circuito equivalente	49
4.8	Estructura con diodos abiertos y circuito equivalente	51
4.9	Esquema de celda unitaria en configuración 4C4A	53
4.10	Circuitos equivalentes de la configuración 4C4A	54
4.11	Celda unitaria 4C4A optimizada	58
4.12	Circuito de un puerto para cinta metálica de metal	59
4.13	Celda unitaria en configuración 2C14A optimizada	61
4.14	Circuitos equivalentes de la configuración 2C14A	62
4.15	Configuraciones de celda unitaria 8C8A	66
4.16	Circuitos equivalentes de la configuración 2C14A	67
4.17	Celda unitaria 8C8A optimizada	69
5.1	Arreglo infinito de N_x celdas pequeñas.	73
5.2	Errores de fase debidos a resolución.	77
5.3	Celda unitaria en configuración ($N_x=7, M_x=1$)	79

Índice de tablas

4.1	Valores de los elementos en las Figuras 4.5, 4.6 (b), 4.7 (b) y 4.8 (b) para $\varphi = 0^\circ$	53
4.2	Valores de los elementos optimizados para la configuración 4C4A.	57
4.3	Valores de los elementos optimizados para la configuración 2C14A.	63
4.4	Valores de los elementos optimizados para la configuración 8C8A.	67

Índice de gráficas

4.1	OC y ONC para varios valores de t_w , con $l_d = 0.3$ [mm].	43
4.2	OC y ONC para varias longitudes de diodo l_d , con $t_w = 0.1$ mm.	44
4.3	Diferencias de fase de OC con respecto a $\varphi=0^\circ$ de giro.	45
4.4	Coeficiente de reflexión S_{11} de la estructura resonante y circuito equivalente.	46
4.5	Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos cerrados para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.	48
4.6	Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos abiertos para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.	50
4.7	Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos metálicos y diodos abiertos para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.	51
4.8	Comparación de capacitancias obtenidas con circuitos equivalentes y con aproximación del $\cos^2 \varphi$	52
4.9	OC y ONC de circuito equivalente sin optimizar para configuración 4C4A.	55
4.10	OC y ONC de circuito equivalente optimizadas para configuración 4C4A.	56
4.11	Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 4C4A.	58
4.12	OC y ONC de celda unitaria optimizada en configuración 4C4A.	59
4.13	Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 4C4A.	61
4.14	Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 2C14A.	64
4.15	OC y ONC del circuito equivalente optimizado y de la celda unitaria en configuración 2A14C.	64
4.16	Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 2C14A.	65
4.17	Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 8C8A.	68
4.18	OC y ONC del circuito equivalente optimizado y de la celda unitaria en configuración 8A8C.	69

4.19	Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 8C8A.	70
5.1	Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 4C4A en diferentes frecuencias.	78
5.2	Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 2C14A en diferentes frecuencias.	81
5.3	Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 8C8A en diferentes frecuencias.	82

Lista de abreviaturas

OEM	Onda electromagnética
OC	Onda controlada
ONC	Onda no controlada
ARDP	Desplazador de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n
4C4A	4 diodos cerrados y 4 diodos abiertos
2C14A	2 diodos cerrados y 14 diodos abiertos
8C8A	8 diodos cerrados y 8 diodos abiertos

Capítulo 1

Introducción

1.1. Objetivos generales

- Diseñar arreglos reflectivos con desplazadores de fase espirafase de dos y tres bits.
- Analizar las capacidades de escaneo de los arreglos diseñados.

1.2. Orígenes

Durante el siglo pasado surgieron grandes desarrollos tecnológicos debido en gran parte a los conflictos bélicos de la Primer y Segunda Guerras Mundiales. Algunos de estos avances fueron en el desarrollo de vehículos, aviones, barcos; otros en sistemas de comunicaciones, principalmente inalámbricos, así como radares. Estas últimas aplicaciones utilizaban elementos radiadores.

Una necesidad de la época era reorientar los patrones de radiación de las antenas, de forma que pudieran escanear en diferentes direcciones. Así se desarrollaron sistemas mecánicos para darle movilidad a las antenas. El problema con esta forma de reorientar los patrones de radiación es que se tarda mucho en girar la estructura, esto en gran medida por el tamaño y peso de las antenas utilizadas, además de que, si el mecanismo fallaba, la antena perdía completamente su funcionalidad. Debido a estas limitaciones, se buscó otra forma de satisfacer las necesidades de escaneo y reconfiguración de las antenas. Con el avance tecnológico y el desarrollo de la industria de semiconductores fue posible satisfacer dichas necesidades sin las desventajas de los sistemas mecánicos gracias a los arreglos de fase.

Las antenas en arreglos de fase fueron utilizadas por primera vez durante la Segunda Guerra Mundial, siendo parte de dispositivos de defensa antimisiles. En ese entonces estos nuevos arreglos eran muy costosos, pues la tecnología era aun muy joven, por lo que su uso quedaba exclusivamente en tecnología militar.

Uno de los principales retos que ha presentado esta tecnología desde su concepción son los costos asociados a su manufactura. Es por esto por lo que durante gran parte de la segunda mitad del siglo XX sus aplicaciones fueron casi exclusivamente militares, específicamente en sistemas de radares [1]. Los requerimientos militares son tales que, aunque se busque la reducción en costos, no se puede dar a cambio la funcionalidad por un sistema más asequible. En cambio, en los sistemas de uso civil se tienen que cumplir ciertas características de un producto como: precio, tamaño, gasto energético, mantenimiento, etc.

Debido a las dificultades que ha presentado realizar estas antenas económicamente, se ha optado por otras opciones durante un largo tiempo. Esto ha cambiado poco a poco con avances tales como la alta integración y miniaturización de los circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, por sus siglas en inglés).



Figura 1.1. Radar de barrido electrónico activo (AESA) Pave Paws del NORAD en Alaska, EE.UU [2].

1.3. Necesidad actual

Los sistemas de comunicaciones satelitales presentan ciertos requisitos en cuanto a la movilidad de sus elementos [3]. En el espacio exterior, mover una antena físicamente requiere de que otra masa se mueva en dirección contraria, lo cual resulta en un gasto energético para reposicionar el elemento en cuestión, además de para mantener el satélite en la orientación adecuada. Por esto, una opción que permite redireccionar los patrones de radiación sin mover físicamente ningún elemento de la antena son las antenas en arreglos de fase, las cuales tienen un impacto energético inferior a las antenas móviles.

Por otra parte, el desarrollo en las comunicaciones inalámbricas como telefonía móvil han llevado a que la gestión del espectro radioeléctrico tenga una gran importancia debido a las limitaciones técnicas que impiden el uso de estas tecnologías en frecuencias mayores a las decenas de GHz. Debido a esto se crearon diversas técnicas para aprovechar lo mejor posible el ancho de banda disponible, así como el tiempo de transmisión con técnicas de multiplexado en frecuencia y en tiempo o combinaciones de estas. Sin embargo, la limitación en el número de canales de comunicación sigue siendo un problema, especialmente con la creciente conectividad que tienen los dispositivos móviles. Por esto se vuelve necesario tener antenas más directivas que tengan capacidad de redireccionar su patrón de radiación de forma que se tenga un multiplexado por división de espacio.

Además de esto, estas antenas toman especial importancia en los dispositivos móviles modernos, especialmente en 5G, puesto que cada vez son más necesarios sistemas MIMO de altas tasas de transmisión, las cuales se ven limitadas por el número de radiadores que pueden ser introducidos en un dispositivo. A frecuencias más elevadas, menor es la distancia que se debe de tener entre antenas, por lo que se puede acomodar un mayor número de estas en dispositivos que operen en regiones más elevadas del espectro radioeléctrico.

Como se ve, las aplicaciones modernas requieren cada vez más tasas de transmisión más elevadas. Por tanto, se debe de tener en cuenta el teorema de Shannon-Hartley, el cual establece el límite teórico de la capacidad del canal de comunicación:

$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

Donde:

C : Capacidad del canal (bits/s)

BW : Ancho de banda disponible [Hz]

S : Potencia de la señal útil [W]

N : Potencia del ruido presente en el canal [W]

De (1.1) se observa que las variables más sencillas de modificar para incrementar la capacidad del canal son el ancho de banda y la potencia de la señal de interés, pues el ruido es inherente y solo se puede reducir utilizando técnicas especiales. De ordinario se quisiera incrementar el ancho de banda, pues traerá un mayor incremento en la capacidad del canal que si se transmitiera con potencias más altas. Sin embargo, para lograr esto es necesario operar en frecuencias más altas, pues las bandas anchas de frecuencia están disponibles solo en partes superiores del espectro radioeléctrico. En una primera aproximación, la consecuencia que trae trabajar en frecuencias más altas puede ser observada a partir de la fórmula de Friis para un enlace suponiendo acoplamiento perfecto en el transmisor y el receptor:

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (1.2)$$

Donde:

P_{Tx} : Potencia en la salida del transmisor [W].

P_{Rx} : Potencia en la entrada del receptor [W].

G_{Tx} : Ganancia de la antena transmisora [1].

G_{Rx} : Ganancia de la antena receptora [1].

λ : Longitud de onda de trabajo [m].

R : Distancia entre las antenas transmisora y receptora [m].

Aumentar la frecuencia disminuye la longitud de onda de trabajo, y eso reduce en relación cuadrática la potencia en la entrada del receptor. Para contrarrestar esto, las variables que se pueden modificar en (1.2) son las ganancias de las antenas y la distancia entre transmisor y receptor. Tanto en sistemas satelitales como en redes celulares, disminuir la distancia R trae como consecuencia que se deban de tener más satélites en

órbita y más radiobases, lo cual es costoso y trae consigo la necesidad de redireccionar el patrón de radiación de las antenas, pues los satélites ya no serían geoestacionarios. Por tanto, las antenas parabólicas comunes utilizadas en sistemas satelitales son inadecuadas para el seguimiento de los satélites con sus sistemas mecánicos de reorientación. Incrementar la ganancia de las antenas tiene la desventaja de estrechar el lóbulo principal, por lo que se vuelve necesario tener la capacidad de reorientar el lóbulo principal en cuestión de milisegundos para dar servicio a los usuarios conectados a la radiobase.

Como se ve, las necesidades actuales de mayores tasas de transmisión traen consigo problemas en el diseño de los sistemas. Las arreglos reflectivos dan la posibilidad de contrarrestar los efectos negativos de operar en frecuencias más elevadas, pues permiten tener ganancias mayores con la capacidad de maniobrar en el orden de milisegundos.

Dentro de las ventajas que trae el uso de estas antenas está el hecho de que los lóbulos secundarios se pueden suprimir considerablemente, así como que la reorientación del lóbulo principal se da en el orden de milisegundos. Además, esta técnica de redireccionamiento del patrón de radiación es mucho más confiable y requiere menos mantenimiento que un sistema mecánico de giro. Lo primero debido a que la falla de un elemento radiador no destruye por completo el funcionamiento de la antena, sino que se ve reflejado en una degradación del patrón de radiación; en cambio, el mal funcionamiento o descompostura del sistema mecánico de giro resulta en el fallo total del funcionamiento de la antena.

Por tales motivos, la necesidad de diseñar antenas más versátiles se vuelve imperiosa en el mundo moderno. Entre todas las posibilidades, los arreglos reflectivos combinan las mejores propiedades de antenas ampliamente utilizadas como lo son las parabólicas con la capacidad de satisfacer las necesidades de versatilidad en el patrón de radiación, reduciendo costos de producción y la huella tecnológica.

Es por esto por lo que es necesaria la investigación y el desarrollo de esta tecnología relativamente nueva y por lo que se justifica el desarrollo del presente trabajo, pues traerá un dinamismo sin precedentes a los sistemas de comunicaciones. Modificar el papel de las antenas como elementos sin gran posibilidad de configuración por elementos altamente reconfigurables traerá cambios mucho más profundos que el aumento de las tasas de transmisión. Traerá innovación en los sistemas de comunicaciones existentes, modificará completamente los sistemas celulares y hará posibles nuevos servicios de telecomunicaciones que antes eran impensables.

1.4. Resumen de capítulos

En el Capítulo 2 se abordarán las características más importantes de las antenas en arreglos de fase, así como los diferentes tipos de arreglos que existen. Además, se verán las ventajas que tienen los arreglos reflectivos sobre las antenas convencionales. Finalmente, se discutirán las características y ventajas de los arreglos reflectivos espirafase con respecto a otras tecnologías que permiten reorientar el lóbulo principal.

En el Capítulo 3 se analizará el estado del arte de los desplazadores de fase, incluyendo los basados en ferrita, líneas conmutadas, líneas cargadas y distribuidos. Posteriormente, se discutirán las ventajas que tienen los desplazadores de fase espirafase sobre estas tecnologías, justificando así la elección de estos desplazadores sobre las demás opciones.

En el Capítulo 4 se describirá el proceso de diseño de tres desplazadores de fase espirafase con diodos p-i-n y anillos resonantes. Se analizarán las características de reflexión de los mismos, las pérdidas en cada caso y se compararán las características de fase de los desplazadores.

En el Capítulo 5 se analizarán las capacidades de escaneo de los arreglos reflectivos utilizando los desplazadores de fase diseñados en el Capítulo 4. Se describirá el procedimiento para medir el ángulo de elevación y se discutirán las pérdidas observadas en cada arreglo. Finalmente, se compararán las capacidades de escaneo en los tres arreglos reflectivos para un mismo nivel de conversión.

En el Capítulo 6 se presentarán las conclusiones generales del presente trabajo.

Capítulo 2

Antenas en arreglos de fase

En este capítulo se presentarán las características de las antenas en arreglos de fase, su principio de funcionamiento, así como de sus componentes fundamentales. Además, se analizarán las ventajas y desventajas que presentan los arreglos activos y pasivos, así como las tecnologías en las que se basan diversos arreglos, y se prestará especial atención en los arreglos reflectivos, su evolución tecnológica, y las características que los hacen atractivos. Finalmente, se presentarán las limitaciones que tienen los arreglos reflectivos, las cuales son de especial importancia en el diseño de un sistema de comunicaciones o de un sistema de radares.

2.1. Definición

Una antena en arreglos de fase es un conjunto ordenado de elementos radiadores idénticos conectados a una fuente de alimentación a través de un sistema de distribución incorporado que puede contener cientos de líneas. Los radiadores se ubican en cada uno de los nodos de una rejilla periódica que puede ser de una o dos dimensiones.

En general, los arreglos de antenas pueden ser de dos tipos dependiendo de la distribución de sus elementos: 1D o lineales, los cuales están conformados por elementos radiadores iguales con una separación entre ellos de forma equidistante alineados en una sola dirección; 2D o planares, que también son conocidos como arreglos planares, pues sus elementos radiadores están posicionados en el mismo plano. En cualquier caso, la cantidad de elementos radiadores utilizados dependerá de las necesidades específicas del sistema. Aplicaciones que requieran altas directividades utilizarán arreglos con una mayor cantidad de elementos. Ejemplos de arreglos lineal y planar se muestran en la Figura 2.1.

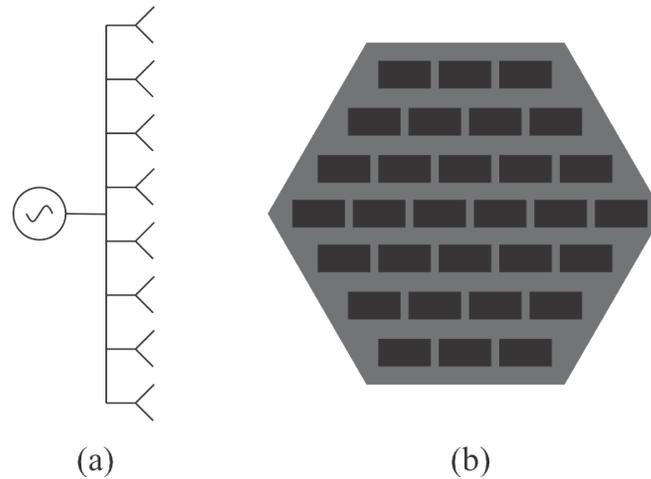


Figura 2.1. (a) Arreglo de antenas lineal. (b) Arreglo de antenas de extremos abiertos de guía de onda rectangular.

2.2. Principio de funcionamiento

Para direccionar el lóbulo principal, las antenas en arreglos de fase forman una radiación coherente en la dirección deseada [4]. Esto se logra con una diferencia de fase en campo radiado entre los radiadores adyacentes, la cual es conseguida con desplazadores de fase posicionados en cada uno ellos. Estos últimos tienen la función de cambiar la fase de la señal. Si los desfasadores funcionan correctamente, se forma un frente de onda ortogonal a la dirección de propagación, como se observa en la Figura 2.2 (a). Como en todas las antenas, las antenas en arreglos de fase son recíprocas, esto es, sus características de radiación en transmisión y recepción son idénticas.

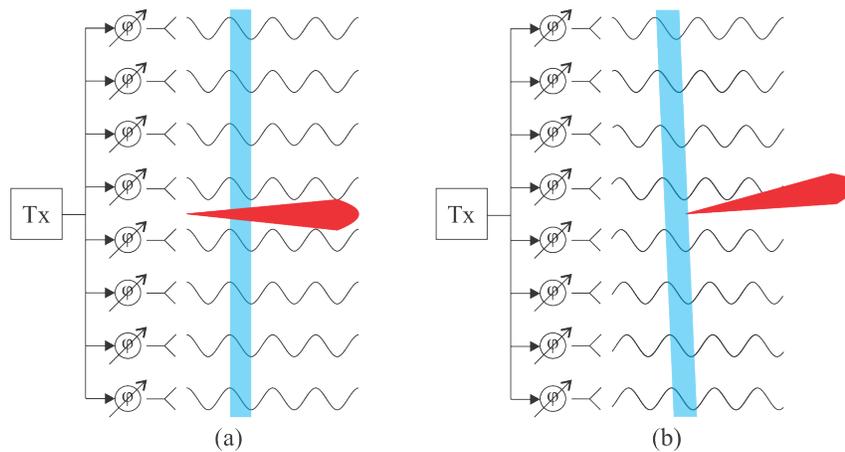


Figura 2.2. (a) Radiación de arreglo alineado en fase. (b) Radiación de arreglo con pendiente de fase.

Una característica del lóbulo principal cuando se forma una pendiente de fase entre los elementos, como en la Figura 2.2 (b) es que este se inclina hacia los elementos que se encuentran retrasados en fase.

2.2.1. Elementos radiadores

Los radiadores y la interacción entre ellos tienen un gran peso en el patrón resultante del arreglo en conjunto. Por tanto, deben de ser seleccionados cuidadosamente para cumplir los requerimientos del sistema. Conocer la característica de radiación individual del elemento no es suficiente para obtener la característica conjunta. En los arreglos se presenta una interacción electromagnética entre sus elementos, la cual no es igual para cada uno de ellos. Los elementos más cercanos al centro del arreglo tendrán interacciones diferentes que los más cercanos a las orillas del arreglo, como se muestra en la Figura 2.3.

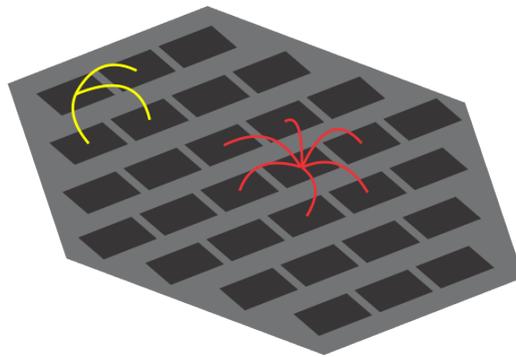


Figura 2.3. Diferentes interacciones electromagnéticas entre elementos en un arreglo.

2.2.2. Desplazadores de fase

Si bien los elementos radiadores tienen un papel esencial para el funcionamiento de las antenas en arreglos de fase, las ventajas que estas tienen sobre otro tipo de antenas no se obtienen únicamente gracias a estos. Los desplazadores juegan un papel fundamental que se refleja en la capacidad de la antena para maniobrar su patrón de radiación. Debido a su importancia, el Capítulo 3 será dedicado a estos dispositivos. Esta sección solo pretende dar una idea introductoria de los desplazadores de fase. Como se describió anteriormente, para poder reorientar el patrón de radiación, es necesario que se asegure una diferencia de fase entre las señales radiadas por los elementos del arreglo.

Esta tarea la lleva a cabo el desplazador de fase, y debe de tener en cuenta la posición física del elemento radiador al que está conectado con respecto al transmisor.

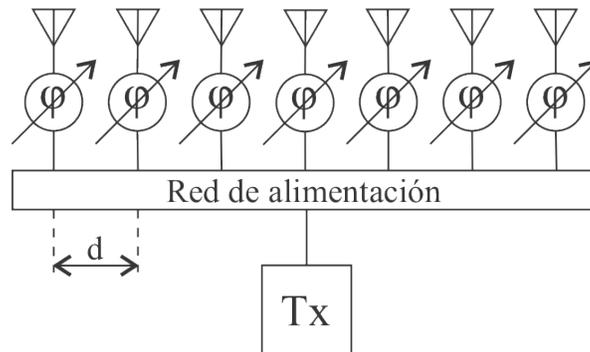


Figura 2.4. Ejemplo de distancia entre elementos en un arreglo lineal.

En la Figura 2.4 se ejemplifica el espaciamiento entre dos elementos radiadores en un arreglo. Esta distancia es proporcional a la longitud de onda de operación, por lo que el recorrido de la señal a través de la red de alimentación sí generará un desfase de la señal. Por tanto, el desfasador deberá tomar en cuenta las diferencias de fase debido a los recorridos individuales de la señal hacia cada elemento radiador; de lo contrario, la diferencia de fase entre cada elemento no generará una pendiente de fase, y destruirá el funcionamiento de la antena.

2.3. Arreglos pasivos y activos

Existen dos tipos de antenas en arreglos de fase, las activas y las pasivas. En los arreglos pasivos, los desplazadores de fase están conectados directamente a los elementos radiadores, sin pasar por algún módulo de amplificación. En los arreglos activos, entre el radiador y el desfasador se tiene un módulo de transmisión y recepción (T/R) [5]. La Figura 2.5 presenta los arreglos activos y pasivos.

Los arreglos pasivos tienen la desventaja de tener grandes pérdidas que incrementan la figura de ruido en el caso de la recepción y reducen la eficiencia en el caso de la transmisión, pues la señal recibida y a transmitir pasa a través del desplazador de fase que generalmente se caracteriza por pérdidas disipativas elevadas. Estas pérdidas se dan principalmente por la necesidad de utilizar líneas de transmisión compatibles con la fabricación de circuitos impresos, como lo es la línea microcinta, y dependen de la banda de frecuencias, así como del tipo de desplazador empleado. En la banda Ka, por ejemplo, tener pérdidas de 1 a 2 dB/cm en las líneas de transmisión es considerado

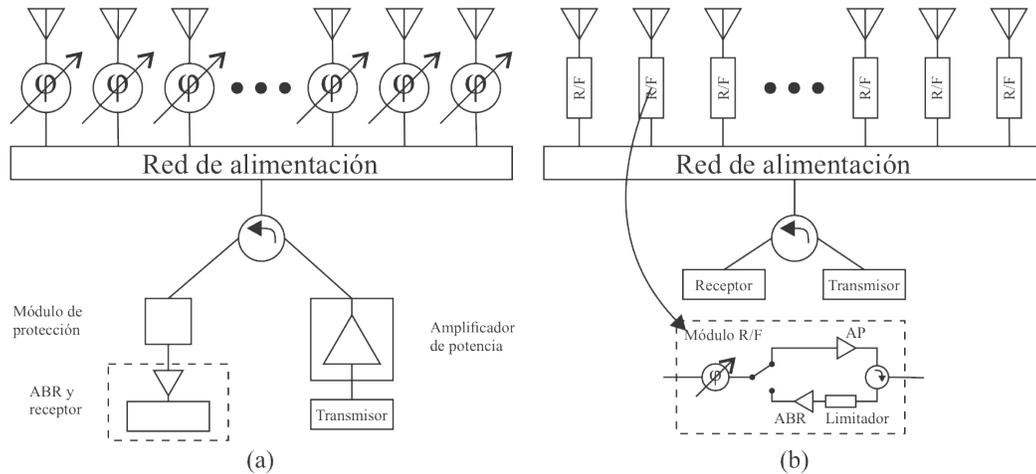


Figura 2.5. (a) Estructura general de un arreglo pasivo. (b) Estructura general de un arreglo activo.

como un buen desempeño, pues de ordinario se presentan pérdidas superiores a 5 dB. Por tanto, uno de los retos en estos arreglos es minimizar las pérdidas asociadas al desplazador de fase. Para eso, una de las principales características de los desplazadores de fase es que están diseñados para usar el número de bits adecuado, normalmente fabricados en circuitos integrados de microondas (MIC, en inglés) usando dispositivos semiconductores que soporten las altas potencias de transmisión.

Una forma de sobrevenir a estos inconvenientes de los arreglos pasivos es mediante el uso de arreglos reflectivos, pues no presentan las pérdidas provenientes de las líneas de transmisión.

Los arreglos activos amplificadores de potencia y de bajo ruido conmutados dependiendo del modo de operación de la antena, transmisión o recepción, los cuales están posicionados en el módulo T/R. Como estos módulos pueden compensar grandes pérdidas provenientes de los desplazadores de fase, el diseño de estos últimos no es tan riguroso como en los arreglos pasivos. Los principales retos que presentan estos arreglos son el diseño de los amplificadores necesarios para el módulo T/R. A diferencia de los arreglos pasivos, estos arreglos tratan de empaquetar el mayor número de bits en el desplazador de fase, en este caso con circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, en inglés).

Cuando se diseña una antena en arreglos de fase, se deben de tomar ciertas consideraciones con respecto a la ganancia requerida y a la resolución, la cual estará ligada con el

ancho de haz del lóbulo principal. A medida que crece el tamaño del arreglo, la directividad incrementa y el ancho de haz disminuye. Esto se puede apreciar en la potencia isotrópicamente radiada equivalente P.I.R.E.

Para un arreglo pasivo

$$p.i.r.e. = N\varepsilon_L P_{en} D_{célula} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.1)$$

Para un arreglo activo

$$p.i.r.e. = N^2 P_{mod} D_{célula} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.2)$$

En (2.1) y (2.2), N es el número de elementos radiadores de un arreglo planar y $D_{célula}$ es la directividad de una célula del arreglo. P_{en} es la potencia de salida del único amplificador en el arreglo pasivo, ε_L son las pérdidas debido a la red de alimentación y a los desplazadores de fase, P_{mod} es la potencia de salida del amplificador conectado al radiador en el arreglo activo, y Γ es el coeficiente de reflexión entre el desplazador de fase y la antena en el arreglo pasivo, y entre el módulo T/R y la antena en el arreglo activo. Esta aproximación es válida para un arreglo grande. Como se ve, la p.i.r.e. de un arreglo activo varía de forma cuadrática con respecto al número de elementos que se tengan, mientras que para el arreglo pasivo lo hace de manera lineal.

Si bien se pudiera pensar que esta comparación es favorable para los arreglos activos, esto no es del todo cierto. La p.i.r.e. del arreglo pasivo hace referencia al arreglo en conjunto, mientras que la del arreglo pasivo se refiere a la potencia de un solo radiador. Esta distinción es importante puesto que P_{en} puede estar en el orden de kW si se utilizan generadores de alta potencia como el magnetrón, mientras que P_{mod} puede estar en el orden de Watts. En tal caso, la p.i.r.e. del arreglo pasivo será más grande que la del arreglo activo.

Por otro lado, cuando el arreglo se utilice en un receptor, las figuras de ruido de un arreglo activo y uno pasivo serán diferentes, pues sus componentes están conectados en diferente orden. En la Figura 2.6 se muestra el diagrama a bloques de los dos tipos de arreglos, (2.3) y (2.4) muestran las figuras de ruido equivalentes de ambos sistemas del punto A al B, tomando en cuenta una temperatura ambiente de 290 K:

$$F_{\Sigma pasivo} = L_{DF} + L_{DF} (L_{Tx} - 1) + L_{DF} L_{Tx} (F_{ABR} - 1) \quad (2.3)$$

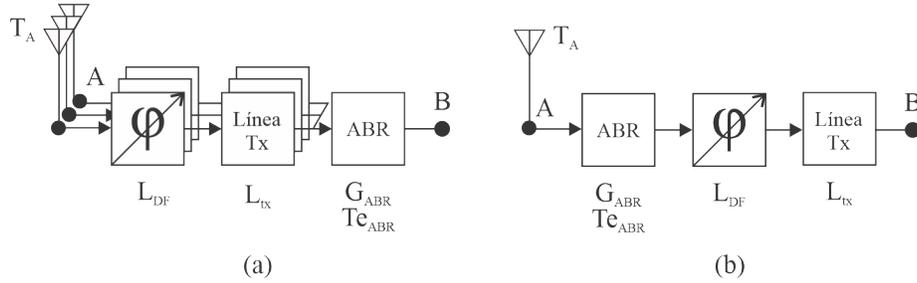


Figura 2.6. Diagrama a bloques desde la antena hasta la entrada al receptor (a) en un arreglo pasivo (b) en un arreglo activo.

$$F_{\Sigma activo} = F_{ABR} + \frac{L_{DF} - 1}{G_{ABR}} + L_{DF} \frac{L_{Tx} - 1}{G_{ABR}} \quad (2.4)$$

Donde T_A es la temperatura equivalente de ruido de la antena, L_{DF} son las pérdidas del desplazador de fase, L_{Tx} son las pérdidas debidas a la línea de transmisión, G_{ABR} es la ganancia del amplificador de bajo ruido, F_{ABR} es la figura de ruido del amplificador de bajo ruido.

Como se ve en (2.3), el amplificador de bajo ruido (ABR) del arreglo pasivo no reduce la figura de ruido hasta el punto B. Sin embargo, es importante recordar que posteriormente se agregan mezcladores con altas figuras de ruido, por lo que el ABR contribuye positivamente a la reducción de la figura de ruido total del sistema.

Las pérdidas de inserción del desplazador de fase y las de la línea de transmisión son considerablemente altas, por lo que incrementan la figura de ruido total. En cambio, como se observa en (2.4), tener el ABR directamente conectado a la antena hará que las aportaciones del desplazador de fase y de la línea de transmisión a la figura de ruido total se reduzcan considerablemente.

Sin embargo, una problemática que se tiene en los arreglos activos es la gran cantidad de módulos T/R utilizados. El buen funcionamiento de una antena en arreglos de fase depende de que las características de amplitud y fase de los amplificadores emergentes de los elementos radiadores deben ser iguales, o al menos muy parecidas. Tener variaciones en los niveles de amplificación y características de fase entre los módulos resultará en la degradación de las características de radiación, pudiendo dar lugar a lóbulos secundarios más grandes, menor ganancia y menores ángulos de escaneo.

2.4. Arreglos reflectivos

Existen ventajas en el uso de antenas de apertura y antenas en arreglos de fase. En las primeras se puede tener altas ganancias de una forma sencilla; en las otras se tiene una gran flexibilidad en la reorientación del lóbulo principal, así como capacidad de maniobrar en milisegundos. Sin embargo, ambas antenas tienen desventajas, las de apertura no pueden maniobrar rápidamente mientras que las segundas tienen un alto costo, pues necesitan una cantidad de módulos igual al número de elementos radiadores utilizados. Los arreglos reflectivos o reflectarrays combinan los principios de las antenas de apertura y en arreglos de fase, quedándose con las ventajas que se tienen al utilizar estos tipos de antenas. De esta forma, utilizan un reflector que permite tener altas ganancias, pero utilizan desplazadores de fase en vez de mover la estructura por completo para reorientar el lóbulo principal. Esta combinación de las antenas de apertura y en arreglos de fase pone por delante a los arreglos reflectivos sobre estas dos y los hace sumamente llamativos para sustituirlas. En la Figura 2.7 se muestra un ejemplo general de un reflectarray utilizando segmentos de guía de onda rectangular con una antena de corneta como excitador.

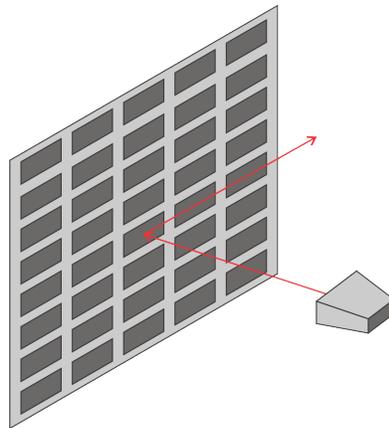


Figura 2.7. Pantalla reflectiva e iluminador del reflectarray.

Los arreglos reflectivos han sido altamente utilizados desde principios de este siglo debido a sus características de radiación, bajo perfil, manufactura sencilla, alta eficiencia y altas ganancias. Como se ve, toma características de las antenas de apertura y las modifica para obtener la flexibilidad que ofrecen las antenas en arreglos de fase, sin tener las pérdidas asociadas al sistema de distribución incorporado [6].

Los reflectarrays fueron desarrollados por primera vez en 1960 por Berry, Malek y Kennedy, en el cual utilizaba un arreglo de 4x26 segmentos de guía de onda cuadrada

cortocircuitados, con su alimentador, como se muestra en la Figura 2.8 [7].

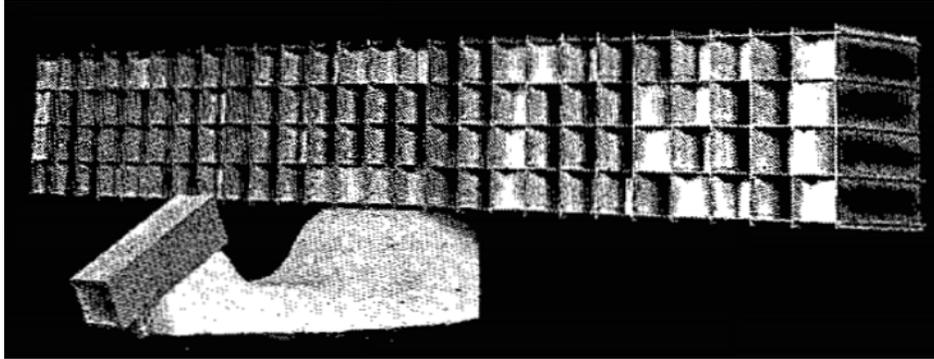


Figura 2.8. Reflectarray propuesto por Berry en 1963.

Con el avance tecnológico se han desarrollado nuevos elementos para conseguir la reconfigurabilidad de los arreglos reflectivos. Dentro de estas se tienen principalmente a los dispositivos semiconductores y RF-MEMS [8]. En general, los elementos más utilizados son de semiconductores tales como diodos PIN y diodos varactores, debido a la madurez en estas tecnologías, disponibilidad y facilidad de fabricación.

Por su parte, la tecnología RF-MEMS ha sido utilizada [9]-[11] para evitar algunas desventajas que tienen la tecnología de semiconductores, pues provee bajas pérdidas en ondas milimétrica, muy bajo consumo energético, alta linealidad y la posibilidad de integración monolítica [6]. Aun así, esta tecnología presenta claras desventajas provenientes de su funcionamiento. Entre ellas está el alto tiempo de respuesta en comparación con diodos, dificultad de funcionar correctamente en frecuencias altas y mayor probabilidad de fallo de los elementos mecánicos. Por tanto, aunque se ha hecho un gran avance en RF-MEMS, la tecnología de semiconductores sigue teniendo ventajas que la hacen más atractiva.

Por su parte, se han hecho avances para mejorar las características de los reflectarrays en cuanto a limitaciones tales como el ancho de banda, debido al comportamiento resonante de las estructuras utilizadas. Esta limitación tiene consecuencias directas sobre las aplicaciones en las que pueden ser utilizadas. Comunicaciones satelitales, así como redes móviles son aplicaciones que se benefician de anchos de banda grandes. Por esto, se han propuesto arreglos reflectivos sintonizables [12] a partir de diodos varactores y conmutadores con pérdidas menores a 1 dB para todas las frecuencias que, si bien no solucionan directamente el problema del ancho de banda, ofrecen un mecanismo para cambiar la frecuencia de operación sin perder la función de escaneo.

Una forma en la que se pueden obtener múltiples bandas de operación es con el uso de anillos concéntricos, cada uno de los cuales está asociado a una frecuencia de operación. Un arreglo reflectivo de doble banda fue demostrado recientemente [13], el cual es capaz de manejar dos lóbulos principales en diferentes direcciones. La Figura 2.9 muestra la configuración de la estructura propuesta en [13].

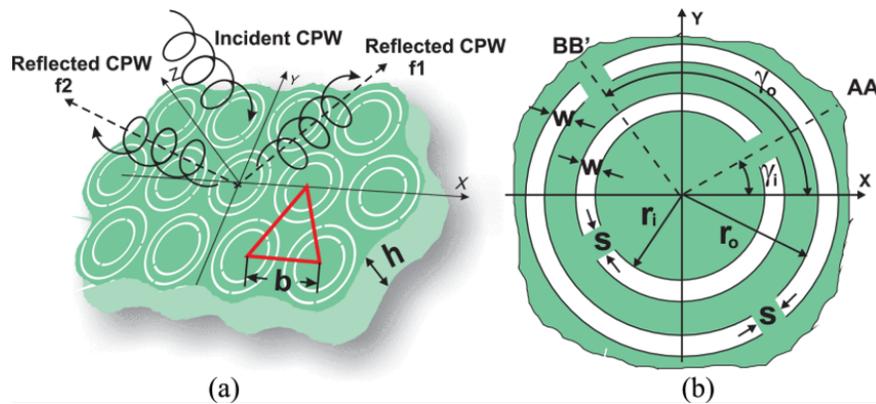


Figura 2.9. (a) Arreglo reflectivo de doble banda basado en anillos resonantes. (b) Geometría de un único elemento [13].

En las siguientes subsecciones se presentarán tres tipos de arreglos reflectivos en el orden cronológico que fueron surgiendo. Los primeros, basados en guías de onda a principios de los años 60's; los segundos fueron los arreglos reflectivos espirafase, en los años 70's; los terceros, basados en líneas microcinta y antenas de parche, en los años 80's. Este orden en el que surgieron no fue ninguna casualidad, y fue así debido a los problemas de diseño que se tenían en un inicio, así como los problemas de manufactura y de compatibilidad con los circuitos impresos.

2.4.1. Arreglos reflectivos basados en segmentos de guía de onda

La primera vez que se introdujo el término de arreglos reflectivos o reflectarrays fue a principios de los años 60's, como se dijo anteriormente. Ese arreglo estaba constituido por guías de onda terminadas en cortocircuito y de diferentes longitudes. Sin embargo, por las limitaciones tecnológicas de la época, trabajar en frecuencias altas era complicado [14]. Esto tuvo una repercusión directa por la relación directa entre el tamaño de las guías de onda y sus frecuencias de corte. Trabajar en frecuencias de microondas bajas hacía que las guías de onda tuvieran grandes dimensiones, lo cual, a su vez, incrementaba el peso de todo el arreglo en conjunto. Si bien las guías de onda son de las líneas de

transmisión que presentan menores pérdidas, esa ventaja no era suficiente para compensar las desventajas en practicidad que presentaba esta tecnología. Por esto es por lo que no se siguió con el desarrollo de este tipo de arreglos reflectivos.

2.4.2. Arreglos reflectivos tipo espirafase

Como se mencionó en la sección anterior, los elementos más utilizados en los reflectarrays son los basados en semiconductores. Debido al avance en esta tecnología, se buscó desarrollar arreglos reflectivos basados en ella, utilizando principalmente diodos p.i.n. Phelan [15] fue el primero en introducir el uso de diodos como conmutadores para conseguir las diferencias de fase entre elementos radiadores contiguos, con el propósito de reducir los costos de producción. Estos primeros arreglos estaban basados en dipolos, y posteriormente surgieron diferentes versiones con antenas de parche o compatibles con circuitos impresos.

Supóngase una onda de polarización circular (PC) izquierda propagándose en dirección z negativa:

$$\vec{E}_i = E_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{jkz} \quad (2.5)$$

Donde E_0 es la intensidad de campo eléctrico, k es el número de onda y los vectores \vec{a}_x y \vec{a}_y son las componentes de campo de la onda incidente de PC.

Al interactuar la onda incidente \vec{E}_i con el arreglo reflectivo espirafase, la onda reflejada se puede presentar como la suma de dos ondas [16] de polarización circular:

$$\vec{E}_r = \frac{1}{2} E_0 e^{j2\varphi} (\Gamma_A - \Gamma_B) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} + \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_A + \Gamma_B) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (2.6)$$

Donde φ es el ángulo de giro entre las cargas reactivas como en la Figura 2.10, Γ_A y Γ_B son los coeficientes de reflexión de las componentes paralela y ortogonal al eje que contiene a las cargas reactivas.

Como se ve de la ecuación 2.6, únicamente el primer sumando presenta un cambio de fase proporcional al ángulo de giro de las cargas reactivas. A este se le conoce como onda controlada (OC), mientras que al segundo sumando como onda no controlada (ONC). Es deseable reducir la ONC para que la mayor parte de la densidad de potencia

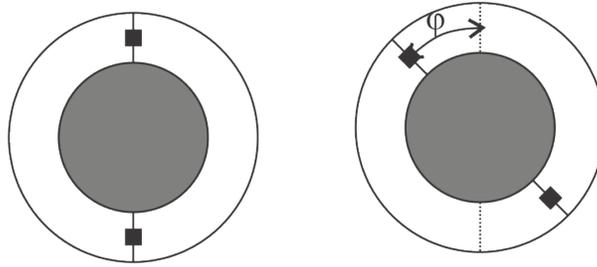


Figura 2.10. Ejemplo de ángulo de giro entre dos celdas contiguas.

de la onda incidente se conserve en la OC. Para esto, es necesario que se cumpla la siguiente condición:

$$\Gamma_A = -\Gamma_B \quad (2.7)$$

De (2.6) se puede observar que las únicas variables que se pueden controlar para suprimir la ONC sin afectar a la OC son los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B . Es por ello que surge la condición óptima (2.6). Al cumplirse esta, todo el campo eléctrico se concentra en la OC, la cual formará un lóbulo principal en la dirección deseada. Además, la ONC será reflejada directamente a la antenna alimentadora, tomando en cuenta una incidencia normal de la onda incidente. Esto último puede destruir el funcionamiento de la antenna, pues en un arreglo reflectivo se busca que la mayor parte de la potencia se concentre en el lóbulo de la dirección deseada, y al no suprimir la ONC se formará un lóbulo apuntando directamente a la antenna.

La condición (2.7) que garantiza la eliminación del segundo término de (2.6) muestra también las limitaciones de estas antenas en términos de ancho de banda. La diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión solo se consigue en la frecuencia central de operación, pues, como se sabe, estos son altamente dependientes de la frecuencia. Aún así, se han hecho avances para mejorar las bandas de operación de estos arreglos, así como la posibilidad de trabajar en múltiples bandas de frecuencia.

Una característica que es útil en el diseño de los arreglos reflectivos es que debe de formar una estructura periódica, de forma que la pendiente de fase generada se mantenga a lo largo de todo el arreglo y el frente de onda de la onda reflejada se incline en un cierto ángulo de elevación. Esto facilita el uso del modelo de arreglo infinito, reduciendo sustancialmente la complejidad de las simulaciones. La Figura 2.11 muestra un ejemplo

de un periodo completo de un arreglo espirafase. Aunque esta característica no se puede obtener en todos los arreglos debido al frente de onda esférico de la onda incidente, utilizar esta aproximación en el diseño permite la optimizar de una forma más sencilla.

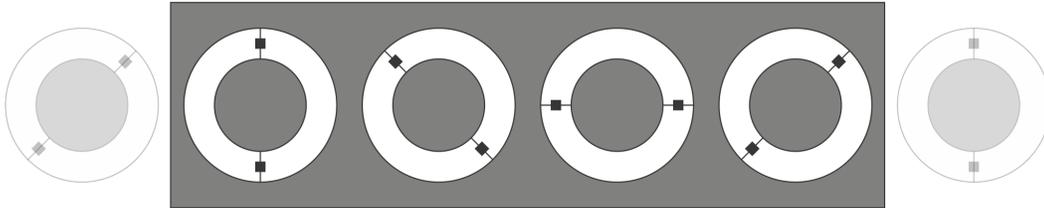


Figura 2.11. Periodo completo del arreglo reflectivo espirafase.

Los arreglos reflectivos espirafase fueron un gran salto en avance tecnológico con respecto a los arreglos basados en guías de onda. Su fabricación es mucho más económica y compatible con tecnología de circuitos impresos. Además, permiten integrar un gran número de cambios de fase en el arreglo, así como la posibilidad de reorientar electrónicamente el patrón de radiación con tiempos de respuesta en el orden de microsegundos mediante el control de los elementos espirafase utilizando diodos, pues el tiempo de conmutación de estos últimos está en el orden de los nanosegundos.

2.4.3. Arreglos reflectivos de microcinta

Como se ha visto en las anteriores secciones, la popularidad de los circuitos impresos en la electrónica debido a su facilidad de fabricación ha encaminado un parte importante del desarrollo tecnológico, incluyendo los sistemas de comunicaciones o radares. El primer arreglo reflectivo basado en microcinta fue utilizado por Malagasi [17] en 1978. Sin embargo, el primer intento de analizar esta tecnología fue llevado a cabo por Montgomery [18] en ese mismo año. Como es bien sabido, el análisis de la interacción electromagnética con estas estructuras es complicado pues requiere conocer las corrientes que corren por el arreglo. En la época era complicado resolver las ecuaciones integrales asociadas a estas estructuras debido a las limitaciones de procesamiento. En la Figura 2.12 se muestra un ejemplo de este tipo de arreglos.

Aunque esta tecnología surgió después que los arreglos reflectivos espirafase, esto no significa necesariamente que presente mejores características que los últimos, puesto que el uso de líneas de transmisión microcinta conectadas a cada elemento radiador incrementa las pérdidas del sistema dependiendo de la frecuencia en que se opere.

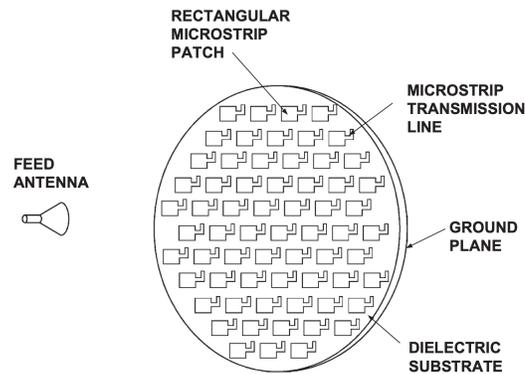


Figura 2.12. Arreglo reflectivo basado en microcinta [14].

Aún así, esta tecnología puede ser aprovechada por los arreglos espirafase, pues su fabricación es barata y sencilla de realizar. Por tanto, una opción que resulta atractiva es diseñar arreglos reflectivos con conmutadores semiconductores que puedan ser fabricados con esta tecnología.

2.5. Limitaciones de las antenas en arreglos de fase

Una de las limitaciones más grandes que presentan las antenas en arreglos de fase es la dificultad de compensar el retraso de la onda esférica incidente en los extremos del arreglo, pues su recorrido es mayor en esos puntos. Además, existen otros problemas como el estrecho ancho de banda debido a los componentes y la naturaleza resonante de las estructuras utilizados. Se ha trabajado en este aspecto utilizando algoritmos genéticos [19] para optimizar arreglos periódicos, y estructuras como fractales [20] para lograr una buena supresión de lóbulos laterales en mayores anchos de banda para ángulos de elevación de 60° .

Además, sin importar el tipo de arreglo que se esté utilizando, una limitación que presentan las antenas en arreglos de fase son los ángulos de escaneo que se pueden alcanzar. Esto se debe en parte a la máxima distancia entre elementos que es permitida sin que ocurra solapamiento (aliasing) en espacio, lo cual es una extensión directa del teorema de Nyquist para la frecuencia de muestreo. Permitir distancias entre elementos mayores a $\frac{1}{2}\lambda_0$ trae como consecuencia la formación de lóbulos secundarios con la misma ganancia que el lóbulo principal. La condición (2.8) sobre el máximo espaciamiento entre elementos en un arreglo lineal se debe cumplir para que los lóbulos secundarios más cercanos estén en el horizonte:

$$\frac{d_x}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (2.8)$$

Si de esta desigualdad se toma el caso de la igualdad y se tiene un espaciamiento d de $\frac{1}{2}\lambda_0$, se podrá hacer un escaneo completo, esto es, $\theta_0=90^\circ$. En cambio, si se incrementa la separación entre los elementos, por ejemplo, a $\frac{2}{3}\lambda_0$, el máximo ángulo de elevación permitido sin que aparezcan lóbulos secundarios es $\theta_0=30^\circ$. Como se ve, incrementar de esta forma el tamaño del arreglo, aunque contribuye al incremento de ganancia, reduce sus capacidades de escaneo. Escanear en ángulos de elevación superiores al permitido traerá una tendencia negativa en la ganancia del arreglo, pues la potencia se distribuirá en más de un lóbulo.

2.6. Conclusiones

En este Capítulo se presentaron las antenas en arreglos de fase, las características que las componen, así como los tipos de arreglos activos y pasivos. Además, se presentaron los arreglos reflectivos y cómo se han desarrollado en el tiempo.

En especial, los arreglos reflectivos espirafase han presentado grandes ventajas sobre los demás, principalmente la ausencia de la modulación parásita de magnitud y errores de fase pequeños. Esto aunado a la posibilidad de utilizar tecnología compatible con circuitos impresos y bajas pérdidas debido a la ausencia de sistemas de distribución corporativos.

A continuación, se presenta un resumen de las conclusiones más importantes del Capítulo:

- Las antenas en arreglos de fase mitigan las desventajas de utilizar antenas parabólicas con movimiento mecánico. Sus elementos constitutivos son el elemento radiador y el desplazador de fase.
- Los arreglos reflectivos tienen las ventajas de las antenas en arreglos de fase y de las antenas parabólicas, pues tienen altas ganancias y facilidad de reorientar el patrón de radiación sin mover mecánicamente su estructura.
- Los arreglos reflectivos sobrevienen las desventajas que se tienen al utilizar arreglos pasivos.

- Los arreglos reflectivos espirafase presentan mejores características para reorientar al patrón de radiación que los arreglos basados en guías de onda.
- Los dispositivos semiconductores como diodos permiten tener una mayor confiabilidad de los arreglos reflectivos, en comparación con otras tecnologías como RF-MEMS.
- Los arreglos reflectivos espirafase compatibles con tecnología de fabricación de circuitos impresos traen las ventajas de ser fácilmente fabricados, mitigando las pérdidas de los arreglos de microcinta.
- Es complicado alcanzar ángulos de escaneo mayores a 60° debido principalmente a la interacción mutua entre los elementos del arreglo, así como el patrón de radiación de los elementos que lo conforman.

Capítulo 3

Estado del arte de los desplazadores de fase

3.1. Definición

Un desplazador de fase es un dispositivo pasivo o activo capaz de ocasionar un cambio de fase una onda electromagnética (OEM) que pase a través de él. Existen diferentes formas en las que esto se puede conseguir como: mayor recorrido de la OEM, cambio de la velocidad de fase de la OEM y utilizando el principio de Fox de cambio de fase. La representación más básica de estos dispositivos se muestra en la Figura 3.1.

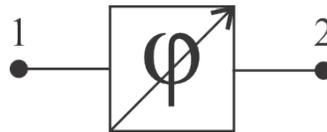


Figura 3.1. Representación básica de un desplazador de fase de dos puertos.

El desplazador de fase ideal se describe por su matriz de dispersión S de 2×2 :

$$s = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi_{12}} \\ e^{-j\varphi_{21}} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

De la ecuación (3.1) es notable que, si $\varphi_{12} = \varphi_{21}$, el desplazador de fase es recíproco, esto es, sin importar si la OEM se propaga del puerto 1 al 2 o viceversa, el desfase en la salida es el mismo. Si bien esta matriz de dispersión es en primera instancia útil para entender el funcionamiento de un desplazador de fase, es necesario tener en cuenta que los desplazadores reales tienen pérdidas.

Además, es necesario mencionar que la ecuación (3.1) no corresponde en todos los casos al desplazador de fase de la Figura 3.1. Esto es debido a que, dependiendo de la tecnología utilizada, las reflexiones pueden ser considerables, haciendo que S_{11} y S_{22} no sean nulos.

Las características de las antenas en arreglos de fase descritas en el capítulo anterior se deben principalmente a los desplazadores de fase. Una forma en la que se caracteriza el número de cambios de fase que pueden realizar estos dispositivos es el número de bits n que lo componen, con cambios de fase permitidos $\Delta\phi$ como se muestra a continuación:

$$\Delta\phi = \frac{360^\circ}{2^n}, 1 \leq n \leq N \quad (3.2)$$

Suponiendo que se tiene un desplazador de 4 bits, utilizando la ecuación (3.2), los cambios de fase permitidos son múltiplos enteros de 22.5° , habiendo hasta 16 posibilidades de fases en total.

3.2. Tipos de desplazadores de fase

Al igual que ocurre en los arreglos reflectivos, los desplazadores de fase han evolucionado conforme a las necesidades de los sistemas, frecuencias de operación y compatibilidad con tecnologías populares. En esta sección se presentarán diferentes tipos de desplazadores de fase, así como sus características.

3.2.1. Desplazadores de fase de ferrita

Los primeros desplazadores de fase utilizados fueron basados en la ferrita. Este material permite modificar la característica de propagación de ondas electromagnéticas que se propagan en guías de onda que utilizan ferritas [21]. Estas modificaciones son posibles en frecuencias de microondas gracias a la variación de campos magnetostáticos y pueden ser en: fase, polarización y pérdidas. Debido a la capacidad de rotar en fase las ondas electromagnéticas con bajas pérdidas de inserción, tan bajas como fracciones de decibel, los desplazadores de fase de ferrita han sido ampliamente utilizados en la banda X para radares de alta potencia. La versatilidad que presentan estos materiales resulta práctica por la posibilidad de variar los campos magnéticos por medios eléctricos, lo que permitió tener tiempos de respuesta en el orden de μs .

Uno de los principios de funcionamiento más utilizados en los desplazadores de fase de ferrita es el efecto Faraday. Cuando la onda transversal electromagnética (TEM) se propaga dentro de la guía de onda de ferrita en la misma dirección que el vector de magnetización, el plano de polarización de la onda rota a medida que esta avanza a través de la guía. Debido a que el material es anisotrópico, debido a la dirección del campo magnetostático presente, los desplazadores de ferrita son, regularmente, no recíprocos.

Existen diferentes tipos de desplazadores de fase basados en ferrita, los cuales pueden ser clasificados de la siguiente forma [22]:

- Recíprocos y no recíprocos: En el caso de los recíprocos, se tiene un cambio en fase igual independientemente de la dirección de propagación de la OEM. En cambio, los no recíprocos presentan cambios de fase diferentes, según la dirección de propagación.
- De alimentación continua y de cerrojo: Los de alimentación continua necesitan una corriente de control continua, mientras que los de cerrojo solo necesitan ser excitados con una corriente cuando se quiere ejecutar un comando.
- Análogos y digitales: Los análogos permiten realizar cambios de fase continuos a través de la corriente de excitación. Los digitales permiten realizar cambios de fase discretos entre las secciones del desplazador, teniendo estados como (3.2) según el número de bits del dispositivo.

En la Figura 3.2 (a) se muestra un desplazador de fase de ferrita no recíproco de cuatro bits. Como se observa, cada segmento de la guía de onda tiene un tamaño diferente, en concordancia con el bit y el desfase que se puede generar al pasar la OEM a través estos. Para obtener un dispositivo recíproco se pueden disponer frente a frente dos desplazadores de fase no recíprocos idénticos, como se muestra en la Figura 3.2 (b), alineándolos de tal forma que el campo magnetostático longitudinal presente en cada uno de ellos apunte en dirección contraria. A partir de la mitad de los años 70's, estos últimos han sido utilizados ampliamente en diversas aplicaciones militares entre las bandas S y X. Su popularidad se debió principalmente a su desempeño y a la facilidad de cambiar los controladores de semiconductores cuando se dañaban [23].

Posteriormente, a partir de los años 80's, con la popularidad de la tecnología compatible con circuitos impresos, se buscó diseñar desplazadores de fase de microcinta. Además, las desventajas tales como peso, costo y dimensiones que presentan los dispositivos

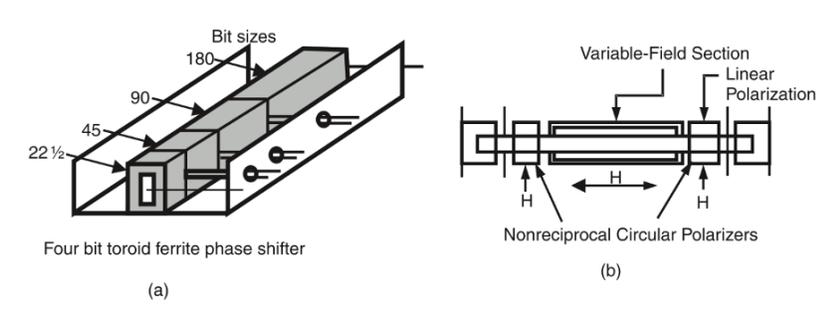


Figura 3.2. (a) Desplazador de fase de 4 bits de ferrita [24]. (b) Desplazador de fase Dual-mode latching ferrite phase shifter [25]

basados en guía de onda fueron decisivas para el cambio a esta tecnología. Se han realizado desplazadores con capacidades de giro de 309° en una longitud de onda [26], los cuales pueden ser utilizados en antenas en arreglos de fase.

Más recientemente, se han diseñado desplazadores de fase analógicos/digitales, alterando el funcionamiento de una línea microcinta como tal y como guía de onda a partir de la conmutación de diodos pin [27], como se muestra en la Figura 3.3. El control digital se tiene controlando el paso de corrientes reactivas por los diodos pin, si se tienen en estado cerrado, la sección se comporta como una guía de onda, y si se tienen en estado abierto, mantiene su funcionamiento como línea microcinta. Estos cambios alternan la constante de fase de la OEM, obteniendo así una diferencia de fase de $100^\circ/\text{bit}$. El control analógico se consigue mediante la variación de la intensidad campo magnetostático H_0 , con lo que se tiene una diferencia de fase de $16^\circ/\text{mT}$.

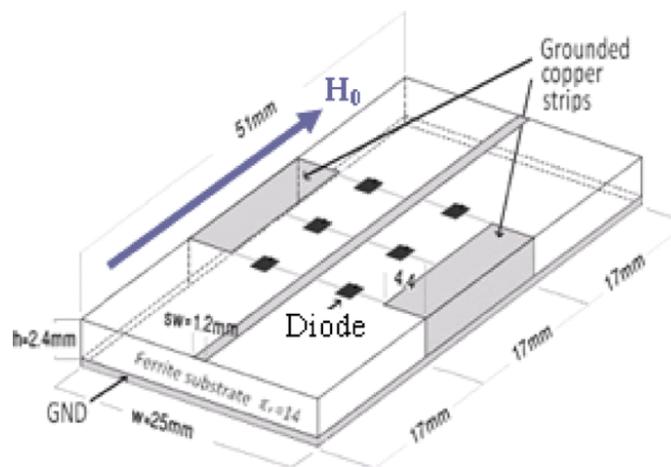


Figura 3.3. Desplazador de fase analógico/digital de ferrita para antenas en arreglos de fase [27].

En general, para sistemas modernos en arreglos de fase, los desplazadores de ferrita

presentan ciertas desventajas, principalmente inestabilidad térmica, pues sus parámetros dependen fuertemente de la temperatura. Además, necesitan de calibración individual debido a la dificultad de fabricar muchos dispositivos con las mismas propiedades magnéticas y, en la mayoría de los casos, diseñar este tipo de desplazadores compatibles con tecnología de circuitos impresos presenta un reto.

3.2.2. Desplazadores de fase de líneas conmutadas

Una forma en la que se puede conseguir el retraso en fase es mediante diferencias de recorrido. Los desplazadores de fase de líneas conmutadas basan su funcionamiento en esta forma de conseguir diferencias de fase. En la Figura 3.4 se muestra un esquema de este tipo de desplazadores.

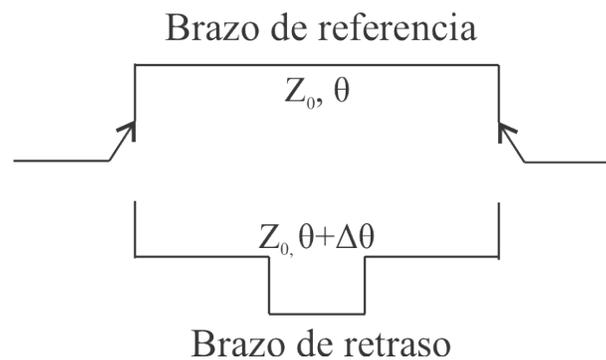


Figura 3.4. Esquema básico de desplazador de fase de líneas conmutadas.

Conmutando entre las líneas de transmisión se cambia la longitud eléctrica que las OEMs recorren dentro del desplazador de fase. Existen diferentes tecnologías que pueden ser utilizadas para realizar la conmutación, como componentes RF-MEMS y diodos pin, siendo los segundos los más utilizados debido a su disponibilidad y su capacidad de trabajar en frecuencias altas.

Estos desplazadores de fase pueden realizarse con cualquier línea de transmisión, por lo que es posible su diseño en líneas compatibles con circuitos impresos, como la microcinta. Se han realizado desplazadores de fase compactos de línea conmutada basados en microcinta [28] que trabaja en bandas comerciales de GSM y Wi-fi, como se muestra en la Figura 3.5. En este diseño se utilizaron diodos pin para conmutar entre los brazos de diferente longitud eléctrica.

Las desventajas de este diseño es que, a pesar de ser compacto, existe un límite en el tamaño que puede tener el dispositivo debido a diferentes factores: en primer lugar, el

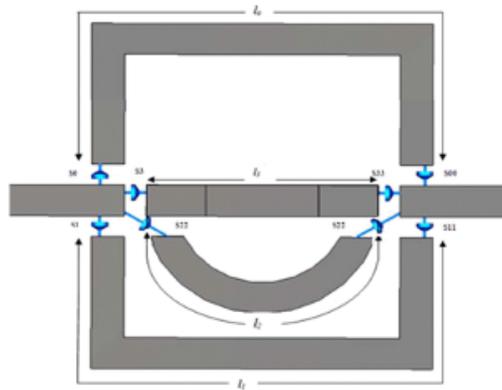


Figura 3.5. Desplazador de fase de línea conmutada basado en microcinta [28].

principio de funcionamiento exige que se tengan longitudes comparables con la longitud de onda de trabajo; en segundo, tener muy cerca las líneas microcinta traerá como consecuencia un acoplamiento mutuo entre estas, lo que degradará la característica del dispositivo.

Por otro lado, se han propuesto mejoras a este tipo de desplazadores [29] colocando dos stubs terminados en circuito abierto en paralelo con la línea de retraso. De esta forma, se un desplazador de 90° que trabaja en la banda de 14 a 16 GHz con $\pm 2^\circ$ de desviación de fase. Una fotografía de este diseño se muestra en la Figura 3.6.

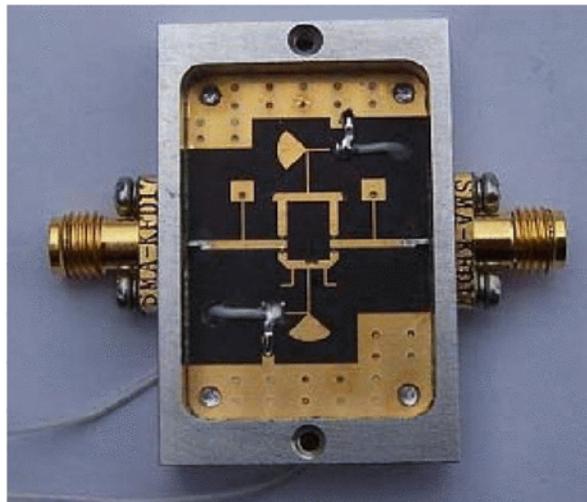


Figura 3.6. Fotografía del desplazador de fase de 90° propuesto en [29].

Aun cuando este desplazador puede trabajar en un rango amplio de frecuencias, presenta desventajas más acentuadas en el tamaño del dispositivo, debido a los stubs conectados en paralelo. Realizar un desplazador de un número elevado de bits presentaría retos para mantener el dispositivo compacto sin que haya acoplamiento mutuo

entre las líneas microcinta.

En general, las desventajas que se pueden observar hasta ahora de estos dispositivos es el estrecho ancho de banda, pues las dimensiones físicas de estos están dadas con respecto a una longitud de onda de referencia. Aunque se tengan formas para incrementar el ancho de banda de estos desplazadores, estas soluciones vienen con la consecuencia de dimensiones más grandes. Además, como ya se dijo anteriormente, estos dispositivos tienen un fuerte límite en la miniaturización que se puede tener, puesto que las diferencias de fase se consiguen retrasando temporalmente a las OEM, haciéndolas recorrer mayores distancias. Suponiendo que se tengan dimensiones físicas de estos dispositivos de una longitud de onda, en un arreglo plano se deben mantener distancias entre elementos radiadores de $1/2\lambda$, por lo que acomodar los desplazadores de fase en cada elemento radiador es un reto de diseño.

3.2.3. Desplazadores de fase de líneas cargadas

Existen otros tipos de desplazadores de fase basados en líneas de transmisión. En lugar de conmutar entre líneas de transmisión de diferente longitud eléctrica, se puede conmutar entre diferentes cargas, las cuales provocarán cambios de fase en la señal que se propaga por la línea de transmisión. La configuración básica de estos desplazadores se muestra en la Figura 3.7. Una característica importante de estos dispositivos es que las cargas deben de ser puramente reactivas, de lo contrario se tendrán grandes pérdidas. Como los elementos más comunes utilizados en las cargas susceptivas son stubs, el ancho de banda de estos desplazadores no es muy grande.

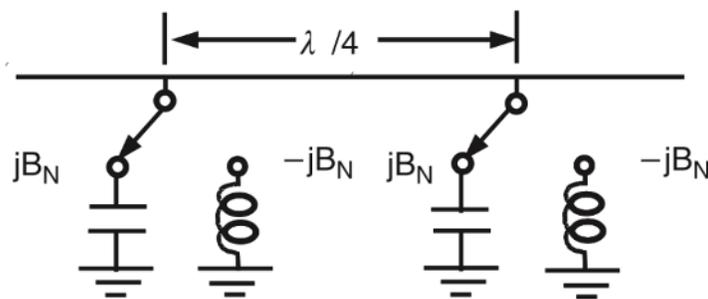


Figura 3.7. Configuración básica de un desplazador de fase de línea cargada [24].

Se han realizado desplazadores de fase de línea cargada capaces de trabajar en múltiples bandas de frecuencia. Un ejemplo de estos es el desplazador de fase de 45° de doble banda [30] con pérdidas por inserción menores a 1.1 dB, el cual opera en 900

MHz y 1800 MHz, con bandas relativas de 10 % en ambos casos. La topología de este dispositivo se muestra en la Figura 3.8. Conmutando entre las susceptancias Y_1 y Y_2 , se incrementa o disminuye la fase, siendo la fase de inserción sin carga de 90° .

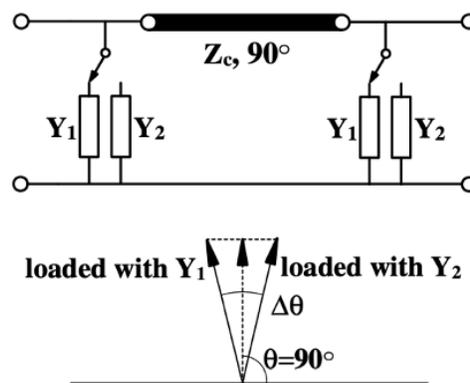


Figura 3.8. Topología y diagrama vectorial de desplazador de fase clase III de doble banda [30].

Un problema con este tipo de desplazadores de fase es el ancho de banda en el que pueden trabajar [31], y la dificultad de utilizar cargas diferentes a stubs en frecuencias altas, debido a la frecuencia de resonancia propia de capacitores e inductores.

Por otra parte, se han realizado desplazadores de fase de líneas cargadas con conmutadores RF-MEMS capacitivos capaces de operar en anchos de banda más grandes, obteniendo cambios de fase de 15° , 30° y 45° [32]. En la Figura 3.9 se muestra el esquema de este desplazador de fase de dos bits.

Aun cuando este diseño permite trabajar en un ancho de banda de 500 MHz en 9 GHz, las pérdidas de inserción son de hasta -2.5 dB, debido principalmente a la alta resistividad del sustrato utilizado.

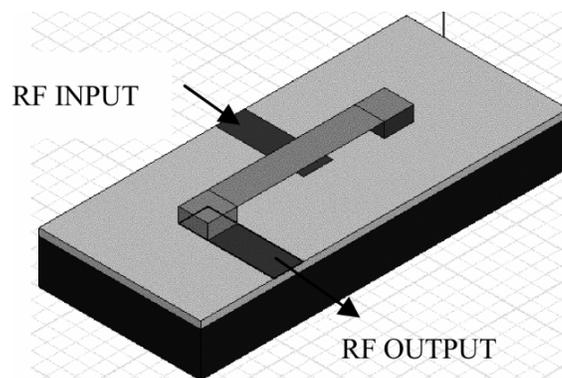


Figura 3.9. Desplazador de fase de bits con cargas MEMS capacitivas [32].

Si bien los desplazadores de fase de línea cargada proveen de una forma sencilla de obtener cambios de fase, estos no pueden ser muy grandes. Además, para mejorar el desempeño de estos desplazadores de fase, es necesario separar las cargas una de otra una longitud eléctrica de 90° , de forma que se tengan los anchos de banda más grandes con las menores pérdidas de inserción. En las antenas en arreglos de fase es necesario que los desplazadores de fase sean compactos y deseable que estos provean múltiples valores de fase, esto es, que sean de una cantidad de bits n grande. Con este tipo de desplazadores es complicado conseguir esto último sin incrementar en gran medida su tamaño.

3.2.4. Desplazadores de fase distribuidos

En las líneas de transmisión, la velocidad de fase es función de la capacitancia e inductancia por unidad de longitud. Un cambio en la velocidad de fase traerá un desfase diferente de la OEM al propagarse por la línea de transmisión. En la práctica es más común modificar la primera variable, distribuyendo las capacitancias periódicamente en la línea de transmisión, con distancias entre elementos mucho menores a la longitud de onda, y se pueden tener en este sentido analógicos y digitales, dependiendo de si la variación de la capacitancia es continua como con varactores, o si se conmuta entre distintos elementos. En la Figura 3.10 se muestra el esquema básico de este tipo de desplazadores de fase.

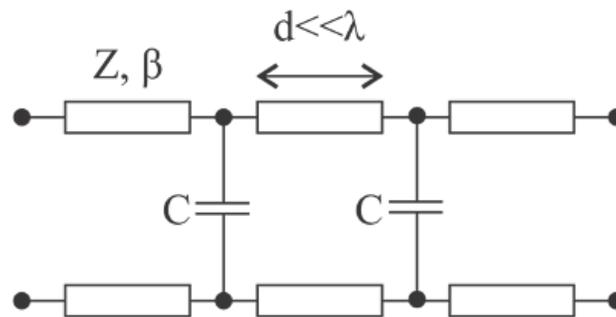


Figura 3.10. Esquema básico del desplazador de fase distribuido.

Un ejemplo reciente de desplazador de fase distribuido analógico con cambios de fase de 538° por cm [33]. Este dispositivo consta de una línea coplanar cargada de capacitores varactores MEMS para variar la capacitancia agregada C_l a la línea de transmisión, logrando pérdidas de 1 dB por cada 170° de cambio de fase en 40 GHz. Una pequeña sección del dispositivo se muestra en la Figura 3.11.

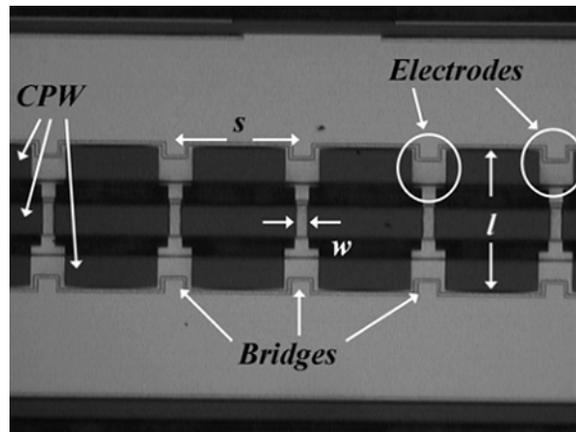


Figura 3.11. Desplazador de fase analógico con capacitores MEMS [33].

Se han realizado esfuerzos para reducir las pérdidas de inserción en estos dispositivos, utilizando líneas coplanares cargadas con diodos varactores [34]. Este dispositivo consigue realizar cambios de fase de hasta 360° en 20 GHz con pérdidas de inserción no mayores a 4.2 dB. El esquema del desplazador de fase se muestra en la Figura 3.12.

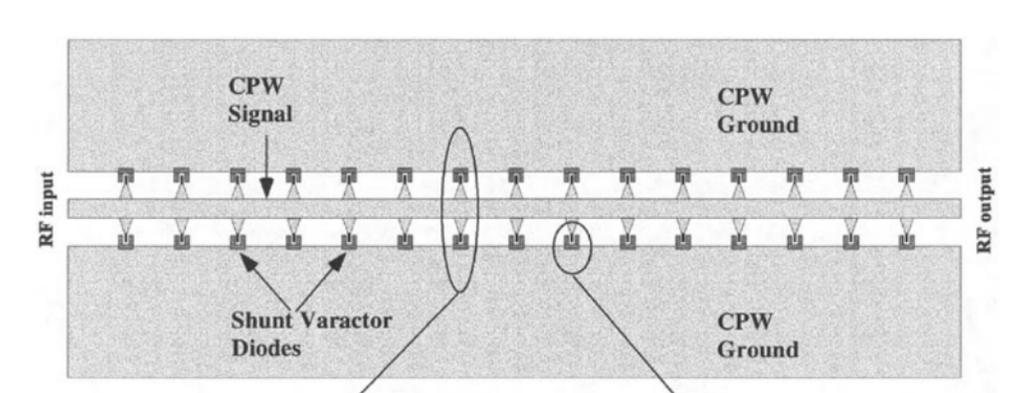


Figura 3.12. Desplazador de fase distribuido con diodos varactores [34].

Si bien estos desplazadores utilizan tecnología compatible con circuitos impresos, presentan facilidad de fabricación monolítica y utiliza elementos cuyas tecnologías están maduras hoy en día, una problemática que tienen es consecuencia de su principio de operación. Al variar la velocidad de fase en toda la línea de transmisión, también se modifica su impedancia característica, lo cual viene acompañado de desacoplamiento y reflexiones no deseadas tanto con la antena como con el amplificador al que se conecta. Estas alteraciones hacen indispensable el uso de acopladores de impedancia a la entrada y salida del desplazador, De esta forma, si se quiere diseñar una antena

en arreglos de fase, será necesario agregar una gran cantidad de elementos para evitar pérdidas por reflexiones debido a desacoplamientos.

3.3. Desplazadores de fase espirafase con diodos p-i-n

Los desplazadores de fase espirafase y los diodos p-i-n presentan características por separado y en conjunto que deben de ser abordadas. Primero se analizarán las características individuales de los diodos p-i-n, luego las de los desplazadores de fase espirafase y finalmente las características que se tienen cuando se diseña un desplazador de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n (ARDP).

3.3.1. El diodo p-i-n

El diodo p-i-n consiste en la unión de tres regiones: las regiones dopadas p y n, y la región intrínseca de silicio, la cual puede estar dopada débilmente de material tipo p o n. En la Figura 3.13 se muestra un esquema básico del diodo p-i-n. En las frecuencias de microondas, el diodo p-i-n funciona esencialmente como un corto circuito o un circuito abierto al ser polarizado correctamente en CD. Debido a este funcionamiento, el tipo de desplazadores de fase que estos diodos pueden proveer es de carácter digital, pues solo pueden conmutar entre encendido y apagado.

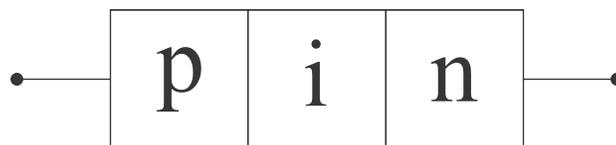


Figura 3.13. Diagrama del diodo p-i-n

En el caso de polarización directa, Figura 3.14 (a), el diodo p-i-n puede ser representado como una resistencia R_f , la cual tiene valores comunes entre 0.5Ω y 5Ω . Cuando el diodo está en polarización inversa, el diodo puede ser representado como un circuito RC en paralelo, Figura 3.14 (b), con resistencias en el orden de $k\Omega$ y capacitancias en el orden de fracciones de pF.

Las pérdidas que los diodos introducen a los desplazadores de fase dependen de la transformación de sus impedancias. Así, en general, dependen de los parámetros del diodo en ambos estados, abierto y cerrado.

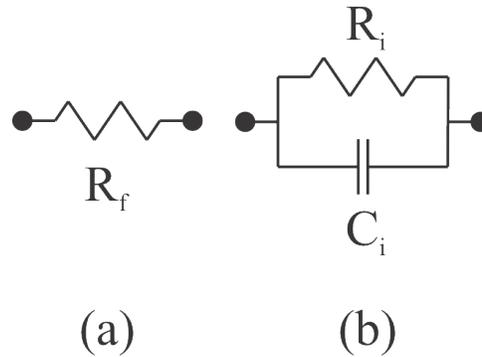


Figura 3.14. Circuito equivalente del diodo p-i-n (a) en polarización directa. (b) en polarización inversa.

Por otro lado, como ya se dijo anteriormente, los diodos pueden cambiar de estado encendido a apagado muy rápidamente. En el caso de diodos de arseniuro de galio (GaAs) en unos cuantos nanosegundos, mientras que para los diodos de silicio (Si) en decenas de nanosegundos. Esto es una característica excelente para reorientar el patrón de radiación en los arreglos reflectivos.

3.3.2. Desplazadores de fase espirafase

Los desplazadores de fase espirafase basan su funcionamiento en el principio de Fox para cambio de fase en una onda de polarización circular. Las características de estos desplazadores se pueden obtener analizando este principio. Como ya se mencionó en el Capítulo 2, una onda de polarización circular incide directamente sobre el arreglo reflectivo, de forma que se tenga un desfase de 180° entre las componentes ortogonales que componen la onda de polarización circular, cumpliendo así la condición (2.7).

3.3.2.1. Principio de funcionamiento

Como ya se señaló, los desplazadores de fase espirafase o giratorios se basan en el principio de Fox. Para ejemplificarlo, se tomará en cuenta la guía de onda circular (GOC) de longitud $\lambda_g/4$ terminada en corto circuito, con un dipolo de $\lambda/2$ ubicado al inicio de la GOC, como se ve en la Figura 3.15 (a). En esta se observan las componentes de la OEM de PC izquierda que se propagan en dirección z negativa. Cuando la OEM paralela al dipolo (en color azul) incide en la GOC, siente un corto circuito al interactuar con el dipolo y se refleja con un coeficiente de reflexión $\Gamma_A = -1$. La OEM del eje BB' , ortogonal al eje AA' del dipolo, no siente la presencia de este y recorre la GOC perdiendo una fase de 90° . Al encontrarse con la pared metálica, corto circuito, se refleja con un coeficiente

de reflexión $\Gamma = -1$ y recorre nuevamente la GOC perdiendo una pase de 90° . Al salir de la GOC, la OEM en naranja tiene un coeficiente de reflexión $\Gamma_B = 1$ garantizando así la condición (2.7). En la Figura 3.15 (b) se muestra el recorrido de las OEM descrito.

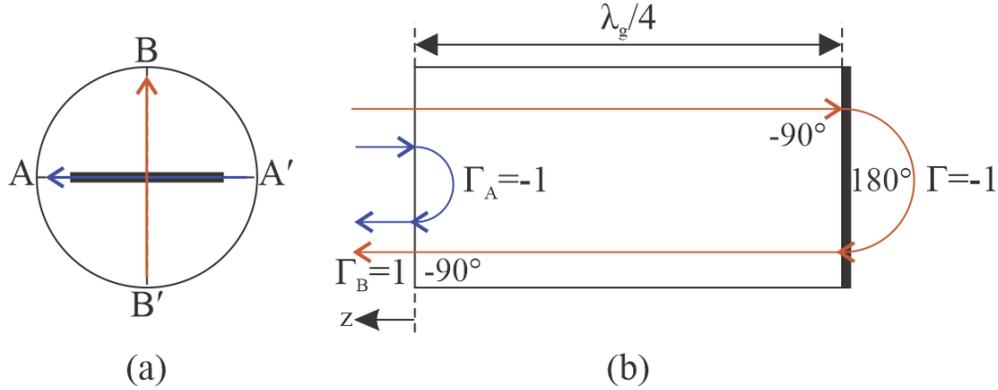


Figura 3.15. (a) Vista frontal de guía de onda circular con dipolo de $\lambda/2$ en el medio. (b) Diagrama de recorrido de las componentes de la OEM incidente paralela y ortogonal al eje del dipolo de guía de onda rectangular.

Al cumplirse tal condición, la onda reflejada \vec{E}_r de la ecuación (3.3) es únicamente la onda con un desfase dos veces mayor al ángulo de giro φ entre las cargas reactivas:

$$\vec{E}_r = E_0 \Gamma_A e^{j2\varphi} (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (3.3)$$

Este principio de funcionamiento trae las ventajas de tener errores de fase pequeños y tener una baja modulación de amplitud, debido a que, independientemente del número de bits del desplazador de fase, las OEMs no se propagan a través de líneas de transmisión de diferentes longitudes, en comparación con otros desplazadores de fase como de líneas conmutadas.

La figura de mérito de este tipo de desplazadores es conocida como factor de conversión L_c . Este factor es la relación entre la potencia de la OC de la ecuación (3.3) y la potencia de la OEM de PC izquierda incidente sobre el desplazador de fase. No cumplir adecuadamente con la condición (2.7) hará que L_c disminuya, pues parte de la potencia incidente se convertirá en la ONC, la cual se desea suprimir.

Se ha demostrado un buen desempeño de los desplazadores de fase spirafase con anillos resonantes [35] con un factor de conversión mejor que -1 dB para ángulos de escaneo de hasta 45° , aprovechando hasta el 80% de la potencia de la onda incidente, lo cual es más de lo que otras tecnologías pueden aprovechar. La Figura 3.16 muestra es el esquema de este tipo de desplazadores.

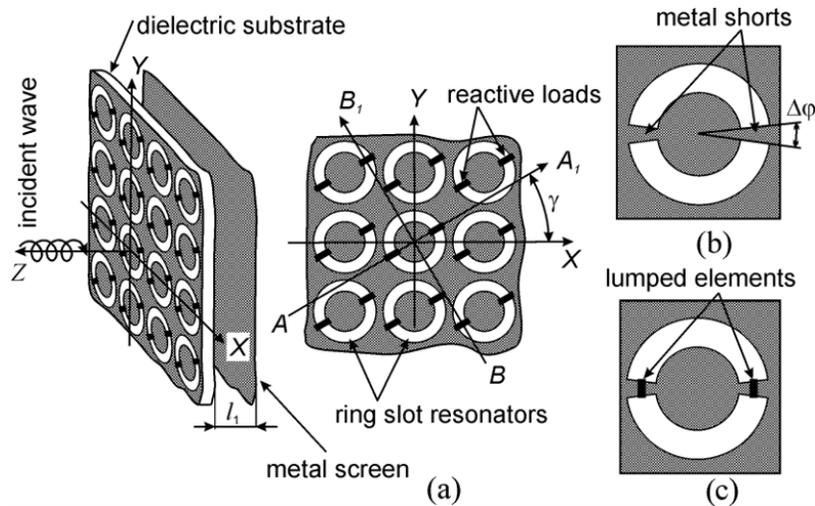


Figura 3.16. Desplazador de fase espirafase con anillos resonantes [35].

Una característica interesante de estos desplazadores y que es consecuencia del principio de funcionamiento es que la profundidad total del desplazador es de aproximadamente $\lambda_g/4$. Esto aunado a que naturalmente pueden funcionar a la vez como radiadores si la OEM incidente es emitida por una antena alimentadora, permite formar arreglos reflectivos con relativa facilidad y menos componentes. Si se utilizara, por ejemplo, un desplazador de fase de las tecnologías descritas anteriormente, sería necesario conectarlos a una antena, lo cual incrementaría el costo de producción al mismo tiempo que el tamaño total del arreglo. Por esta razón, junto con las características descritas, los desplazadores de fase espirafase son una elección excelente para diseñar arreglos reflectivos.

3.3.3. Desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n

Se han realizado modelos utilizando diodos p-i-n como las cargas reactivas [36] en desplazadores de dos bits de este tipo, obteniendo un factor de conversión mejor a -3.5 dB de 10 a 12 GHz para ángulos de escaneo de hasta 60° . Se utilizan 4 parejas de diodos p-i-n para tener las 4 posiciones angulares correspondientes a los dos bits del desplazador, en una configuración 2 abiertos, 6 cerrados. En la Figura 3.17 se muestra el esquema de este desplazador de fase de dos bits.

Las ventajas que traen estos desplazadores son un conjunto de las ventajas individuales

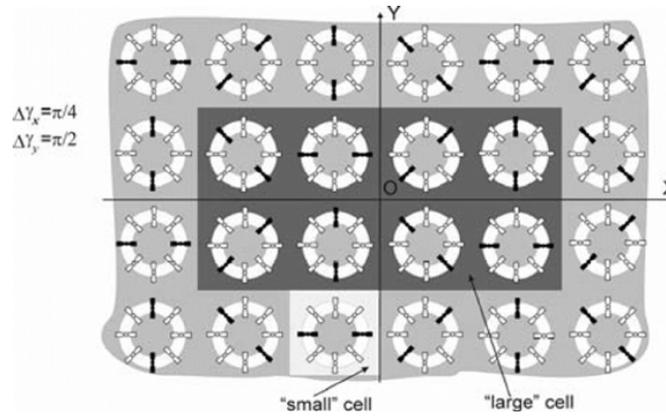


Figura 3.17. Esquema de desplazador de fase de dos bits basado con anillos resonantes y diodos p-i-n como cargas reactivas [36].

de los desplazadores de fase espirafase y de los diodos p-i-n. Por un lado, el comportamiento de los diodos p-i-n en frecuencias de microondas permite utilizarlos como conmutadores rápidos y confiables, además de que pueden manejar altas potencias. Además, debido a que la tecnología de semiconductores ya está bien establecida, el costo de estos elementos es bajo y su disponibilidad es alta. Por otro lado, utilizar el principio de espirafase permite tener arreglos completos no tan grandes, pesados y costosos en comparación con las tecnologías analizadas anteriormente. Por su parte, los anillos resonantes son una opción atractiva para diseñar un desplazador de fase espirafase, pues son compatibles con fabricación de circuitos impresos y permiten acomodar de forma sencilla los elementos espirafase, esto es, los diodos p-i-n.

3.4. Conclusiones

En este Capítulo se presentaron diferentes tecnologías utilizadas en los últimos años para el diseño de desplazadores de fase. Cada una de estas tecnologías presenta sus ventajas y desventajas, pero hay una que presenta mejores características en términos de miniaturización, reducción de huella tecnológica y ausencia de modulación parásita de amplitud, los desplazadores de fase espirafase.

Estos desplazadores, como se vio, se pueden miniaturizar, y han presentado las pérdidas de inserción más bajas comparadas con las demás tecnologías. El sistema de control se puede manejar desde la parte trasera de los desplazadores, lo cual facilita su implementación, y es más sencillo fabricarlos con poca diferencia en sus características que, por ejemplo, los desplazadores de ferrita.

Es por estas características que los diseños presentados en el Capítulo 4 están basados en desplazadores de fase espirafase con diodos p-i-n.

A continuación se presenta un resumen de las conclusiones más importantes del Capítulo:

- Los desplazadores de fase son esenciales para el funcionamiento de las antenas en arreglos de fase.
- Los desplazadores de ferrita presentan las desventajas de no estar basados en tecnologías de circuitos impresos, además de la dificultad de fabricar gran cantidad de ellos con mismas las mismas propiedades intrínsecas.
- Los desplazadores de fase de líneas conmutadas son sencillos de realizar, pero presentan la desventaja de tener gran modulación de amplitud debido a las diferentes pérdidas dependiendo del recorrido que hagan las OEM.
- Los desplazadores de fase de líneas cargas presentan las desventajas de trabajar en bandas muy pequeñas debido a su diseño, de forma que no se tengan muchas pérdidas por retorno. Esto aunado al hecho de que las secciones individuales solo funcionan hasta diferencias de fase de 90° .
- Los desplazadores de fase distribuidos presentan la facilidad para ser fabricados moníliticamente, pero introducen muchas más pérdidas por todos los elementos agregados a la línea de transmisión, por lo que las pérdidas de inserción son altas.
- Los desplazadores de fase espirafase presentan errores de fase pequeños, tienen baja modulación de amplitud y tienen dimensiones menores comparados con los demás desplazadores de fase al introducirse directamente en los arreglos reflectivos.
- El uso de diodos p-i-n en desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes tiene las ventajas de reducir el costo total del sistema, fácil adquisición para su fabricación y manejo de altas potencias sin introducir muchas pérdidas.

Capítulo 4

Diseño de desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n

Los desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n (ARDP), como se vio en el Capítulo 2, son económicos, fáciles de fabricar y presentan un buen desempeño en comparación con otras tecnologías. Debido a estas características y a la creciente necesidad de antenas en arreglos de fase, se diseñarán tres arreglos reflectivos espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n. En este capítulo se describirá el diseño de dichos arreglos.

El primero de ellos será de dos bits y tendrá una configuración de cuatro diodos cerrados y cuatro diodos abiertos, al cual se hará referencia como 4C4A, Figura 4.1 (a). Se ha demostrado que, para un gran número alto de bits, este tipo de arreglos tendrán un mejor desempeño si los diodos se configuran la mitad abiertos y la mitad cerrados [36], y es la razón por la que se eligió esta primera configuración.

El segundo será de 3 bits, y tendrá una configuración de 2 diodos cerrados y 14 diodos abiertos, al cual se hará referencia como 2C14A, Figura 4.1 (b). Esta configuración fue elegida debido a que, al tener una mayor resolución en las fases, las pérdidas asociadas a los errores de fase al escanear se reducirán en comparación con la configuración 4C4A.

El tercero será igualmente de 3 bits, pero estará en una configuración 8 diodos cerrados y 8 diodos abiertos, como se muestra en la Figura 4.1 (c), a la cual se hará referencia como 8C8A. Esta configuración fue elegida por la misma razón que en el caso 4C4A. Además, al permitir un mayor número de cambios de fase, reducirá las pérdidas por errores de fase como en la configuración 2C14A.

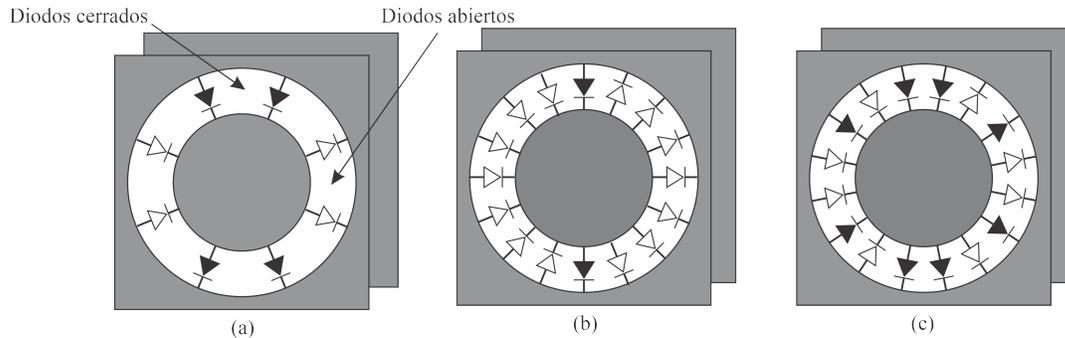


Figura 4.1. (a) Esquema de celda unitaria de la configuración 4C4A. (b) Esquema de celda unitaria de configuración 2C14A. (c) Esquema de celda unitaria de configuración 8C8A.

4.1. Proceso de diseño

El proceso de diseño será de la siguiente forma. Primero, se tomará como referencia la estructura diseñada para una configuración de dos diodos cerrados y seis abiertos, a la que se hará referencia como 2C6A, Figura 4.2 (a), propuesta en [36] y se hará un modelo de arreglo infinito en CST Studio con licencia de investigación, de forma que se obtengan características similares.

El modelo de arreglo infinito es útil en este caso pues permite describir el funcionamiento de una celda unitaria rodeada de un gran número de celdas iguales. En la realidad no se tienen arreglos infinitos y, como se vio en el Capítulo 1, la interacción entre celdas depende de la posición en que se encuentre. Aún así, este modelo permite obtener una característica muy similar comparado con un modelo de arreglo finito, debido a que estos arreglos se conforman con una gran cantidad de celdas.

Posteriormente, utilizando AWR Microwave Office con licencia estudiantil, se obtendrán los circuitos equivalentes de: los anillos resonantes, Figura 4.2 (b); los anillos resonantes con los brazos metálicos cerrados, Figura 4.2 (c); los anillos resonantes con brazos metálicos abiertos, Figura 4.2 (d); y los anillos resonantes con brazos metálicos y diodos abiertos, Figura 4.2 (e).

Una vez se tengan estos circuitos equivalentes, se utilizarán para crear los circuitos equivalentes de las estructuras de las Figuras 4.1 (a), (b) y (c), y se optimizarán de forma que se suprima lo más posible onda no controlada.

Cuando los circuitos estén optimizados, se obtendrá el nuevo circuito resonante equivalente a los anillos resonantes y se ajustarán las dimensiones de estos de forma que

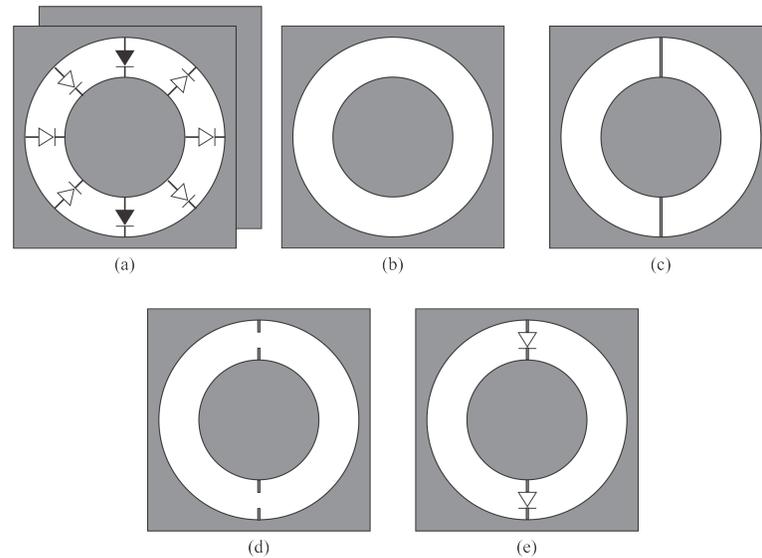


Figura 4.2. (a) Estructura de [36]. (b) Estructura de anillos resonantes. (c) Estructura de anillos resonantes y brazos metálicos verticales. (d) Estructura de anillos resonantes y brazos metálicos verticales abiertos. (e) Estructura de anillos resonantes, brazos metálicos y diodos abiertos.

su resonancia y la del circuito equivalente coincidan. Después se agregarán todos los elementos para conformar de nuevo las estructuras y se simulará CST.

Finalmente, se agregarán los brazos metálicos y diodos para obtener las ondas controlada y no controlada en CST para verificar la equivalencia entre el circuito y la estructura. Se compararán las fases de las ondas controladas cuando se simula la rotación mecánica de manera electrónica de los elementos espirafase, comprobando que las diferencias de fase sean dos veces mayores al giro φ impuesto a los diodos. Al conmutar los diodos en estado abierto y cerrado, se consigue esta simulación electrónica de la rotación de los elementos espirafase.

4.2. Circuitos equivalentes

Si bien es cierto que se pudiera realizar todo el proceso de diseño utilizando únicamente un simulador electromagnético como CST, esto sería muy tardado en comparación con obtener los circuitos equivalentes de estas estructuras, optimizarlos y encontrar sus equivalencias en una nueva estructura. En el primer caso, cada simulación puede durar hasta unos cuantos días, mientras que en el segundo las simulaciones duran apenas unos segundos. Esa es la razón por la que optó por este proceso de diseño.

4.2.1. Modelado de la celda unitaria en configuración 2C6A

Como ya se planteó en el proceso de diseño, lo primero que se hará es replicar las características de la estructura propuesta en [36]. Para esto, se tomarán las medidas utilizadas en dicho artículo, de forma que la estructura queda como la Figura 4.3.

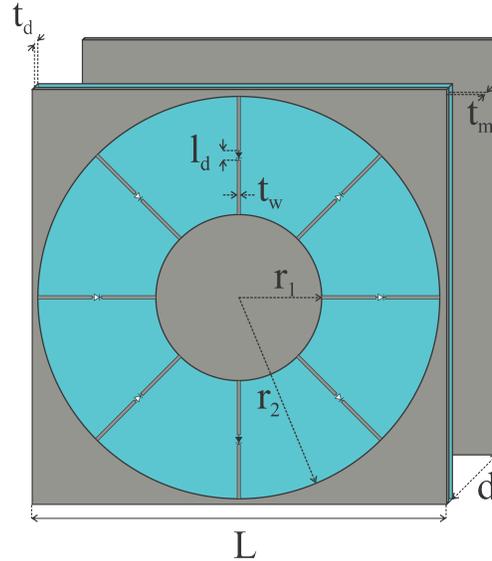


Figura 4.3. Celda unitaria en configuración 2C6A

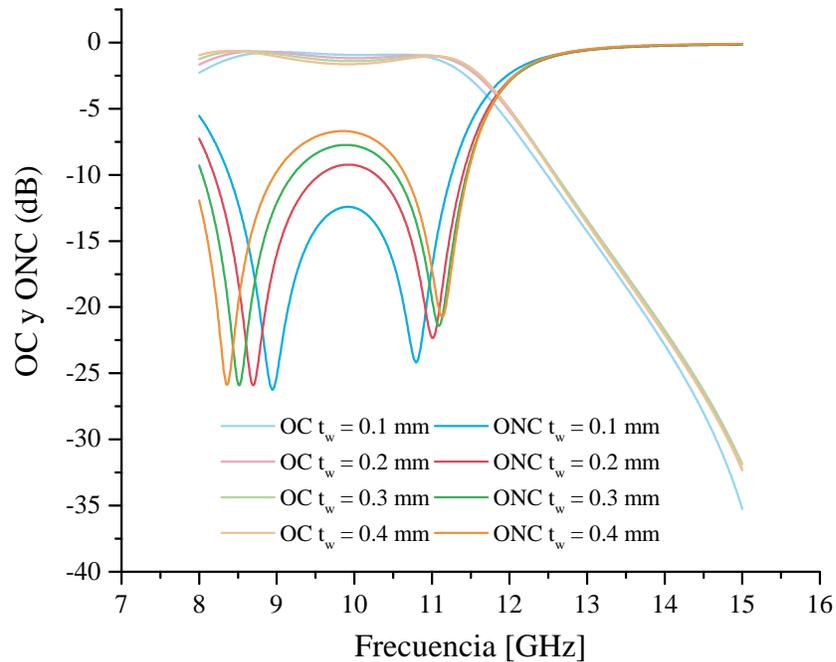
La celda unitaria es cuadrada y tiene una longitud $L=13$ mm. Los anillos concéntricos tienen radios $r_1=2.6$ mm y $r_2=6.3$ mm. Se utilizó una placa de conductor perfecto (PEC) de espesor $t_m=10$ μm y un dieléctrico con permitividad relativa $\epsilon_r=2.2$ y espesor $t_d=0.127$ mm. La placa metálica reflejante tendrá el mismo espesor $t_m=10$ μm y se encontrará a una distancia del dieléctrico $d=7.5$ mm.

Los diodos serán simulados como elementos concentrados, lo que significa que tendrán un circuito equivalente de acuerdo con la Figura 2.14, con la particularidad de que el circuito ocupará un punto en el espacio, aunque es necesario darles una longitud, l_d . El diodo abierto será modelado como una capacitancia $C_d=0.017$ pF en paralelo con una resistencia $R_{DA}=20$ k Ω ; el diodo cerrado será modelado con una resistencia $R_{DC}=3$ Ω .

4.2.1.1. Obtención del ancho de brazos metálicos y longitud de diodos

El ancho de los brazos metálicos t_w , así como la longitud de los diodos l_d serán determinadas de forma práctica obteniendo las ondas controlada (OC) y no controlada (ONC) para múltiples combinaciones de estas dimensiones. En el caso de t_w se hizo un barrido

de 0.1 a 0.4 mm con incrementos de 0.1 mm, tomando una longitud de diodos $l_d=0.3$ mm.



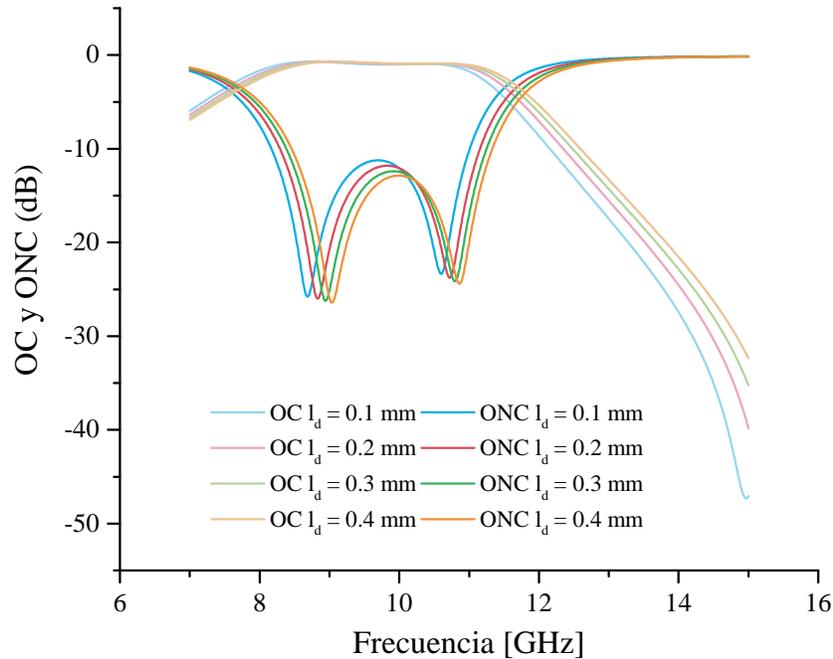
Gráfica 4.1. OC y ONC para varios valores de t_w , con $l_d = 0.3$ [mm].

En la Gráfica 4.1 se muestran los resultados de las OC y ONC para diferentes valores de t_w . La configuración que mostró un mejor desempeño fue en la que los brazos metálicos eran más estrechos, esto es, $t_w=0.1$ mm. En este caso, la ONC se suprime en mayor medida que en los otros casos, además de que la banda superior a -1 dB de la OC se encuentra en frecuencias ligeramente superiores, de 8.53 GHz a 10.85 GHz.

Una vez se determinó que brazos metálicos más estrechos suprimen en mayor medida la ONC y que el valor de t_w será de 0.1 mm, se encontró la característica de las OC y ONC haciendo un barrido de l_d de 0.1 a 0.3 mm con incrementos de 0.1 mm.

En la Gráfica 4.2 se observa que la supresión de la ONC es mayor para valores más grandes de longitud de diodo. Además, la banda a -1 dB de la OC se mantiene en frecuencias superiores, lo que hace su comportamiento más acercado al presentado en [36]. Por tanto, la longitud de brazos que se utilizará es $t_w=0.1$ mm.

Después de realizar estas simulaciones, la mejor supresión de la ONC, así como la banda de OC sin caídas por debajo de -1 dB se tiene con la combinación de ancho de brazos metálicos $t_w=0.1$ mm y longitud de diodos $l_d=0.3$ mm.



Gráfica 4.2. OC y ONC para varias longitudes de diodo l_d , con $t_w = 0.1$ mm.

4.2.1.2. Verificación de fases del modelo base

Para verificar la validez de este modelo, se verán las diferencias de fase que existe entre las ondas controladas que se obtienen al girar los diodos un ángulo $\varphi=0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$, como se muestra en la Figura 4.4.

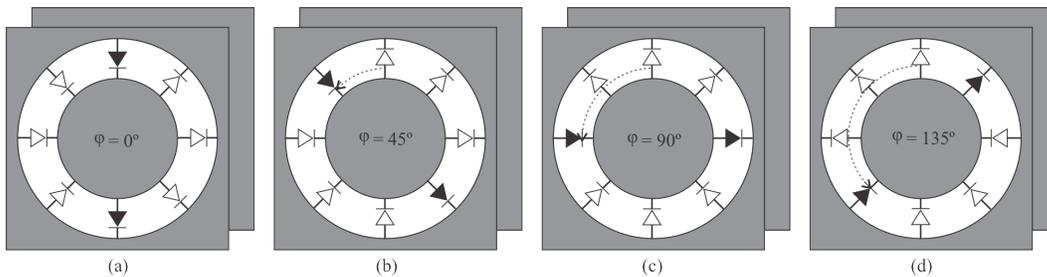
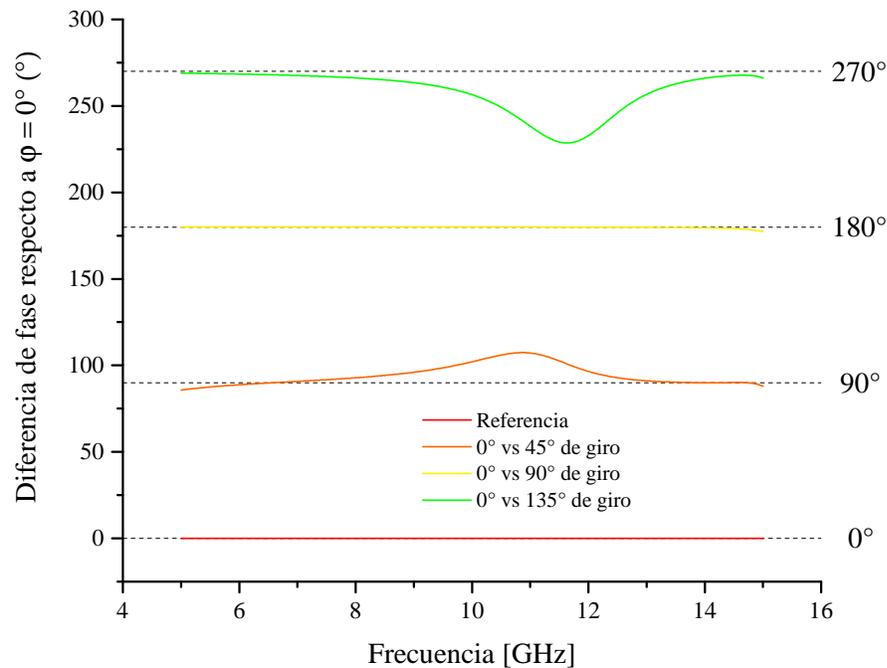


Figura 4.4. Estructura modelo para ángulo de giro φ (a) 0° . (b) 45° . (c) 90° . (d) 135° .

De esta forma, el resultado esperado es que las diferencias de fase sean dos veces mayores al ángulo de rotación entre el caso de la Figura 4.4 (a) y los casos (b), (c) y (d), esto es, 90° , 180° y 270° respectivamente.

los resultados esperados es que la diferencia fase de la onda controlada que se refleje de la estructura con $\varphi=45^\circ$ con respecto a $\varphi=0^\circ$ sea de 90° , de $\varphi=90^\circ$ con $\varphi=135^\circ$ con respecto a $\varphi=0^\circ$ sea de 270° .



Gráfica 4.3. Diferencias de fase de OC con respecto a $\varphi=0^\circ$ de giro.

Los resultados de estas simulaciones se muestran en la Gráfica 4.3. Las diferencias de fase menos degradadas se dan en el caso de 180° vs 0° . Se observa una clara degradación de los casos 90° vs 0° y 270° vs 0° , siendo el primer caso el más afectado de 11 a 12.5 GHz. La consecuencia que traerán estos errores de fase será una que la potencia reflejada en la dirección deseada disminuirá en la banda de frecuencias con mayores errores de fase.

Aún así, las diferencias de fase no sobrepasan el límite para que se confundan completamente con las fases de los otros caos, pues no sobrepasan un error de fase de 45° . Por tanto, este modelo encontrado puede ser utilizado para obtener los circuitos equivalentes de sus componentes.

4.2.2. Circuito equivalente de anillos resonantes

Para encontrar el circuito equivalente de los anillos resonantes se simulará con CST la estructura de la Figura 4.5 (a), con las medidas utilizadas en la sección anterior, y será excitada con una onda electromagnética de polarización vertical. En este caso se eliminaron los brazos metálicos, los diodos y pantalla de metal trasera. Únicamente se conservó la estructura resonante para obtener su característica de reflexión.

La Figura 4.5 (b) muestra el circuito resonante LC equivalente de esta estructura, donde L_R es la inductancia debida a las corrientes que corren por los bordes de la estructura

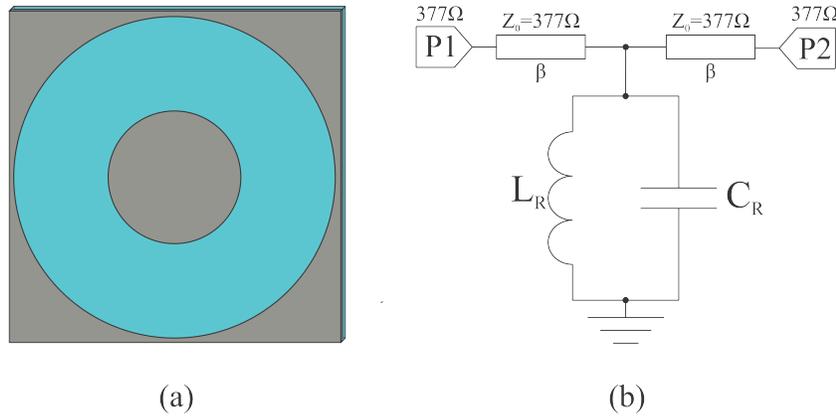
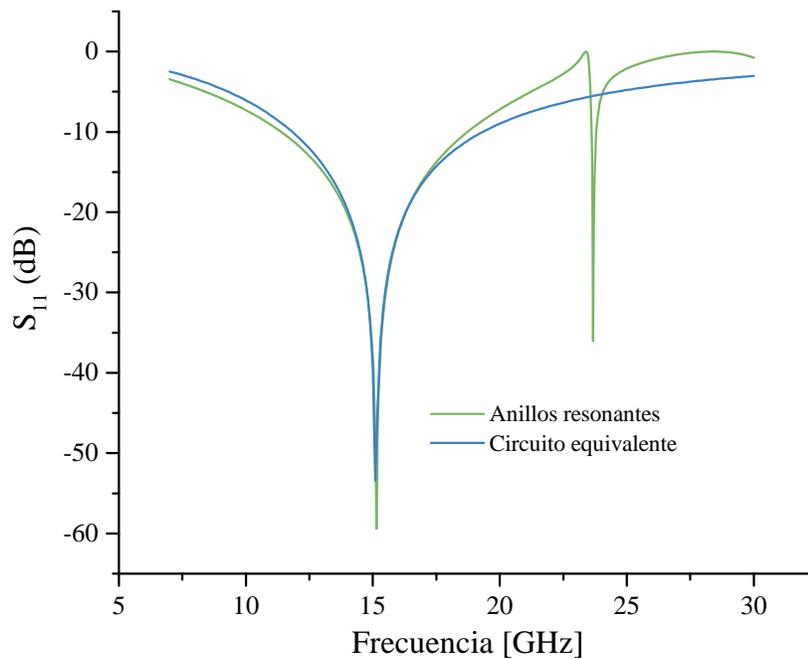


Figura 4.5. (a) Estructura de anillos resonantes. (b) Circuito equivalente la estructura resonante.

resonante y C_R la capacitancia que se forma entre los bordes de los anillos exterior e interior. Para encontrar estos valores L_R y C_R se empleará un circuito de dos puertos acoplados, P1 y P2, en Microwave Office para simular las características de transmisión y reflexión del circuito equivalente. Se tomará la impedancia intrínseca del vacío, 377Ω , para que las líneas de transmisión simulen el medio por el que se propaga la OEM. Se hará un ajuste a estos valores para que la resonancia y la banda a -10 dB del coeficiente de reflexión S_{11} sean iguales en ambos casos, en el circuito y en la estructura resonante.



Gráfica 4.4. Coeficiente de reflexión S_{11} de la estructura resonante y circuito equivalente.

En la Gráfica 4.4 se muestran los resultados de los coeficientes de reflexión S_{11} para

los anillos resonantes como para su circuito equivalente en Microwave Office, con una inductancia $L_R=2.95$ nH y una capacitancia $C_R=37.54$ fF. La resonancia de ambos está en 15.1 GHz, y la discrepancia más grande entre ambos modelos es el segundo comportamiento resonante que presenta la estructura en 23.7 GHz. Sin embargo, como las frecuencias de operación en estos diseños no superan los 20 GHz, el comportamiento en frecuencias tan altas no tendrá mucho impacto en el funcionamiento de la estructura.

4.2.3. Circuito equivalente de anillos resonantes y brazos cerrados

Una vez se tiene el circuito equivalente de los anillos resonantes, se buscará obtener el circuito equivalente que incluya el comportamiento de los brazos metálicos cerrados. Estos brazos serán modelados como una inductancia L_B en paralelo al circuito resonante, debido a las corrientes que corren por sus orillas al ser excitado con una onda de polarización vertical. El circuito equivalente en este caso se muestra en la Figura 4.6 (b).

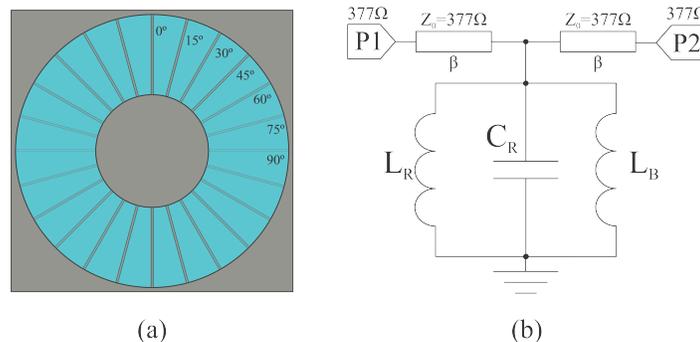
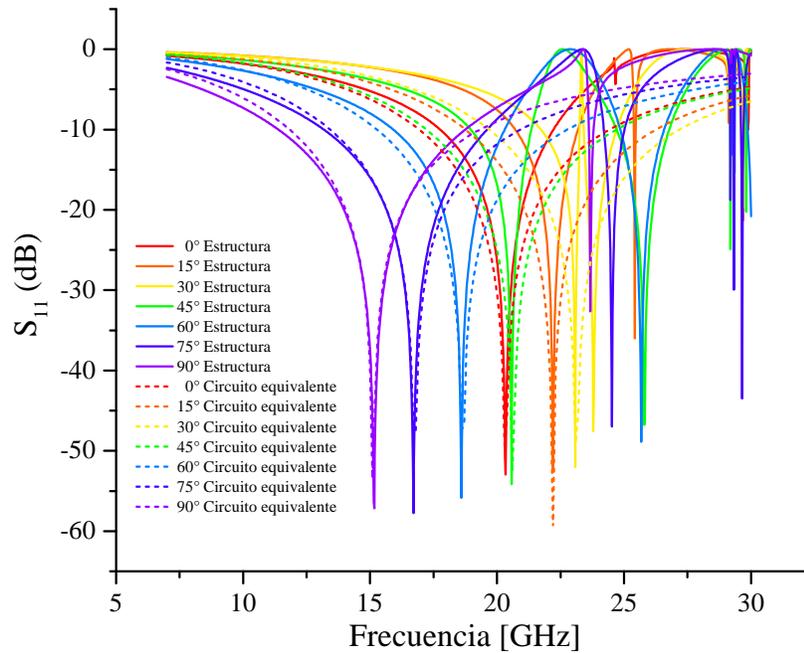


Figura 4.6. (a) Estructura resonante con brazos metálicos con incrementos angulares de 15°. (b) Circuito equivalente de la estructura resonante con brazos metálicos.

Para verificar la validez de este modelo, es necesario obtener la característica de reflexión para diferentes ángulos de giro de los brazos metálicos. Se simulará dicho comportamiento para ángulos entre 0° y 90° con respecto al eje vertical en la mitad de la estructura, con 15° de incremento en cada caso, como se muestra en la Figura 4.6 (a), y se obtendrá el circuito equivalente de cada uno de los casos. Para los casos aparte de 0° y 90° se utilizarán dos pares de brazos metálicos para mantener la simetría de la estructura con respecto al eje vertical ubicado en el centro de la estructura, de forma que no se destruya su funcionamiento.

En la Gráfica 4.5 se observa el efecto que tienen los brazos metálicos sobre la estructura. Para ángulos de hasta 45° las corrientes originadas por la interacción entre la onda



Gráfica 4.5. Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos cerrados para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.

de polarización vertical y la estructura son fuertes, de forma que la inductancia L_B se hace más pequeña. Esto reduce la inductancia total del circuito al estar en paralelo con la inductancia del circuito resonante L_R , por lo que se incrementa la frecuencia de resonancia del circuito LC.

Para el caso de 0° y de 45° se observa que la frecuencia de resonancia solo varía por 0.2 GHz, lo que hace pensar que un par de brazos verticales tienen aproximadamente el mismo efecto que dos pares de brazos a 45° con respecto del eje vertical.

A medida que el ángulo de rotación de los brazos pasa de 45° a 90° , la interacción de la onda de polarización vertical tiene menor efecto en los brazos, de forma que las corrientes que corren a lo largo de estos son de menor intensidad, pues los brazos empiezan a estar más orientados en dirección horizontal. Esto trae como consecuencia que la inductancia L_B se haga más grande y que la inductancia total del circuito tienda a L_R .

El caso en el que los brazos están orientados horizontalmente se puede representar como el circuito resonante sin la inductancia L_B , pues la onda de polarización vertical incidente no excita corrientes en los brazos metálicos horizontales. Esto se verifica observando la resonancia en este caso, la cual regresa a 15.1 GHz como en el caso de la estructura resonante sin brazos metálicos.

4.2.4. Circuito equivalente de anillos resonantes y brazos abiertos

Antes de agregar los diodos a los brazos metálicos, primero se debe encontrar el circuito equivalente de los brazos con pequeñas aberturas en las que se ubicarán posteriormente los diodos p-i-n. Para esto, se simulará en CST la característica de reflexión de la estructura con brazos abiertos para los ángulos de 0° a 90° con incrementos de 15° , Figura 4.7 (a), al igual que se hizo para los brazos verticales cerrados.

En la Figura 4.7 (b) se muestra el circuito equivalente de esta estructura. El cambio con respecto al modelo de los brazos cerrados es que se le agregó una capacitancia C_B en serie con la inductancia de brazo L_B , la cual se genera entre las aberturas de los brazos.

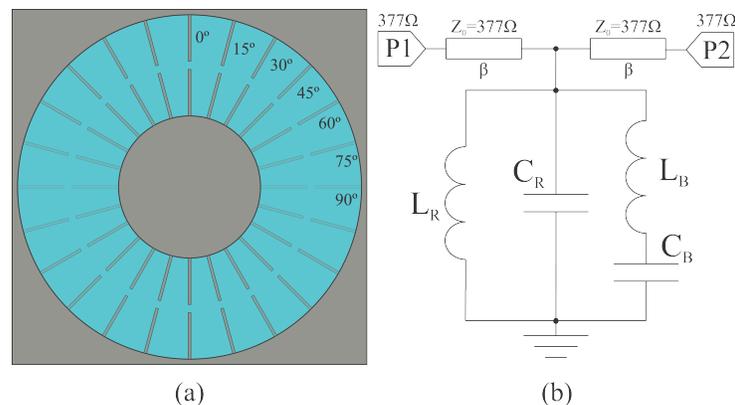
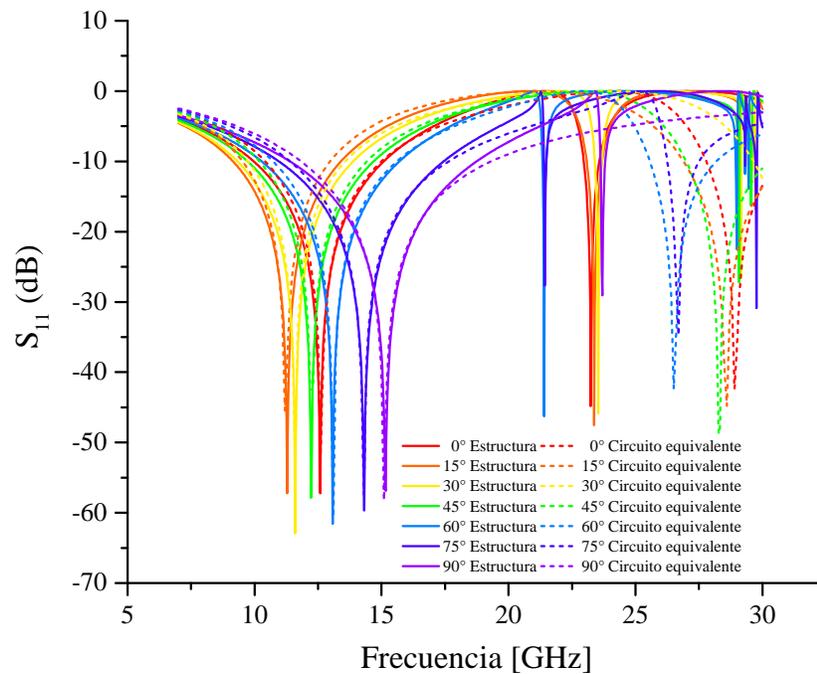


Figura 4.7. (a) Estructura resonante con brazos metálicos abiertos con incrementos angulares de 15° . (b) Circuito equivalente de la estructura resonante con brazos metálicos abiertos.

La modificación que se hizo al circuito equivalente se da en la rama que corresponde a los brazos. En este caso, los brazos serán simulados con la misma inductancia L_B en serie con una capacitancia C_B . La justificación de esto es que la interacción entre la OEM y la estructura sigue generando corrientes que corren por las orillas de los brazos, pero los bordes que se forman entre los brazos abiertos generan una capacitancia en serie con la inductancia debida a las corrientes.

En la Gráfica 4.6 se muestra el coeficiente de reflexión S11 para diferentes ángulos. En este caso, de forma contraria a como ocurre en el caso de los brazos cerrados, la resonancia de la estructura se mueve a frecuencias más bajas hasta antes de que los brazos estén orientados en 45° . En este último caso casi se regresa al mismo comportamiento de cuando solo se tiene un par de brazos verticales.

A partir de 45° , la resonancia de la estructura regresa poco a poco a la resonancia del caso en el que solo se tienen los anillos resonantes en la celda cuadrada, debido a que



Gráfica 4.6. Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos abiertos para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.

cada vez la onda de polarización vertical excita menos a los brazos. En 90° ocurre lo mismo que en el caso de los brazos cerrados para el mismo ángulo, pues la onda incidente de polarización vertical no logra excitar a los brazos orientados horizontalmente. Esto resulta en que no se genere una capacitancia entre los brazos abiertos, y que las corrientes que corren por las orillas de los brazos sean muy pequeñas.

4.2.5. Circuito equivalente de anillos resonantes con brazos metálicos y diodos abiertos

En este caso se agregarán los diodos abiertos a los brazos metálicos para encontrar sus circuitos equivalentes. La configuración de la estructura se muestra en la Figura 4.8 (a). El circuito equivalente de los diodos abiertos es una resistencia R_D en paralelo con una capacitancia C_D .

Este modelo se tomará para a simulación electromagnética, sin embargo, esto no será así en el caso del circuito equivalente utilizado, como se muestra en la Figura 4.8 (b). Para el este último solo se tomará la capacitancia C_D en paralelo con la capacitancia que se forma entre los brazos metálicos, con el fin de comprobar si C_D equivalente es

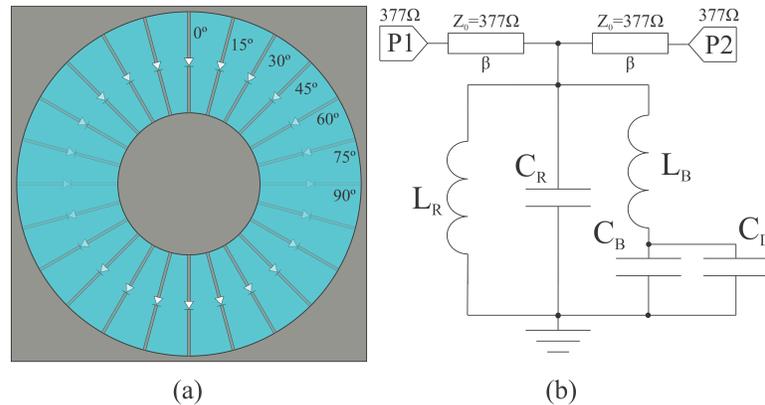
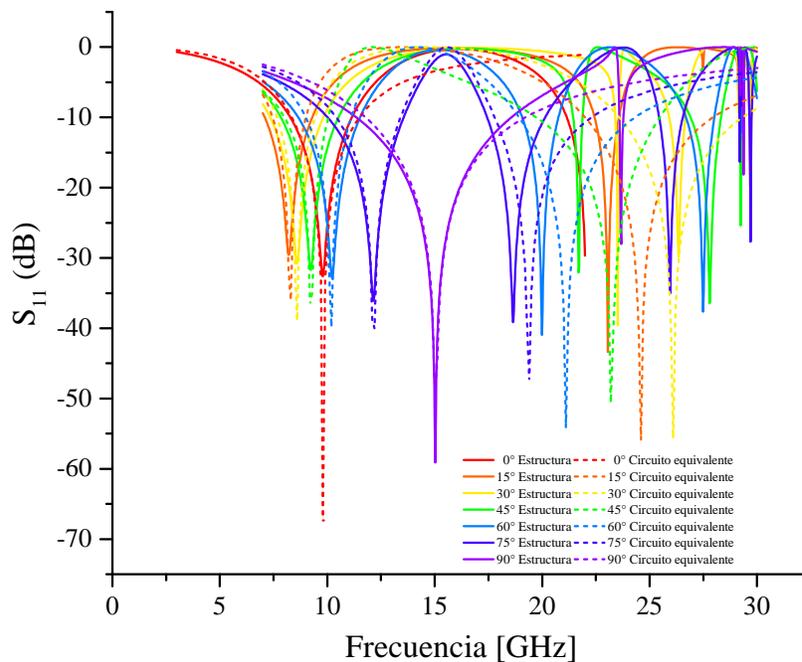


Figura 4.8. (a) Estructura resonante con brazos metálicos y diodos abiertos con incrementos angulares de 15°. (b) Circuito equivalente de la estructura resonante con brazos metálicos y diodos abiertos.

proporcional al $\cos^2 \varphi$, donde φ es el ángulo con respecto al eje vertical en el centro de la estructura.

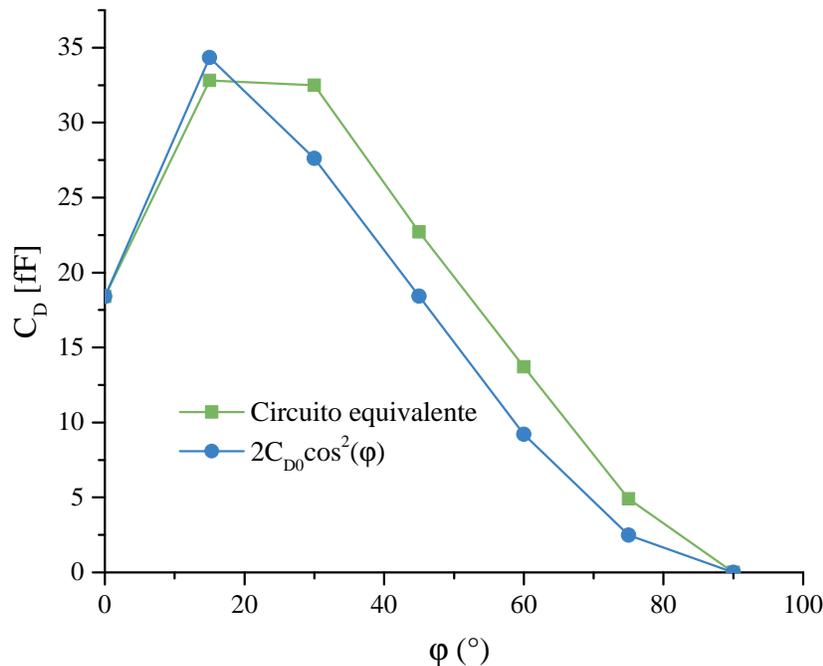


Gráfica 4.7. Coeficiente de reflexión S_{11} de estructura con brazos metálicos y diodos abiertos para diferentes ángulos y de circuitos equivalentes.

En la Gráfica 4.7 se puede observar que, a pesar de no haber tomado en cuenta la resistencia R_D , se siguen obteniendo las resonancias y las bandas de los circuitos equivalentes muy cercanas a las que se tienen en la simulación de la celda unitaria del simulador electromagnético. El cambio en la resonancia presenta el mismo comportamiento que en el caso de los brazos abiertos. De 0° hasta ángulos menores a 45°, la curva se desplaza

a frecuencias más bajas. En 45° se tiene casi el mismo efecto que en 0° , y en 90° la OEM de polarización vertical no excita corrientes en los brazos horizontales.

La aproximación que se utilizó para comparar las capacitancias obtenidas con los circuitos equivalentes es la capacitancia original del diodo $C_{D0}=17$ [fF], multiplicada por $\cos^2 \varphi$. Esta aproximación es solo para un brazo rotado un ángulo φ con respecto al eje vertical de la estructura. En los casos diferentes a 0° y 90° se tienen dos pares de brazos orientados en el mismo ángulo positivo y negativo, por lo que se tomará el doble de esta aproximación en dichos casos.



Gráfica 4.8. Comparación de capacitancias obtenidas con circuitos equivalentes y con aproximación del $\cos^2 \varphi$.

En la Gráfica 4.8 se muestran las capacitancias C_D de los circuitos equivalentes y la aproximación mencionada anteriormente. Como se ve, se tienen curvas similares en pendientes y valores. Las diferencias llegan a ser grandes para ángulos mayores a 45° , pues se tienen errores de hasta el 50%. Sin embargo, como la influencia de los brazos sobre la característica de reflexión en ángulos de giro mayores a 45° es pequeña, esta aproximación puede tomarse como válida.

La importancia de validar esta aproximación es que, para modelar las estructuras de más bits (más brazos metálicos), es más sencillo encontrar primero una ley que describa el cambio de los valores de los elementos que conforman el circuito equivalente. En

L_R	C_R	L_{B0}	C_{B0}	C_{D0}
2.95 [nH]	37.54 [fF]	3.64 [nH]	11.87 [fF]	18.42 [fF]

Tabla 4.1. Valores de los elementos en las Figuras 4.5, 4.6 (b), 4.7 (b) y 4.8 (b) para $\varphi = 0^\circ$.

caso contrario, se tendría que realizar una simulación electromagnética más tardada para obtener el circuito equivalente de los elementos espirafase en el ángulo deseado.

Los valores de todos los elementos de los circuitos de las Figuras 4.5, 4.6 (b), 4.7 (b) y 4.8 (b) para un ángulo de giro de 0° se muestran en la Tabla 4.1. En este último circuito se buscó aproximar la capacitancia del diodo a su valor original. En el circuito se obtuvo un valor en 0° de $C_{D0}=18.42$ fF, lo cual es muy cercano al valor original de $C_D=17$ fF.

4.3. Diseño de celda unitaria en configuración 4C4A

La primera configuración por diseñar será en la que se tienen la mitad de los 8 diodos abiertos y la otra cerrados. Para obtener la estructura electromagnética de la configuración 4C4A, Figura 4.9, primero se debe conformar el circuito equivalente que simule la interacción entre la celda unitaria y las componentes de la onda de polarización circular, esto es, las componentes de polarización vertical y horizontal.

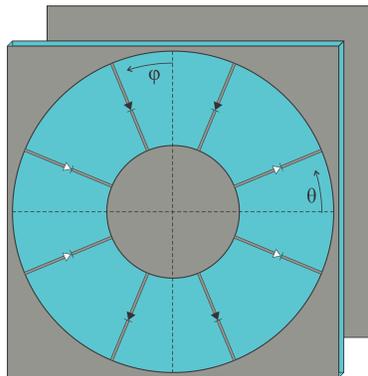


Figura 4.9. Esquema de celda unitaria en configuración 4C4A.

4.3.1. Circuito equivalente

Anteriormente solo se había simulado el caso en el que hay dos pares de brazos a un cierto ángulo φ . En este caso, como se tienen dos pares de brazos con diodos cerrados en ángulos 22.5° y -22.5° con respecto a la vertical y dos pares de brazos con diodos

abiertos en los ángulos 67.5° y -67.5° , por lo que se debe tener el circuito resonante de los anillos en paralelo con los circuitos equivalentes de cada uno de estos bazos. Para tomar en cuenta la placa de metal trasera se usará una línea de transmisión con longitud eléctrica $\text{long}=90^\circ$ medida 10 GHz conectada a tierra, lo que es igual a ponerla a una distancia de 7.5 [mm] por detrás de la placa dieléctrica.

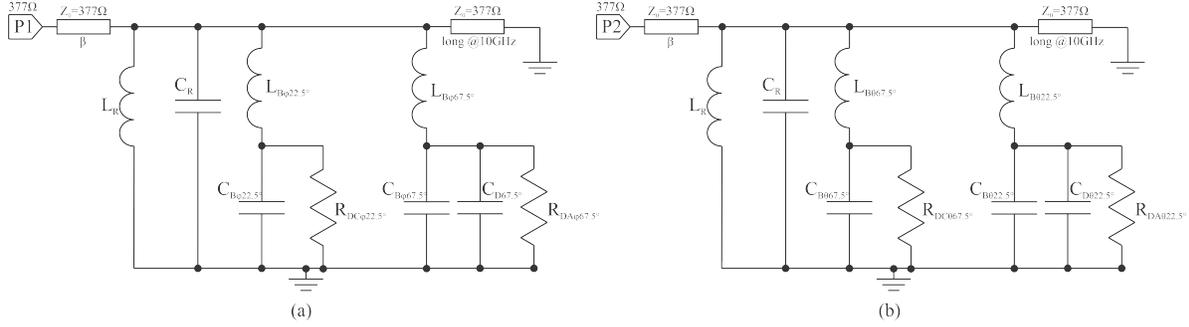


Figura 4.10. Circuito equivalente de la celda unitaria en configuración 4C4A para (a) componente de polarización vertical. (b) componente de polarización horizontal.

En la Figura 4.10 se muestran los circuitos equivalentes de la estructura mostrada en la Figura 4.9 dependiendo de si la interacción entre la celda unitaria con la onda incidente es con la componente de polarización vertical, Figura 4.10 (a), o si es con la componente de polarización horizontal, Figura 4.10 (b). Las inductancias, capacitancias y resistencias que dependen de un ángulo de giro φ o θ de acuerdo con la Figura 4.9 se obtuvieron a partir de las siguientes ecuaciones:

$$L_{B\alpha} = \frac{L_{B0}}{2 \cos^2 \alpha} \quad (4.1a)$$

$$C_{B\alpha} = 2C_{B0} \cos^2 \alpha \quad (4.1b)$$

$$C_{D\alpha} = 2C_{D0} \cos^2 \alpha \quad (4.1c)$$

$$R_{DA\alpha} = \frac{R_{DA0}}{2 \cos^2 \alpha} \quad (4.1d)$$

$$R_{DC\alpha} = \frac{R_{DC0}}{2 \cos^2 \alpha} \quad (4.1e)$$

En las ecuaciones (4.1), α se considerará como φ o θ , dependiendo del ángulo que se mida tomando en cuenta la Figura 4.9 y los circuitos de la Figura 4.10. En este sentido,

cuando se mide el ángulo con respecto al eje horizontal de la celda unitaria, α se considerará como θ ; cuando se mida el ángulo con respecto al eje vertical, α se considerará como φ .

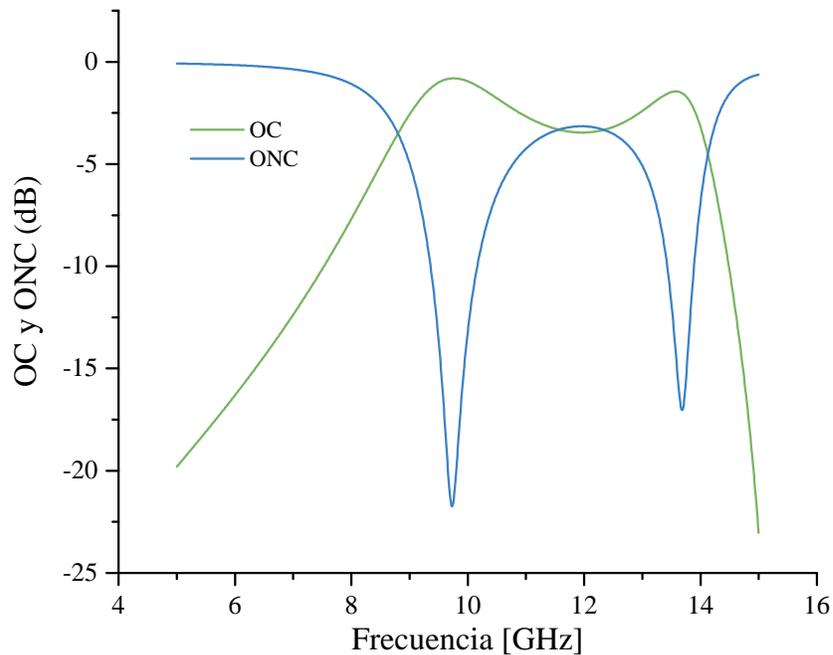
En estas ecuaciones, $L_{B\alpha}$ es la inductancia de un dos pares de brazos para ángulos $\pm\alpha$. $C_{B\alpha}$ es la capacitancia de brazo, $C_{D\alpha}$ es la capacitancia del diodo, todas medidas en los mismos ángulos mencionados $\pm\alpha$.

En el caso de la ecuación (4.1d) la resistencia del diodo abierto R_{DA0} es de 20 [k Ω], y en la ecuación (4.1e) la resistencia del diodo cerrado R_{DC0} es de 3 [Ω]. Los demás valores de las ecuaciones restantes L_{B0} , C_{B0} y C_{D0} toman los valores de la Tabla 4.1.

Para simular el comportamiento de la interacción entre la OEM de polarización circular y la celda unitaria se tomarán los coeficientes S_{11} y S_{22} de los puertos P1 y P2 de la Figura 4.10. (4.2) y (4.3) son las ecuaciones con las que se simularán las onda controlada y no controlada.

$$OC_{CE} = \frac{S_{11} - S_{22}}{2} \quad (4.2)$$

$$ONC_{CE} = \frac{S_{11} + S_{22}}{2} \quad (4.3)$$

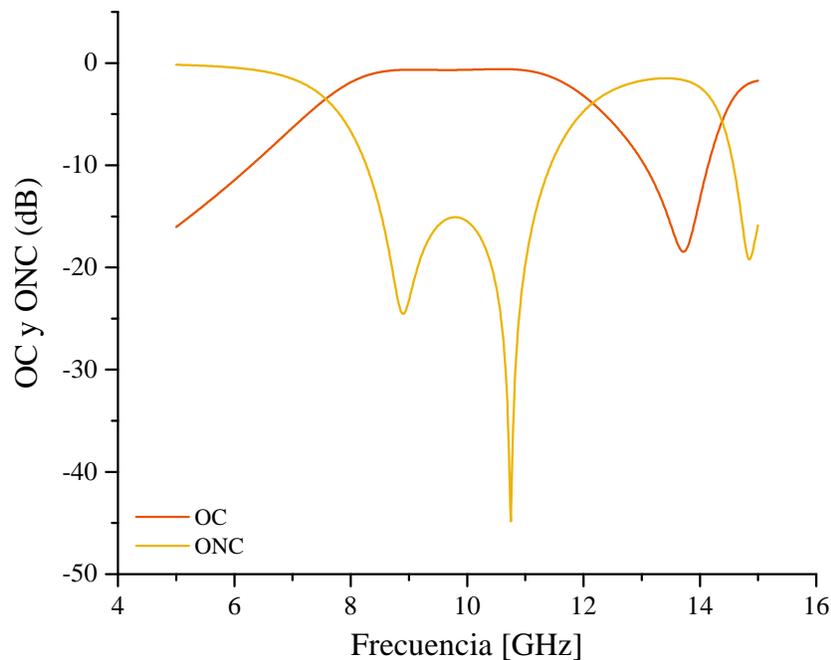


Gráfica 4.9. OC y ONC de circuito equivalente sin optimizar para configuración 4C4A.

Al graficar las ecuaciones (4.2) y (4.3) a partir de los circuitos equivalentes se obtiene la Gráfica 4.9. Las formas de las OC y ONC son similares a lo que se tenían originalmente, pero los niveles en los que se encuentran no son adecuados, por lo que será necesario optimizar el circuito para reducir la ONC por debajo de -15 dB y mantener la OC en -1 dB.

4.3.2. Optimización del circuito equivalente

Como se vio en la Gráfica 4.9, la OC solo se encuentra por encima de -1 dB de 9.5 a 10 GHz y la ONC por debajo de -15 dB en las bandas de 9.55 a 9.93 GHz y de 13.6 a 13.76 GHz, por lo que se deben de ajustar algunos elementos de los circuitos de forma que se consiga una mejor supresión en la ONC. Los variables elegidas para realizar la optimización fueron: la capacitancia e inductancia del circuito resonante C_R y L_R , la capacitancia e inductancia del brazo C_{B0} y L_{B0} , y la longitud eléctrica $long$ de la línea de transmisión terminada en tierra. Para realizar la optimización, se utilizará una combinación de algoritmos de optimización dentro de los cuales está el Simplex y Pointer de AWR. La optimización se hará en la banda de frecuencias de 8.5 a 11 GHz, buscando reducir la ONC por debajo de -15 dB.



Gráfica 4.10. OC y ONC de circuito equivalente optimizadas para configuración 4C4A.

$C_{ROpt4C4A}$	$L_{ROpt4C4A}$	$C_{B0Opt4C4A}$	$L_{B0Opt4C4A}$	$long_{Opt4C4A}$
63.3 [fF]	4.718 [nH]	0.11 [fF]	7.2 [nH]	90° @10GHz

Tabla 4.2. Valores de los elementos optimizados para la configuración 4C4A.

En la Gráfica 4.10 se muestran las OC y ONC obtenidas a partir de la optimización realizada. La banda de 8.5 a 11 GHz mantiene la OC superior a -1 dB y a la ONC por debajo de -15 dB, con lo que se tiene una supresión aceptable.

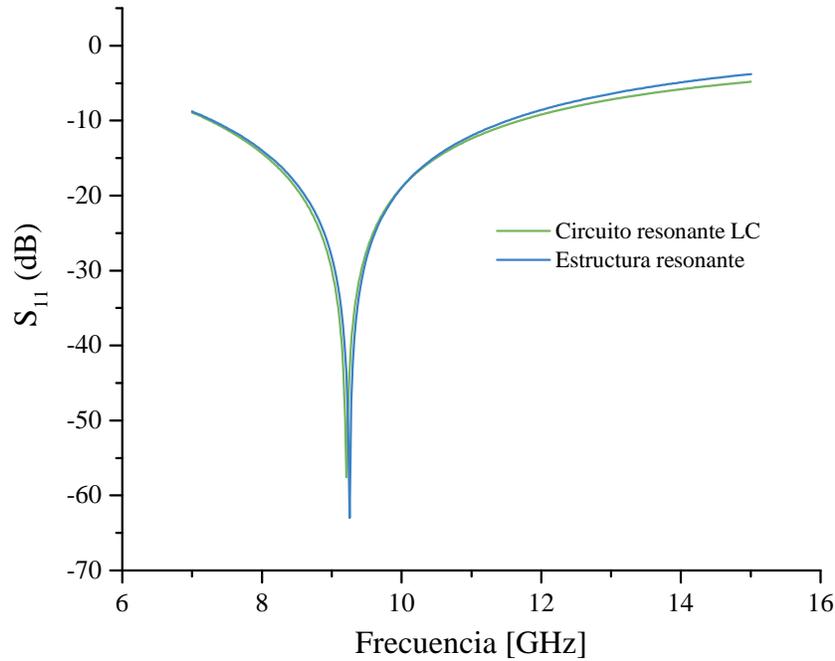
Los valores de los elementos optimizados se muestran en la Tabla 4.2. Como se ve, la capacitancia del brazo se redujo 100 veces de su valor original, lo que es equivalente a que no se genere una capacitancia entre los brazos. Por esta razón, al regresar a la estructura electromagnética se deberán modificar las terminaciones de los brazos para reducir la capacitancia que se genera entre ellos. Además, la resonancia del circuito se modificará debido al incremento en C_R y L_R , por lo que r_1 y r_2 cambiarán para ajustarse a la resonancia del circuito. La longitud eléctrica se mantuvo en 90° en 10GHz, por lo que la distancia entre la placa dieléctrica y la pared de metal se mantendrá en 7.5 [mm].

4.3.3. Celda unitaria

Lo primero que se debe realizar para regresar a la estructura electromagnética es encontrar los radios de los anillos resonantes r_1 y r_2 de forma que se tenga una resonancia igual a la que produce el circuito LC con los valores $C_{ROpt4C4A}$ y $L_{ROpt4C4A}$. Al ser estos últimos más grandes que los que se tenían originalmente, la resonancia del circuito se moverá a frecuencias más bajas. Esto equivale en la estructura resonante a que r_1 y r_2 sean mayores para reducir igualmente la frecuencia de resonancia.

Tras ajustar la característica de reflexión de los anillos resonantes se obtuvo la Gráfica 4.11. Los valores de los radios para conseguir este resultado son $r_1=4.3$ mm y $r_2=6.48$ mm. Esta configuración reducirá el espacio que pueden ocupar los brazos metálicos, lo cual reducirá a su vez la inductancia del brazo. Para evitar esto, se agregará una inductancia en serie con los diodos de forma que se compense esta diferencia.

En la Figura 4.11 (a) se muestra la estructura de la configuración 4C4A optimizada. Para reducir la capacitancia entre los brazos metálicos introdujeron terminaciones triangulares con una longitud l_t de 0.1 mm. En las Figuras 4.11 (b) y (c) se muestra un acercamiento a los bloques correspondientes a los diodos cerrados y abiertos respectivamente, los cuales mantienen una longitud de $l_d=0.3$ mm. Entre la inductancia L_{Ag4C4A} y los



Gráfica 4.11. Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 4C4A.

diodos se introdujo una pequeña placa de metal posicionada a la mitad de los bloques mencionados, con el fin de poder unirlos en CST, con dimensiones $t_p=40 \mu\text{m}$ y $l_p=10 \mu\text{m}$.

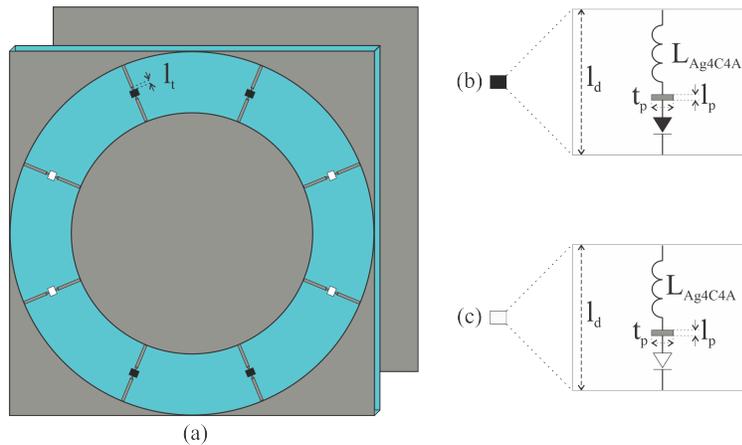


Figura 4.11. (a) Celda unitaria optimizada de configuración 4C4A optimizada. (b) Elementos del bloque en negro. (c) Elementos del bloque en blanco.

Para obtener el valor de la inductancia agregada L_{Ag4C4A} se tomó el modelo de una cinta de metal de la Figura 4.12 para encontrar su impedancia, la cual es imaginaria, tomando la longitud de la cinta l_R de 2.18 mm, el ancho de la cinta w_R de 0.1 mm y el grosor de la cinta l_R de 0.02 mm. La impedancia se midió en 10 GHz, pues se encuentra

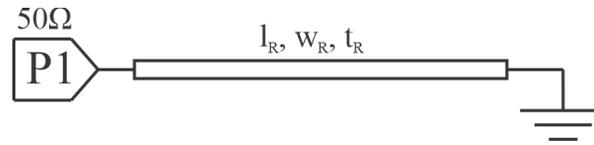
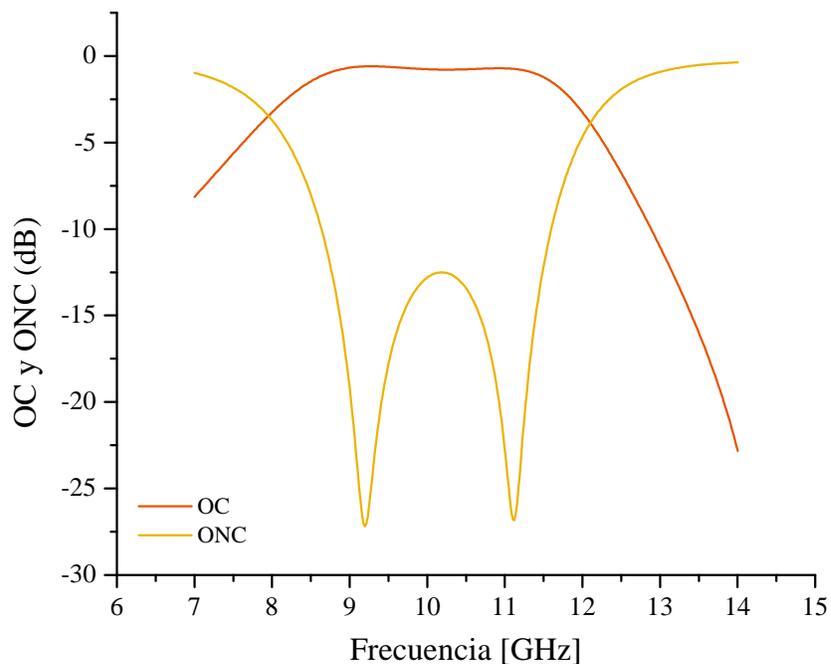


Figura 4.12. Circuito de un puerto para cinta metálica de metal.

cerca del centro de la banda de la OC. Con esta impedancia se calculó la inductancia de los brazos en esta estructura y se sacó la diferencia entre la inductancia original de los brazos y esta, siendo esta diferencia de 1.82 nH. Sin embargo, al probar con valores cercanos a esta inductancia y obtener las OC y ONC, se encontró que reducir esta inductancia agregada mejoraba las curvas de las OC y ONC. De esta forma se encontró la inductancia agregada a la celda unitaria L_{Ag4C4A} , con un valor de 1.78 nH.



Gráfica 4.12. OC y ONC de celda unitaria optimizada en configuración 4C4A.

En la Gráfica 4.12 se muestran las OC y ONC al simular el arreglo infinito con celda unitaria de la Figura 4.11 (a). Se tiene una banda superior a -1 dB en la OC de 8.5 a 11.5 GHz. A la mitad de la banda se tiene un incremento de la ONC por encima de -15 dB, por lo que se ve una ligera caída en la OC en 10 GHz. Además, se puede apreciar que las bandas de frecuencia de las OC en las Gráficas 4.10 y 4.12 coinciden, por lo que la equivalencia del entre el circuito y la celda es considerablemente buena, al menos en las frecuencias en las que la ONC presenta una supresión cerca de los -15 dB.

Las pérdidas que se tienen en un desplazador de fase espirafase están dadas por las ecuaciones (4.4) y (4.5) [37]. En el caso de (4.4), L_1 son las pérdidas que se tienen en los diodos tomando en cuenta las resistencias de este cuando está cerrado y abierto, R_- y r_+ respectivamente. La ecuación (4.5), por su parte, describe las pérdidas óptimas en los desplazadores de fase espirafase a partir de las pérdidas en los diodos L_1 , el número de diodos cerrados n_1 y el número total de diodos N en el diafragma.

$$L_1 = 4\sqrt{\frac{r_+}{R_-}} \quad (4.4)$$

$$L_{opt} = L_1 \frac{\sin \frac{\pi}{N}}{\sin \frac{n_1 \pi}{N}} \sqrt{n_1 (N - n_1) \left(1 - \frac{(n_1 - N/2)^2}{2(1 - N/2)^2}\right)} \quad (4.5)$$

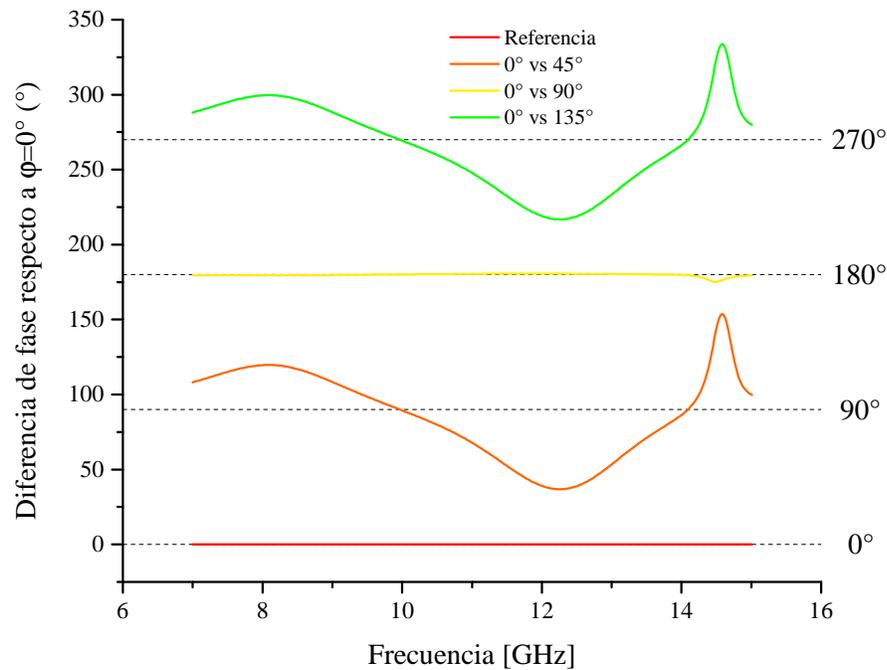
En este caso, para las pérdidas de los diodos se tomaron los valores de las resistencias del diseño, $R_- = 20k\Omega$ y $r_+ = 3\Omega$. Para las pérdidas óptimas del desplazador de fase se tomó $n_1 = 4$ y $N = 8$, pues se tienen en total 8 diodos en el diafragma, estando 4 de ellos cerrados.

Para este caso, las pérdidas mínimas serían de -0.33 dB a partir de (4.6) tomando en cuenta $n_1 = N/2$ por la distribución en 50 % de diodos cerrados y abiertos. Es importante recalcar que este valor de n_1 es el que produce las pérdidas teóricas mínimas para un desplazador de fase espirafase con N diodos [37]. En comparación con las pérdidas obtenidas apenas mejores a -1 dB, se observa que el desplazador no tiene pérdidas mucho más grandes que las mínimas, apenas 0.7 dB superiores.

$$L(dB) = 10 \log (1 - L_{opt}) \quad (4.6)$$

Finalmente, para comprobar que la celda unitaria puede ser usada para formar arreglos en diferentes configuraciones, se debe de observar la diferencia de fase que hay entre las OC para $\varphi=0^\circ$ contra $\varphi=45^\circ, 90^\circ$ y 135° . En la Gráfica 4.13 se muestran estas diferencias de fase. En la banda de 8.5 a 11.5 GHz se tienen errores de fase menores a 45° , siendo estos inexistentes en 10 GHz.

A medida que crece la ONC incrementan los errores de fase de la OC, teniendo máximos en las frecuencias 8 y 12 GHz, mismas donde ocurren intersecciones entre las OC y



Gráfica 4.13. Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 4C4A.

ONC. Como se ve, una pobre supresión de la ONC degrada el funcionamiento de este tipo de arreglos.

4.4. Diseño de celda unitaria en configuración 2C14A

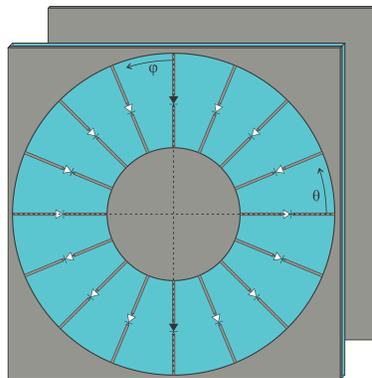


Figura 4.13. Celda unitaria optimizada de configuración 2C14A optimizada.

Si bien la configuración 4C4A puede servir para conformar un arreglo reflectivo espira-fase, incrementar el número de bits del desplazador de fase empleado permitirá tener un mejor factor de conversión al realizar un escaneo en diferentes ángulos de elevación. Por tanto, en esta sección se presentará el diseño de la celda unitaria en configuración

2C14A. En esta configuración se tiene un par de brazos con diodos cerrados en el eje vertical paralelo al centro de la estructura, y pares de brazos con diodos abiertos rotados cada 22.5° hasta llegar a $\varphi=157.5^\circ$, como se muestra en la Figura 4.13. El proceso de diseño en este caso es muy similar al presentado en la sección 4.3, por lo que solo se detallarán las partes en las que difieren.

4.4.1. Circuito equivalente

Antes de conformar la estructura electromagnética primero se debe de encontrar y optimizar el circuito equivalente de esta configuración. Al estar los diodos cerrados posicionados paralelamente al eje vertical que pasa por el centro de la estructura, la componente de polarización horizontal no excitará corrientes en estos. Esto ocurre igualmente para la onda de polarización vertical, pero con los diodos cerrados posicionados en el eje horizontal. Debido a esto, los circuitos que representan la interacción entre la OEM de polarización circular y la estructura no tomarán en cuenta los brazos que sean transparentes para cada componente.

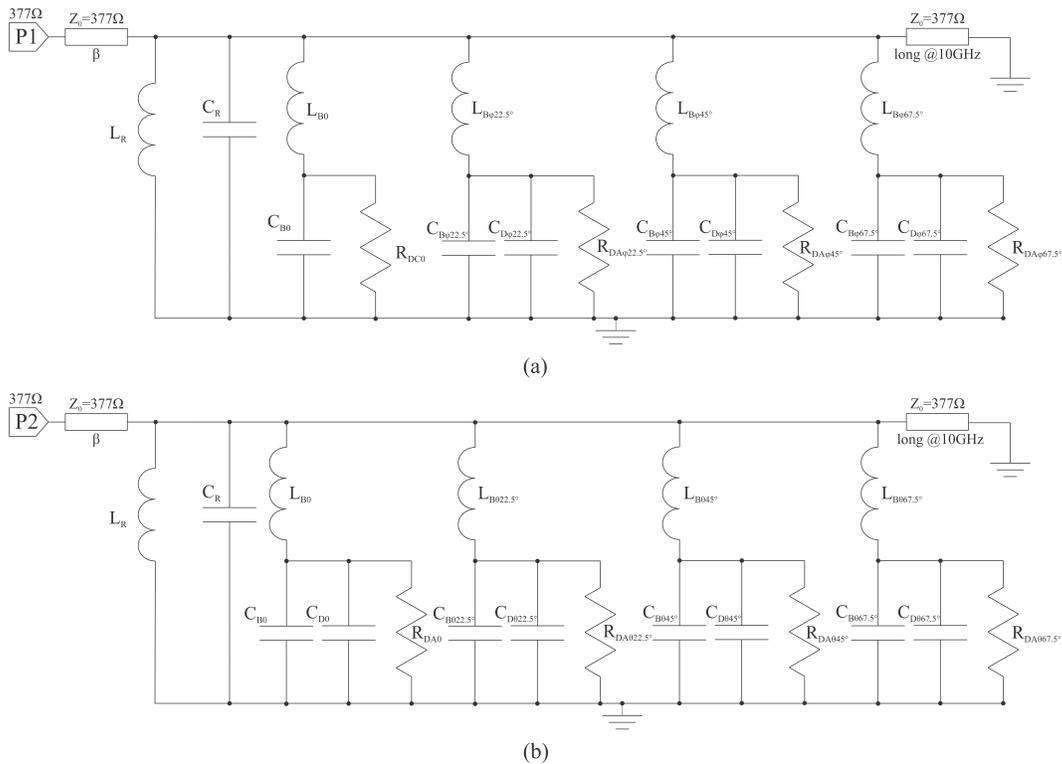


Figura 4.14. Circuito equivalente de la celda unitaria en configuración 2C14A para (a) componente de polarización vertical. (b) componente de polarización horizontal.

Los circuitos equivalentes de esta estructura se muestran en la Figura 4.14 (a) y (b) para las componentes de polarización vertical y horizontal, respectivamente. Los elementos en los circuitos obedecen las ecuaciones (4.1). Para conformar las OC y ONC se utilizaron las ecuaciones (4.2) y (4.3). Estas presentan niveles por debajo de -1 dB en el caso de la OC y por encima de -15 dB en el caso de la ONC, por lo que es necesario realizar una optimización de los circuitos.

4.4.2. Optimización del circuito equivalente y celda unitaria

En la configuración 4C4A de la sección anterior se obtuvieron buenos resultados optimizando los elementos del circuito resonante, C_R y L_R , la capacitancia e inductancia de los brazos metálicos en $\varphi=0^\circ$, C_{B0} y L_{B0} , así como la longitud eléctrica $long$ de la línea de transmisión terminada en tierra. Por esta razón, estas se mantendrán como variables de optimización para esta configuración. La banda en la que se hará la optimización fue de 8.5 a 10 GHz, buscando reducir la ONC por debajo de -15 dB.

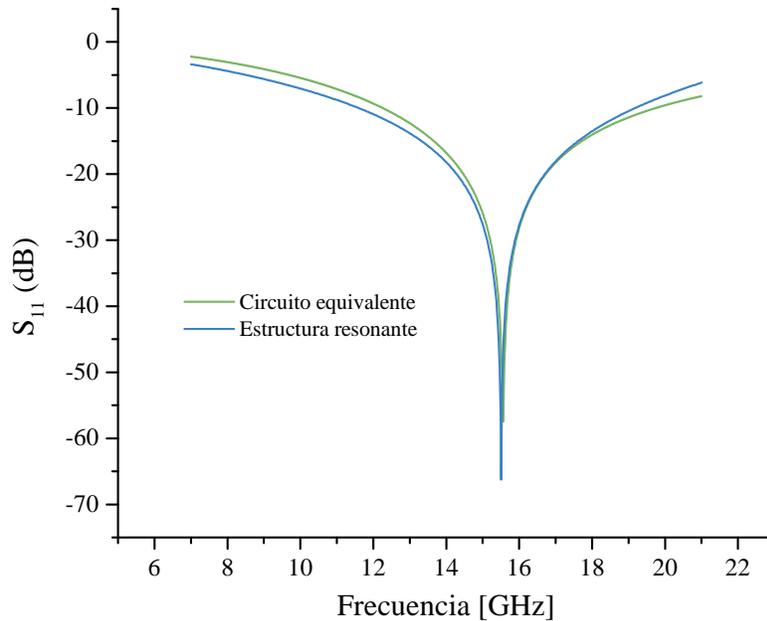
$C_{ROpt2C14A}$	$L_{ROpt2C14A}$	$C_{B0Opt2C14A}$	$L_{B0Opt2C14A}$	$long_{Opt2C14A}$
37.54 [fF]	2.78 [nH]	1.77 [fF]	4.62 [nH]	90° @10GHz

Tabla 4.3. Valores de los elementos optimizados para la configuración 2C14A.

Los valores obtenidos tras realizar la optimización se muestran en la Tabla 4.3. Al igual que en la configuración 4C4A, la capacitancia del brazo $C_{B0Opt2C14A}$ se redujo en 10 veces, por lo que las terminaciones de los brazos también se harán triangulares. La longitud eléctrica $long_{Opt2C14A}$ se mantuvo en 90° medida en 10 GHz, por lo que la distancia entre la placa dieléctrica y la pared de metal de metal d se mantendrá de 7.5 mm.

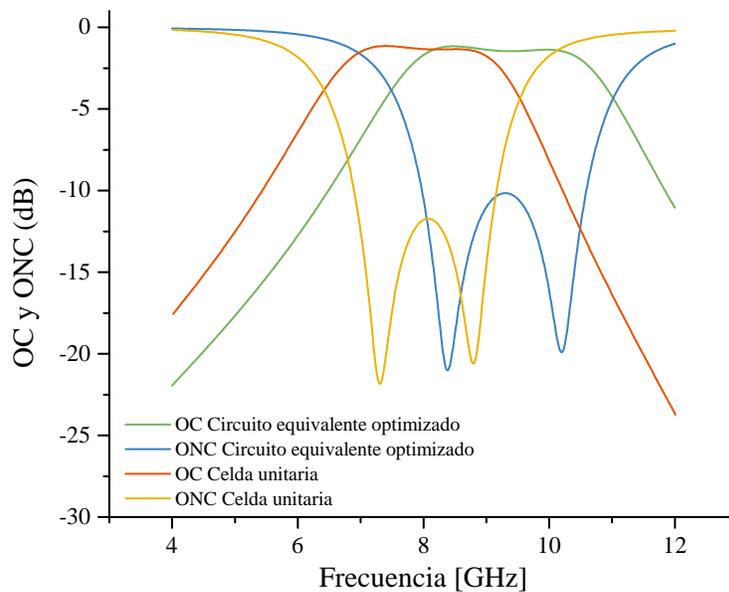
$C_{ROpt2C14A}$ y $L_{ROpt2C14A}$ son la capacitancia e inductancia del circuito equivalente optimizado, las cuales forman un circuito resonante LC paralelo con una frecuencia de resonancia de 15.5 GHz, muy cercana a la frecuencia de resonancia de la Figura 4.5.

Al conformar en CST los anillos resonantes para una resonancia igual que en el circuito equivalente, se obtiene la Gráfica 4.14. El radio interior r_1 es de 2.5 mm, apenas 0.1 mm más pequeño que el de la estructura de la Figura 4.5, mientras que r_2 fue 6.3 mm, siendo igual que en dicha estructura. Por lo tanto, en este caso no es necesario agregar una inductancia como en la configuración 4C4A y solo se pondrán los diodos abiertos o cerrados, dependiendo el caso, como en la Figura 4.12.



Gráfica 4.14. Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 2C14A.

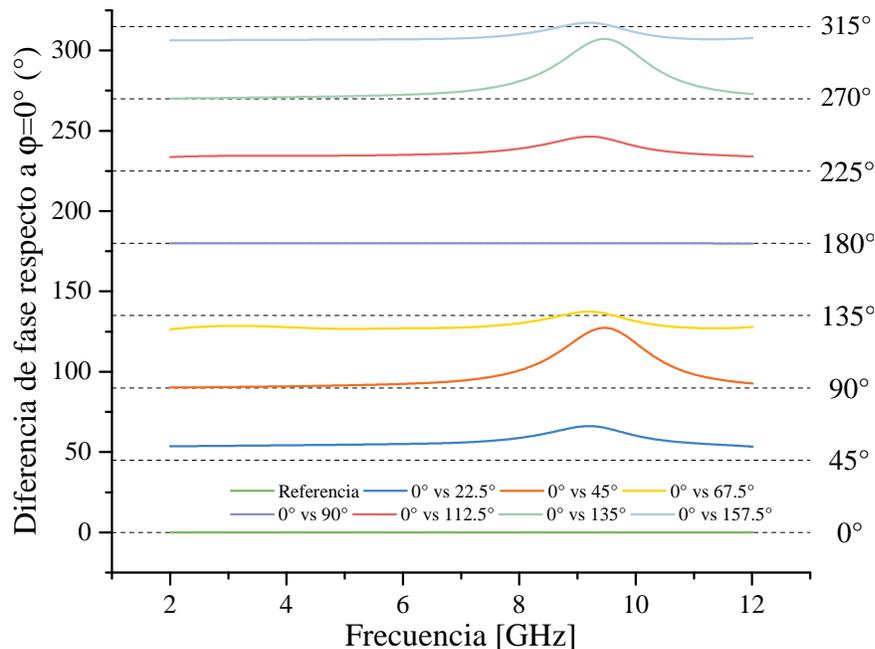
Las OC y ONC de la celda unitaria, así como las correspondientes a los circuitos equivalentes optimizados se muestran en la Gráfica 4.15. Aunque se optimizó el circuito equivalente, la OC no se logró elevar por encima de -1 dB, sino que se mantuvo de -1.3 a -1.1 dB en la banda de 7.5 a 9 GHz. Además, la ONC sobrepasó los -15 dB llegando hasta -12.5 dB.



Gráfica 4.15. OC y ONC del circuito equivalente optimizado y de la celda unitaria en configuración 2A14C.

Por otra parte, en esta configuración se puede observar que, al pasar de circuito equivalente a la celda unitaria, las OC y ONC se trasladaron a frecuencias más bajas. Este comportamiento no se vio así en la configuración 4C4A.

Utilizando las ecuaciones (4.4), (4.5) y (4.6) se pueden encontrar las pérdidas mínimas que se pueden tener en este desplazador de fase tomando en cuenta $n_1 = 2$. Así, las pérdidas mínimas teóricas son de -0.48 dB que, comparadas con el mejor caso en este desplazador de -1.1 dB, son 0.62 dB más altas las pérdidas reales. En comparación con la configuración 4C4A, esta configuración se acerca más al límite teórico de pérdidas.



Gráfica 4.16. Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 2C14A.

Otra característica que es necesaria observar son las diferencias de fase de la OC al girar los elementos espirafase cada 22.5°. Como se ve en la Gráfica 4.16, las diferencias de fase presentan variaciones pequeñas en las frecuencias inferiores a 8 GHz, mientras que en 9 GHz estas se acentúan degradando fuertemente las diferencias de fase en 9.5 GHz. Es justamente a partir de esta frecuencia que la ONC de la celda unitaria incrementa drásticamente como se ve en la Gráfica 4.15.

Aunque las OC y ONC no presentan los niveles óptimos, son lo suficientemente buenos como para conformar arreglos reflectivos con esta celda unitaria. Como se ve, se tienen niveles aceptables de OC de 7.5 a 9 GHz, y es en esa banda en la que los arreglos conformados con esta celda unitaria probablemente muestren un mejor escaneo.

4.5. Diseño de celda unitaria en configuración 8C8A

La tercera celda unitaria también utilizará un desplazador de fase espirafase de 3 bits, como en la configuración 2C14A. Al tener la mitad de los diodos abiertos y la otra mitad cerrados, es posible que se pueda diseñar una celda unitaria con mejores características en la OC y ONC. Se trató de crear el circuito equivalente de la estructura de la Figura 4.15 (a). Sin embargo, al no tener suficientes grados de libertad para modificar el circuito, la optimización no se logró realizar con éxito.

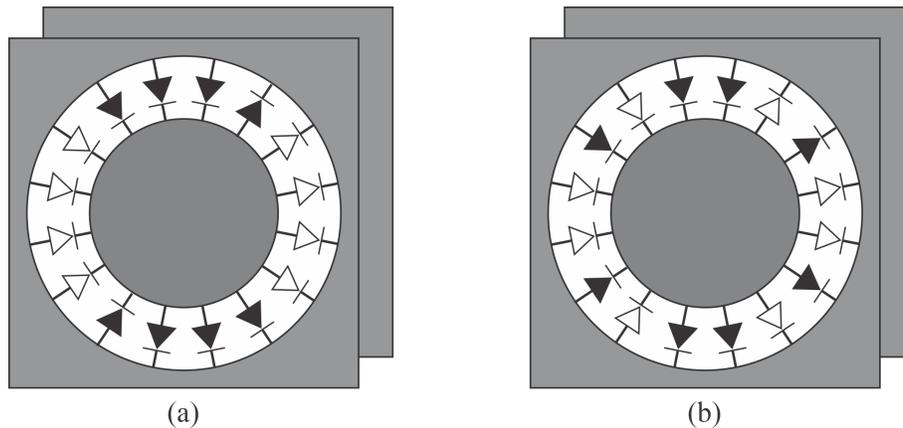


Figura 4.15. (a) Distribución canónica de la configuración 8C8A. (b) Distribución utilizada para la configuración 8C8A.

Aún así, al buscar otras distribuciones de los diodos abiertos y cerrados, se encontró que con la configuración mostrada en la Figura 4.15 (b) las OC y ONC sin optimizar presentaban formas de onda prometedoras para ser optimizadas. Por esta razón se tomó esta distribución para realizar el diseño de la configuración 8C8A.

4.5.1. Circuito equivalente

Al igual que en las demás configuraciones, se crearon dos circuitos equivalentes, correspondientes a la interacción entre la estructura y las componentes de polarización vertical y horizontal. En la Figura 4.16 se muestran los circuitos para esta configuración. Los valores de los elementos del circuito fueron calculados a partir de las ecuaciones (4.1) de la sección 4.3.1. Además, las ecuaciones (4.2) y (4.3) fueron las utilizadas para encontrar las OC y ONC a partir de estos circuitos.

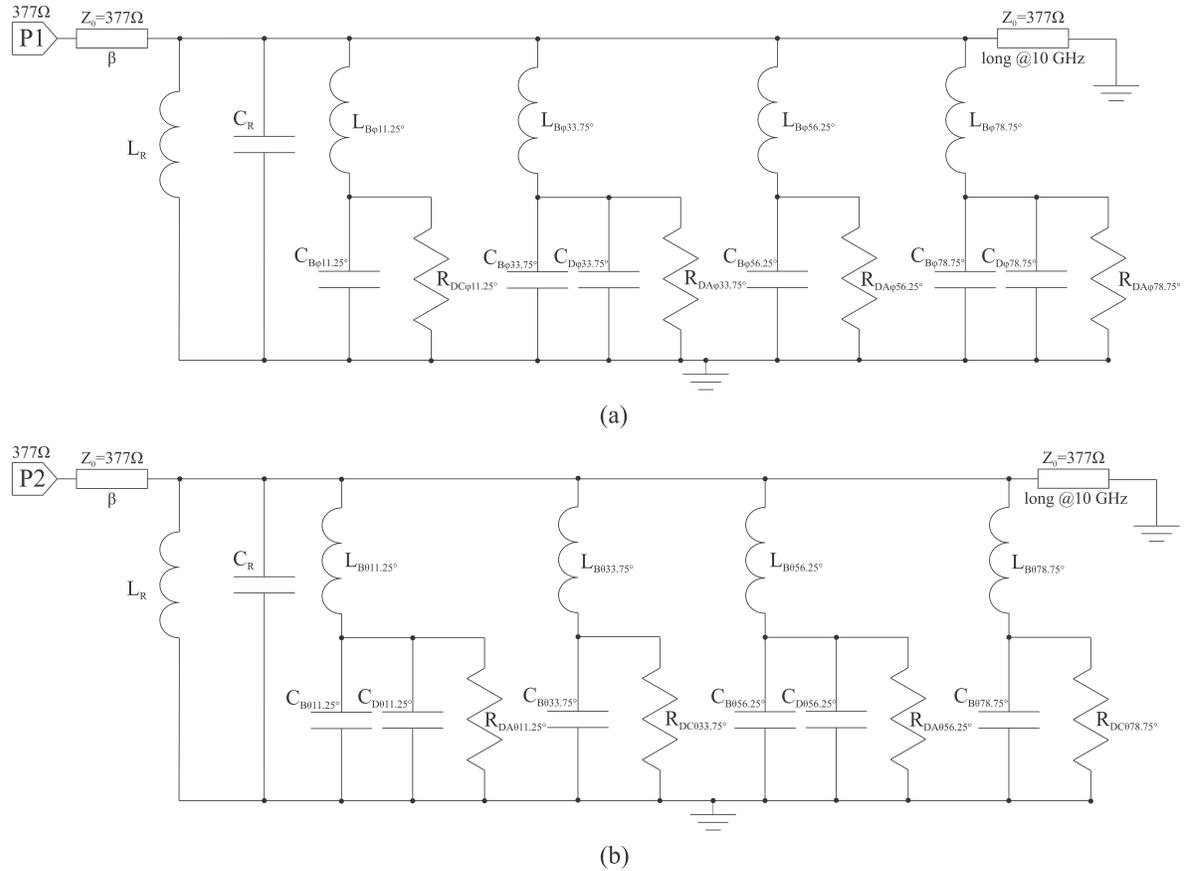


Figura 4.16. Circuito equivalente de la celda unitaria en configuración 8C8A para (a) componente de polarización vertical. (b) componente de polarización horizontal.

4.5.2. Optimización del circuito equivalente y celda unitaria

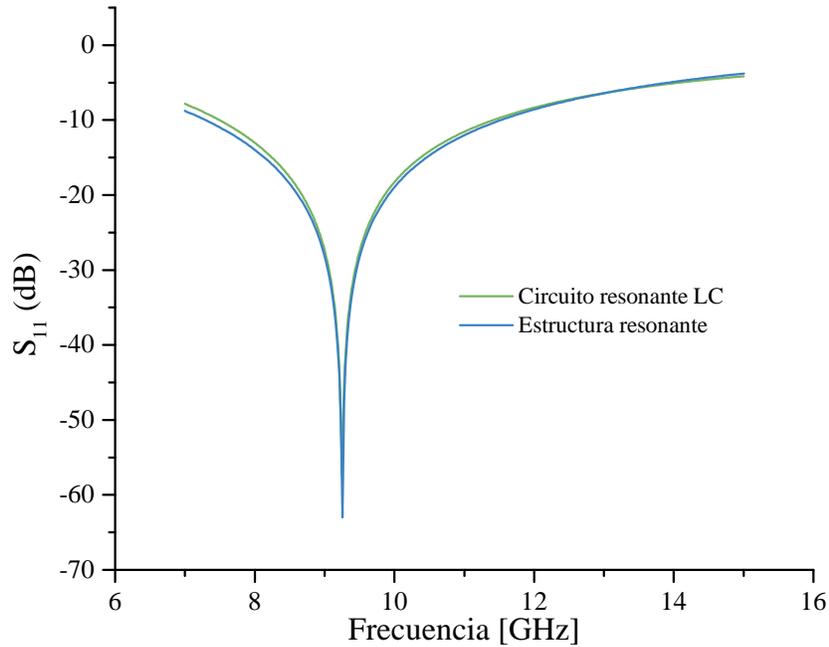
Las variables utilizadas para optimizar los circuitos, al igual que en las otras configuraciones, fueron: L_R , C_R , C_{B0} , L_{B0} y $long$. La banda de frecuencias en la que se realizó la optimización fue de 9.5 a 10.5 GHz, buscando reducir la ONC por debajo de -15 dB.

$C_{ROpt8C18A}$	$L_{ROpt8C18A}$	$C_{B0Opt8C18AA}$	$L_{B0Opt8C18A}$	$long_{Opt8C18A}$
71.7 [fF]	4.13 [nH]	0.059 [fF]	5.1 [nH]	111° @10GHz

Tabla 4.4. Valores de los elementos optimizados para la configuración 8C8A.

Los valores de los elementos optimizados para esta configuración se muestran en la Tabla 4.4. La resonancia del circuito LC se trasladó a 9.25 GHz, muy similar a la que se obtuvo en la configuración 4C4A, pues los valores de $L_{ROpt8C8A}$ y $L_{ROpt4C4A}$ varían por fracciones de nH, mientras que los de $C_{ROpt8C8A}$ y $C_{ROpt4C4A}$ varían por menos de 10 [fF]. Al igual que en las otras configuraciones, la capacitancia del brazo $C_{B0Opt8C8A}$

se redujo considerablemente, por lo que se utilizarán terminaciones triangulares en los brazos para reducirla en la celda unitaria. La distancia a la que se pondrá la placa metálica se modificará, pues la longitud eléctrica de la línea de transmisión $long_{Opt8C8A}$ incrementó de 90° a 111° medida en 10 GHz. Por tanto, la distancia entre la placa dieléctrica y la pared de metal será $d=9.25$ mm.



Gráfica 4.17. Coeficiente de reflexión S_{11} de circuito resonante LC y estructura resonante para configuración 8C8A.

Al ser muy cercanos los valores de los elementos del circuito equivalente en las configuraciones 4C4C y 8C8A, es normal esperar que las dimensiones r_1 y r_2 de la celda unitaria en ambas configuraciones sean similares. En este caso se obtuvieron los mismos valores para estas variables, esto es, $r_1=4.3$ mm y $r_2=6.48$ mm. Las curvas del coeficiente de reflexión del circuito resonante y de la celda unitaria se muestran en la Gráfica 4.17. Como se ve, utilizar las mismas dimensiones en los anillos resonantes asemeja casi perfectamente el comportamiento resonante del circuito, al menos en las frecuencias en las que se buscó la optimización de la ONC.

La estructura conformada se muestra en la Figura 4.17 (a). Las dimensiones de los bloques de la Figura 4.17 (b) y (c) se mantuvieron iguales que en la configuración 4C4A. La inductancia agregada a los brazos L_{A8C8A} se determinó de la misma forma que la descrita en la sección 4.3.3 a partir del modelo de la cinta de metal, como se muestra en la Figura 4.12. La diferencia entre las inductancias de los brazos originales y los brazos de esta estructura fue de 1.82 [nH] en 10 GHz. Sin embargo, al variar este valor y obtener

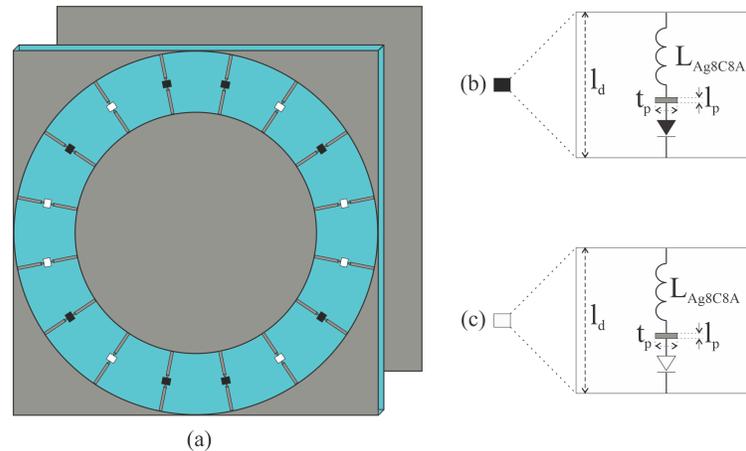
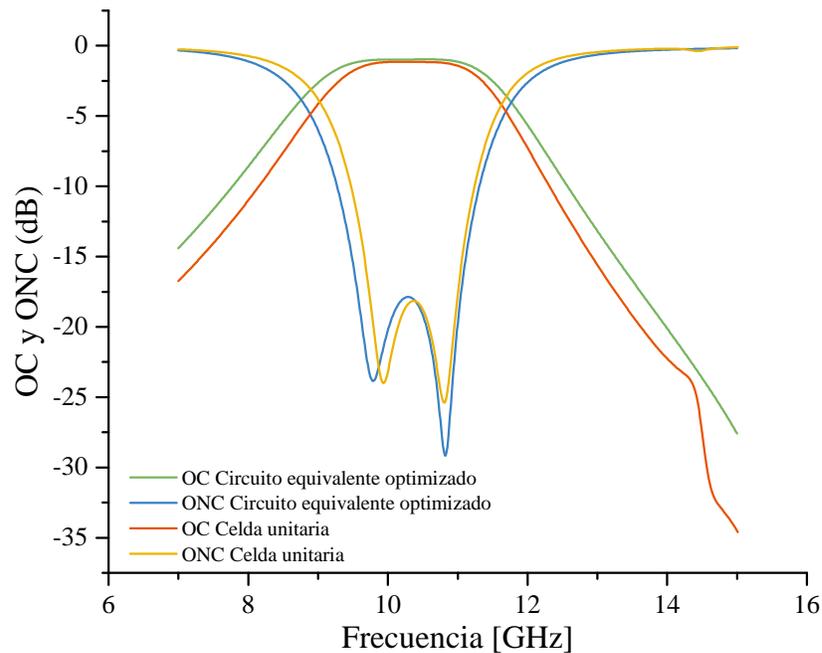


Figura 4.17. (a) Celda unitaria optimizada de configuración 8C8A optimizada. (b) Elementos del bloque en negro. (c) Elementos del bloque en blanco.

las OC y ONC de la celda unitaria, se encontró que incrementar la inductancia reducía significativamente el nivel de la ONC. De esta forma se determinó el mejor valor de la inductancia agregada L_{Ag8C8A} 2.14 [nH].



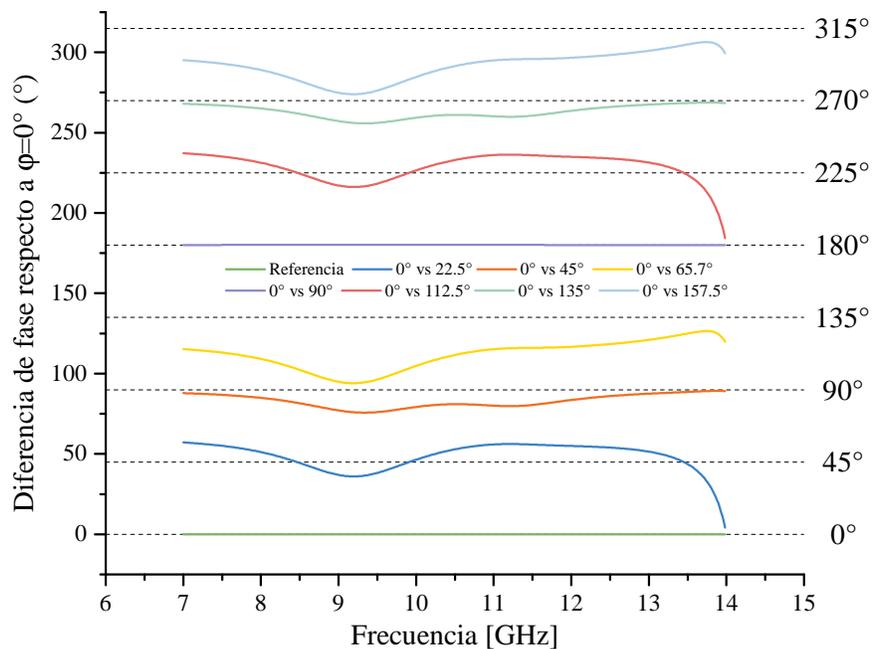
Gráfica 4.18. OC y ONC del circuito equivalente optimizado y de la celda unitaria en configuración 8A8C.

En la Gráfica 4.18 se muestran las OC y ONC del circuito equivalente optimizado y de la celda unitaria optimizada. Como se ve, el circuito logra aproximar en gran medida a la celda unitaria, como en la configuración 4C4A. De 9.75 a 10.93 GHz se mantiene el nivel de la OC por encima de -1.3 dB, una banda más estrecha que en la configuración

2C14A. Sin embargo, en el caso de la ONC, se logró mantenerla por debajo de -15 dB en esta misma banda, lo cual no fue posible en la configuración 2C14A. Aún cuando se tenga una banda más amplia en la configuración 2C14A, en la configuración 8C8A se tendrán menores reflexiones hacia el excitadora.

En comparación con la configuración 4C4A, la OC se mantiene en niveles por debajo de -1 dB, en gran medida por mayores pérdidas en los diodos, pues en la configuración 8C8A se tiene el doble de diodos en la celda unitaria. Aún así, cuando se conformen los arreglos para escanear en diferentes direcciones, esto puede ser compensado con el hecho de que se tiene una mayor definición en las diferencias de fase, lo que llevará a menores errores de fase.

Tomando en cuenta las mismas ecuaciones (4.4), (4.5) y (4.6), las pérdidas mínimas para esta configuración son de -0.34 dB, apenas 0.01 dB superiores que en la configuración 4C4A. Las menores pérdidas en el rango de frecuencias de trabajo fueron de -1.14 dB, 0.8 dB más grandes que las teóricas. De las tres configuraciones, esta fue la que presentó las pérdidas más grandes, además de que presentó las pérdidas más grandes en relación con las teóricas.



Gráfica 4.19. Diferencias de fase de OC con respecto a 0° de giro en configuración 8C8A.

Este resultado está relacionado con la distribución de diodos, pues no se pudo conseguir el circuito equivalente con dos sectores bien definidos de diodos abiertos y diodos

cerrados. En cambio, se utilizó una distribución subóptima de diodos, de forma que el circuito equivalente fuese posible.

Por su parte, al rotar los diodos cada 25° para obtener las diferencias de fase con respecto a $\varphi=0^\circ$ se obtiene la Gráfica 4.19. Como se ve, los errores de fase con respecto al valor esperado marcado con las líneas punteadas es menor a al límite de 22.5° antes de confundirse con otro ángulo de giro en la mayoría de los casos. Para los ángulos de giro $\varphi=67.5^\circ$ y $\varphi=157.5^\circ$, los errores de fase son tan grandes en frecuencias menores a 12 GHz que se confunden con los giros de 45° y 180° , respectivamente.

Como la OC tiene su banda en 10 GHz y los errores de fase mencionados son grandes, al conformar los arreglos que utilicen en múltiples ocasiones estos ángulos de giro para aproximar las diferencias de fase requeridas, se disminuirá el nivel de densidad de potencia en la dirección deseada. Se puede esperar un mayor nivel de densidad de potencia en la dirección de escaneo en frecuencias cercanas al límite superior de la banda, pues los errores de fase se reducen en frecuencias más altas.

4.6. Conclusiones

En este Capítulo se presentaron los diseños de tres desplazadores de fase espirafase ARDP, los cuales presentaron diferentes características. Se encontraron, además, circuitos equivalentes para la estructura resonante, así como para los elementos espirafase. A partir de estos, se pueden diseñar, no sin un esfuerzo considerable, desplazadores de fase de más bits, pues los circuitos pueden ser escalados a más brazos con diodos.

Las limitaciones de este procedimiento son desconocidas, pues los grados de libertad con los que se cuentan en la estructura electromagnética limitan la optimización de estos circuitos, como se vio en la configuración 8C8A. Aún así, el método de diseño permitió realizar tres desplazadores de fase con relativa facilidad, una vez se consiguió modelar sus elementos constituyentes.

A continuación, se presentan las conclusiones más importantes encontradas durante el diseño de estos desplazadores de fase:

- Se logró obtener el circuito equivalente generalizado de los elementos que conforman la celda unitaria del arreglo reflectivo infinito espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n.

- Los brazos con diodos siguen la ley del $\cos^2 \varphi$, por lo que se puede obtener el circuito equivalente de los brazos en cualquier ángulo de giro φ .
- Dos pares de brazos metálicos cerrados, abiertos o con $\varphi = \pm 45^\circ$ producen el mismo efecto que un par de brazos sin giro, esto es, $\varphi = 0^\circ$.
- Dos pares de brazos metálicos cerrados, abiertos o con diodos girados a $\varphi = \pm 45^\circ$ producen el mismo efecto que un par de brazos sin giro, esto es, $\varphi = 0^\circ$.
- En la configuración 4C4A, la OC se mantuvo por encima de -1 dB en la banda de 8.5 a 11 GHz, mientras que la ONC por debajo de -15 dB excepto en el centro de la banda, donde llegó hasta -12.5 dB.
- En la configuración 4C4A, los errores de fase en la banda de 8.5 a 11 GHz son tolerables, pues son inferiores a 45° .
- En la configuración 2C14A, la OC se mantuvo por encima de -1.3 dB en la banda de 7.5 a 9 GHz, mientras que la ONC sobrepasó los -15 dB llegando hasta -12.5 dB en el centro de la banda.
- Los errores de fase de la OC son tolerables en la banda de 7.5 a 9 GHz. Estos se acentuaron en la parte superior de la banda.
- En la configuración 8C8A, la OC se mantuvo por encima de -1.3 dB de 9.75 a 10.93 GHz, una banda más estrecha que en la configuración 2C14A. Sin embargo, la ONC se suprimió debajo de -15 dB en esta misma banda, lo cual no fue posible en la configuración 2C14A.
- En la configuración 8C8A, los errores de fase de la OC son muy acentuados para los ángulos de giro $\varphi = 67.5^\circ$ y 137.5° .
- Utilizar terminaciones triangulares redujo la capacitancia de brazo, por lo que se tuvo una mejor equivalencia entre los circuitos optimizados y las celdas unitarias.
- En la configuración 2C14A, al pasar de circuito equivalente a celda unitaria, las OC y ONC se desplazaron a frecuencias más bajas. Por el contrario, las del circuito equivalente y la celda unitaria en las configuraciones simétricas, 4C4A y 8C8A, se mantuvieron en las mismas bandas.
- Al incrementar el número de diodos se incrementaron las pérdidas en la celda unitaria, lo cual se vio reflejado en un menor nivel de la OC.

Capítulo 5

Capacidades de escaneo de los arreglos reflectivos

En este capítulo se utilizarán los diseños de los desplazadores de fase espirafase del Capítulo 4 para formar arreglos reflectivos en diferentes configuraciones, de forma que se midan sus capacidades de escaneo en cuanto a ángulo de elevación. Estas configuraciones están conformadas por una celda unitaria con un número de celdas pequeñas N_x en la dirección x (las diseñadas en el capítulo anterior) y el número entero M_x de periodos 2π que se tienen en una celda unitaria en la dirección x . $2\pi M_x$ es la diferencia de fase entre las onda reflejadas que se tienen en la misma posición de celda pequeña de dos celdas unitarias contiguas.

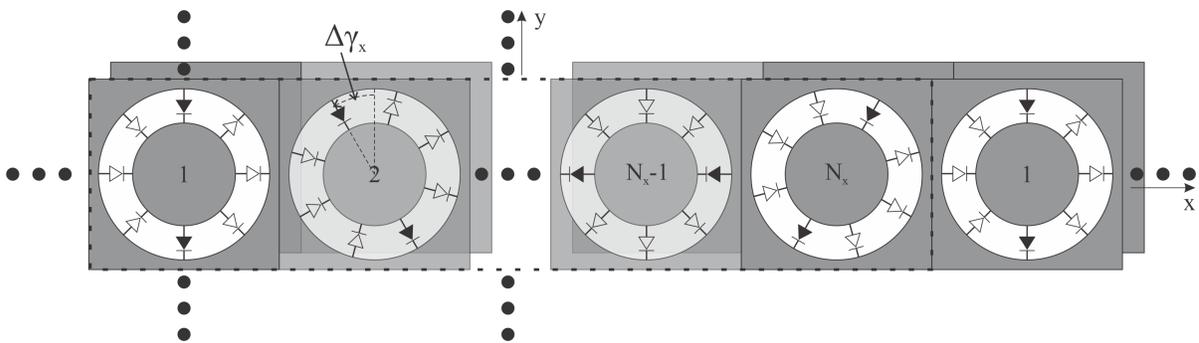


Figura 5.1. Arreglo infinito de N_x celdas pequeñas.

En la Figura 5.1 se muestra un arreglo de N_x celdas pequeñas en dirección x , cada una con sus cargas reactivas electrónicamente giradas un ángulo $\Delta\gamma_x$. Las celdas pequeñas inscritas en la región punteada conforman la celda unitaria del arreglo infinito. Como se ve, en el eje y se repiten las celdas pequeñas con el mismo ángulo de giro $\Delta\gamma_x$.

5.1. Ángulo de elevación

Para comprender cómo influyen las configuraciones (N_x, M_x) en el redireccionamiento de la onda de polarización circular incidente sobre el arreglo infinito de la Figura 4.1 es necesario entender la relación entre el ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ y el ángulo de elevación θ_0 producido por la configuración deseada.

En la ecuación (5.1) se muestra el ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ en función del número de celdas pequeñas N_x y el número de periodos completos M_x que se cumplen en la celda unitaria. De la ecuación (3.3) se ve que, al imponer un ángulo de giro a las cargas reactivas, las ondas reflejadas por los elementos espirafase saldrán adelantadas o retrasadas en fase dependiendo de la polarización circular, izquierda o derecha, de la onda incidente. En este sentido, de acuerdo con la Figura 5.1, el incremento de fase ocurre en la dirección x positiva, por lo que la propagación de las onda reflexiones será hacia x negativo, pues las ondas reflejadas en esa dirección saldrán retrasadas en fase.

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x} \quad (5.1)$$

Al imponer una diferencia de giro entre las cargas reactivas, las ondas reflejadas por dos celdas pequeñas contiguas tendrán una diferencia de fase ψ_{xm} dos veces mayor al ángulo de giro $\Delta\gamma_x$, como se ve en (5.2). Esta diferencia de fase se verá reflejada en que el frente de onda de las ondas reflejadas en conjunto estará inclinado un ángulo de elevación θ_0 y azimutal ϕ_0 . Sin embargo, como en el eje y se tiene una distribución uniforme de fase, el ángulo de reflexión azimutal es $\phi_0=0^\circ$, lo que hace que el escaneo sea en el plano XZ . En la ecuación (5.3) se muestra la diferencia de fase de las ondas reflejadas entre dos celdas pequeñas contiguas en función del número de onda k , la distancia en x entre dos celdas pequeñas d , y los ángulos de reflexión de elevación θ_0 y azimutal ϕ_0 .

$$\psi_{xm} = 2\Delta\gamma_x \quad (5.2)$$

$$\psi_{xm} = -2kd \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (5.3)$$

Al combinar las ecuaciones (5.2) y (5.3) tomando en cuenta $\phi_0=0^\circ$ se obtiene el ángulo de elevación θ_0 como se ve en la ecuación (5.4), el cual será tomado como el ángulo de

escaneo. De esta ecuación es evidente que θ_0 depende de la frecuencia de operación, implícita en el número de onda k .

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left(-\frac{2\Delta\gamma_x}{kd} \right) \quad (5.4)$$

Para una misma configuración de celda unitaria (N_x, M_x) se tendrán diferentes ángulos de elevación dependiendo de la frecuencia de análisis. Además, la configuración (N_x, M_x) será válida para una frecuencia que cumpla con la condición (5.5). Como se ve, para una cierta frecuencia de operación f y una distancia entre celdas unitarias contiguas d existe un ángulo de giro máximo permitido.

$$\Delta\gamma_x \leq \frac{kd}{2} = \frac{fd}{2c} \quad (5.5)$$

Si se esta condición, la onda reflejada se convierte en una onda plana en la dirección θ_0 . Además, una característica interesante es que, al modificar la frecuencia manteniendo el mismo ángulo de giro electrónico entre elementos, el ángulo de elevación θ_0 se modifica de acuerdo con la ecuación (5.4).

5.2. Factor de conversión

Una vez que se puede encontrar la dirección de escaneo o ángulo de reflexión de elevación que determina la dirección de propagación de la onda reflejada, según la configuración (N_x, M_x), es necesario saber en qué proporción la densidad de potencia incidente se redirige en la dirección deseada. A esta proporción se le conoce como factor de conversión L_c .

Esta aproximación puede ser explicada a partir del teorema de Floquet en arreglos de fase, pues plantea elementos periódicamente distribuidas sobre un plano. En este caso, las fuentes son las ondas reflejadas por cada una de las celdas pequeñas que conforman la celda unitaria del arreglo. De esta forma, cada celda pequeña asegura la fase del coeficiente de reflexión particular dependiendo del ángulo de giro φ .

En el caso ideal solo se tendrían dos modos Floquet propagándose en la dirección deseada, uno TE y otro TM. Sin embargo, debido al tamaño de la celda unitaria, $N_x d$, el cual usualmente es comparable o superior a $\lambda/2$, se propagan una serie de modos Floquet TE y TM, formando así lóbulos secundarios. A medida que las dimensiones de la

celda unitaria crecen, los modos Floquet evanescentes, los cuales tienen una constante de fase β imaginaria, se convierten en modos de propagación con una β real.

La ecuación (5.6) define al factor de conversión como la densidad de potencia de las ondas TE y TM reflejadas, P_{TE} y P_{TM} , entre la densidad de potencia de la onda incidente de polarización circular P_i . Las ondas P_{TE} y P_{TM} son las ondas de misma polarización que la onda incidente y que se propagan en la dirección deseada, de acuerdo con el giro electrónico $\Delta\gamma_x$ que produce un ángulo de elevación θ_0 .

$$L_c = \frac{P_{TE} + P_{TM}}{P_i} \quad (5.6)$$

Como se mencionó, no solo se propagan las ondas TE y TM en la dirección deseada, sino que aparecen más modos Floquet que generan lóbulos secundarios en otras direcciones. Por esto, es necesario analizar qué factores afectan al factor de conversión L_c . En este caso, existen principalmente dos que afectan a L_c :

1. La conversión de la potencia incidente en modos Floquet que forman los lóbulos secundarios.
2. La disipación de potencia en las cargas reactivas no ideales.

Es importante observar que la conversión de la onda incidente en ondas reflejadas que se propagan en diferentes direcciones tiene tres principales causas. La primera es la mencionada anteriormente respecto al tamaño de la celda unitaria, la cual está estrechamente relacionada con los errores de fase de las ondas controladas. Como se encontró en el Capítulo 4, estos errores de fase pueden ser pequeños, pero no nulos en una banda ancha.

La segunda es debida al nivel de supresión de la onda no controlada de la ecuación (2.6), pues esta se propaga en la dirección de la antena alimentadora cuando se posiciona directamente en frente del arreglo. Este efecto tampoco se puede eliminar por completo, pues la condición (2.7) se cumple únicamente en una frecuencia; sin embargo, sí se puede reducir su efecto, suprimiendo la onda no controlada, como se realizó en el Capítulo 4.

La tercera causa es que, al conformar los arreglos para escanear en un cierto ángulo θ_0 , se tendrán errores de fase debidos a la incapacidad de girar las cargas reactivas al ángulo de giro necesario $\Delta\gamma_x$. En este sentido, los arreglos con desplazadores de fase

de un mayor número de bits se verán menos afectados por esto, pues tienen una mayor definición en cuanto a ángulos de giro φ permitidos.

5.3. Conformación de los arreglos

En la sección 5.1 se planteó la forma en la que se calcula el ángulo de elevación θ_0 . Sin embargo, para formar las celdas unitarias en diferentes configuraciones (N_x, M_x) es útil tomar en cuenta el ángulo deseado de giro para las cargas reactivas $\Delta\gamma_x$.

Evidentemente, no es posible girar las cargas reactivas en todos los ángulos, sino en los permitidos dependiendo del número de bits del desplazador de fase. En el caso del desplazador de fase de dos bits se deben de aproximar todos los ángulos de giro de entre 0° hasta 180° con 4 ángulos: 0° , 45° , 90° y 135° , como se muestra en la Figura 5.2 (a). En este sentido pueden ser de hasta 22.5° , lo cual se verá reflejado en el factor de conversión L_c , como se mencionó en la sección 5.2.

En el caso de los arreglos con desplazadores de fase de tres bits, se tendrá una mayor resolución, pues se aproximarán los ángulos de giro con 8 posibles ángulos: 0° , 22.5° , 45° , 67.5° , 90° , 112.5° , 135° y 157.5° , como se ve en la Figura 5.2 (b). Los errores de fase no serán mayores a 11.25° sin tomar en cuenta los errores de fase preexistentes en las fases la OC de cada una de estos ángulos de giro. Como se ve, en los arreglos de más cargas reactivas el coeficiente de conversión L_c se verá menos afectado.

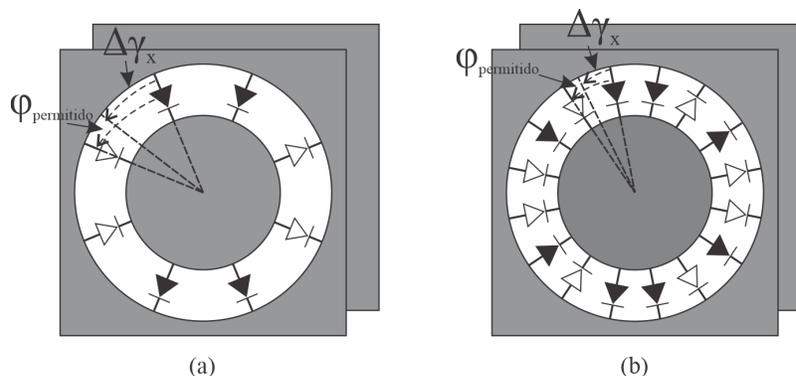


Figura 5.2. Ejemplificación de los errores de fase debido a la resolución del desplazador de fase (a) de dos bits. (b) de tres bits.

Tomando en cuenta lo anterior, para conformar los arreglos se obtendrá el ángulo de giro necesario $\Delta\gamma_x$ en la configuración (N_x, M_x) para un ángulo de elevación θ_0 y se aproximará con los ángulos permitidos, dependiendo de si se utilizan desplazadores de

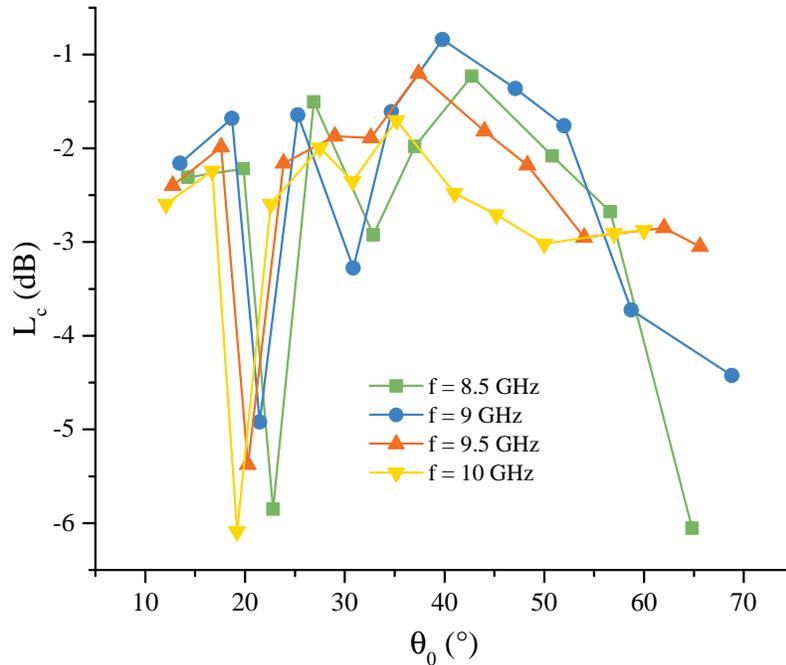
dos o tres bits. De esta forma se generará la pendiente de fase necesaria para redirigir el lóbulo principal.

5.4. Escaneo con celdas 4C4A

Como se describió en la sección 5.2, para escanear en el plano XZ es necesario formar diferentes configuraciones de N_x celdas pequeñas y M_x diferencias de fase de 360° . El factor de conversión L_c se obtiene a partir de la matriz de dispersión S al simular en CST la dispersión de la onda incidente de PC izquierda en el arreglo, tomando los modos Floquet que se propagan en la dirección deseada. Así, L_c está dado por la ecuación (5.7).

$$L_c = S_{TE_{m,1}}^2 + S_{TM_{m,1}}^2 \quad (5.7)$$

La ecuación (5.7) es una adaptación de (5.6). Por su naturaleza, $S_{TE_{m,1}}$ y $S_{TM_{m,1}}$ son las conversiones de onda de polarización circular incidente sobre el arreglo reflectivo y convertida en los modos TE y TM reflejados con un ángulo de elevación θ_0 .



Gráfica 5.1. Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 4C4A en diferentes frecuencias.

En la Gráfica 5.1 se muestra el factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 en el plano XZ en diferentes frecuencias. El punto más alto en las cuatro curvas

es la conversión cuando los ángulos de giro deseados son iguales a los ángulos de giro permitidos $\Delta\gamma_x = \varphi_{\text{permitidos}}$, en este caso de 45° , siendo el más alto en 9 GHz con $L_c = -0.84$ dB. En este caso se tiene la mayor conversión pues los giros necesarios se pueden realizar con exactitud, eliminando un factor que afecta a L_c .

En la banda de 8.5 a 10 GHz se tienen ángulos de elevación de hasta 58° con factor de conversión por encima de -3.5 dB, sin contar las caídas de L_c en θ_0 cercanos a 20° . En general, la curva correspondiente a los 9 GHz mostró los niveles más alto de L_c para ángulos de escaneo inferiores a 55° . En comparación con los resultados observados en [36], se tienen ángulos de elevación 2° menores con el mismo nivel de conversión. Por tal motivo, para desplazadores espirafase de dos bits, no se ve una mejora en la conversión al configurar los diodos la mitad encendidos y la mitad apagados.

El comportamiento en 9 GHz tiene sentido si se toman en cuenta las características de la celda pequeña 4C4A. En la Gráfica 4.12 se observa la mayor supresión de la ONC alrededor de -19.8 dB, en 9 GHz, al mismo tiempo que los errores de fase de la OC, Gráfica 4.13, son de 18° para $\varphi = 45^\circ, 135^\circ$ y nulos para 0° y 90° . Por tales motivos, L_c se ve menos afectado en esta frecuencia en particular.

Aunque en 10 GHz los errores de fase son básicamente nulos, como se muestra en la Gráfica 4.13, el nivel de la ONC es de -12.8 dB, 7 dB superior que en 9 GHz. Como se ve, la supresión de la ONC tiene una mayor influencia en el factor de conversión que los errores de fase de la OC.

Un caso particular se da cuando se tiene la configuración $(N_x=7, M_x=1)$, como en la Figura 5.3. En este caso aparentemente se tiene un ángulo ciego, pues L_c cae drásticamente en todas las frecuencias, sin embargo, el resultado es aún más interesante que esto.

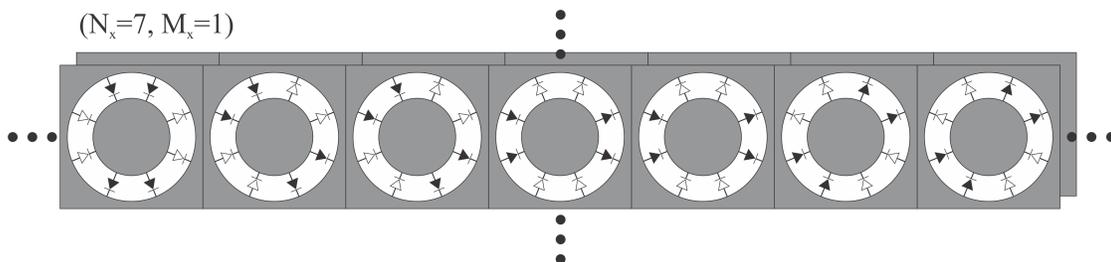


Figura 5.3. Celda unitaria en configuración $(N_x=7, M_x=1)$ con celdas pequeñas 8C8A.

Como se dijo en la sección 5.1, la conversión hacia el ángulo de elevación debería darse en un solo sentido, es decir, hacia x positiva o negativa, dependiendo de cómo se giren las cargas reactivas. Sin embargo, al verificar las gráficas de la matriz de dispersión, se encontró que las curvas correspondientes a los modos TE y TM con ángulo de elevación θ_0 eran las mismas que las equivalentes con ángulo de elevación $-\theta_0$. En este sentido, durante la conversión se generaron dos lóbulos simétricos con respecto al eje z en dirección $\pm\theta_0$, cada uno con la mitad de potencia. Por esta razón L_c se ve reducido 3 dB en la configuración (7,1), aparentando ser un ángulo ciego del arreglo.

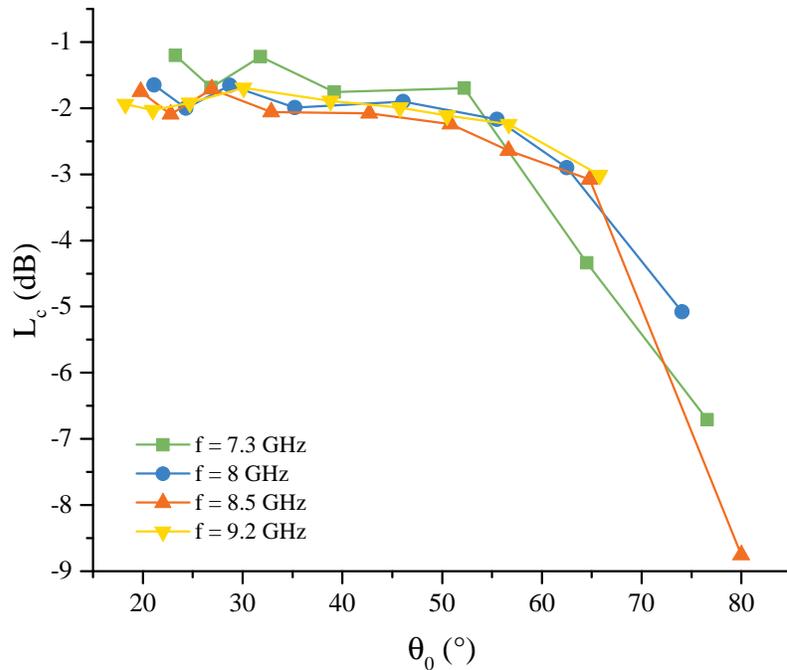
Este caso es particularmente interesante pues, según la teoría general de antenas en arreglos de fase, es bien sabido que el lóbulo principal se inclina hacia las ondas que están retrasadas en fase. En este sentido, no es evidente por qué el lóbulo principal se divide en dos lóbulos simétricos idénticos. El estudio de la naturaleza de este fenómeno requiere un análisis más detallado del teorema de Floquet, lo cual sale del alcance de este trabajo. Sin embargo, al indagar más en la celda unitaria, se encontró que este fenómeno se puede eliminar al modificar la polarización de un diodo, por lo que es probable que este comportamiento esté relacionado con la simetría del arreglo.

5.5. Escaneo con celdas 2C14A

El procedimiento para medir el factor de conversión L_c con las celdas pequeñas 2C14A es muy similar al descrito en la sección 5.4. La ecuación (5.7) se usará para obtener dicho factor en función de los modos TE y TM con ángulos de reflexión de elevación θ_0 .

En la Gráfica 5.2 se muestran las curvas del factor de conversión L_c en función de θ_0 para diferentes frecuencias. Se puede observar que la respuesta es mucho más uniforme para ángulos menores a 55° que en cuando se utilizó la celda pequeña 4C4A, al mismo tiempo que mantiene niveles superiores a -3.5 dB hasta 60° en un ancho de banda de 1.9 GHz, de 7.3 a 9.2 GHz.

Esta respuesta es mucho más plana debido a que las diferencias de fase de la Gráfica 3.16 presentan menores errores en las frecuencias de trabajo que las de la celda pequeña 4C4A, Gráfica 4.13. En general, los niveles de L_c son superiores que los del caso con celdas 4C4A principalmente por la mayor exactitud con la que se aproximan los ángulos de giro $\Delta\gamma_x$ junto con los menores errores de fase de la OC. Esto es así aún cuando la OC de la celda pequeña 2C14A es entre 0.1 a 0.3 dB inferior que en el caso de las celdas 4C4A, cada una en sus frecuencias de trabajo.



Gráfica 5.2. Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 2C14A en diferentes frecuencias.

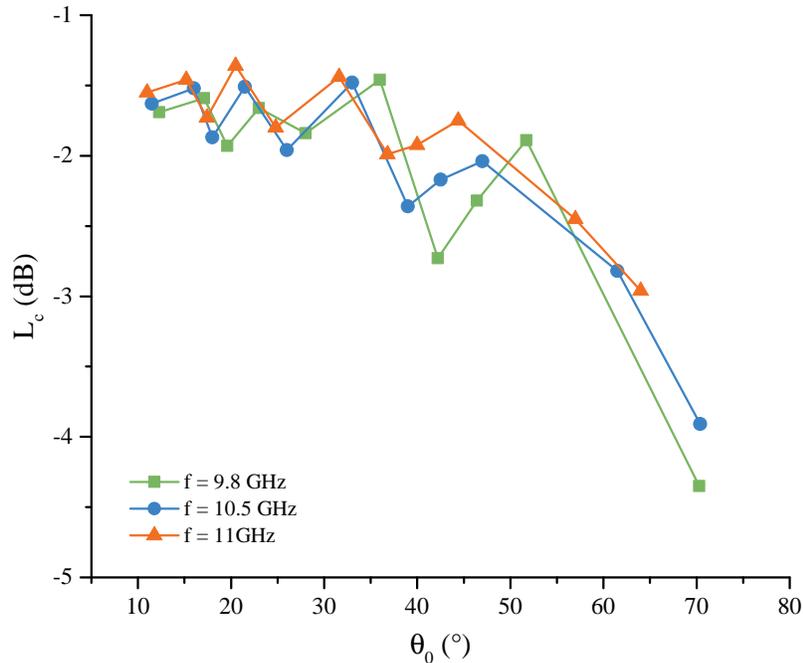
Por otra parte, la curva en 7.3 GHz de la Gráfica 5.2 presenta mayores niveles de conversión hasta 52° que en las demás frecuencias. De la Gráfica 4.15 se observa que la mayor supresión de la ONC se da en 7.3 GHz, mientras que los errores de fase de la OC, Gráfica 4.16, son más bajos que en las otras frecuencias observadas. Ambas características de la celda pequeña 2C14A reducen la degradación de L_c . Además, el escaneo con la celda pequeña 2C14A no presentó ángulos ciegos ni comportamientos particulares como el descrito para la celda pequeña 4C4A.

De las dos configuraciones que se pueden realizar con la condición $\Delta\gamma_x = \varphi_{\text{permitidos}}$, ($N_x=4$, $M_x=1$) y ($N_x=8$, $M_x=1$), la segunda es la que presentó un mayor nivel de conversión, siendo de -1.2 dB en 7.3 GHz, formando un ángulo de elevación de 23° . Aún cuando ambas configuraciones se pueden realizar con exactitud, las configuraciones que generen un ángulo de elevación menor tendrán una conversión mayor, como se ve en la tendencia de la Gráfica 5.2.

5.6. Escaneo con celdas 8C8A

El escaneo en el plano XZ con las celdas pequeñas 8C8A se realizó tomando en cuenta el procedimiento descrito en las secciones anteriores, debido a que el procedimiento es

análogo al de las secciones 4.4 y 4.5.



Gráfica 5.3. Factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para celdas pequeñas 8C8A en diferentes frecuencias.

En la Gráfica 5.3 se muestran el factor de conversión L_c en función del ángulo de elevación θ_0 para tres frecuencias en la banda de 9.8 a 11 GHz. L_c presenta más variaciones para los diferentes ángulos de escaneo que en el caso de la celda pequeña 8C8A. Como se ve en la Gráfica 4.19, los errores de fase para los giros $\varphi = 67.5^\circ$ y 157.5° son grandes en las frecuencias inferiores a 10 GHz y considerables de 10 a 11 GHz. Esto reduce la conversión, específicamente en las configuraciones en las que se utilizan en numerosas ocasiones los ángulos de giro con mayores errores de fase.

Aún así, L_c se mantiene por encima de -3.5 dB hasta ángulos de elevación de 64° en la banda de 9.8 a 11 GHz. En comparación con el escaneo con la celda 2C14A se tiene una banda más angosta, pero un mayor ángulo de elevación para el mismo nivel de conversión. Las OC de ambos casos mantienen niveles de -1.3 dB en sus bandas de operación, sin embargo, la ONC de la celda pequeña 8C8A se encuentra 6 dB por debajo que la ONC de la celda pequeña 2C14A medido en los puntos más altos dentro de sus respectivas bandas. En este sentido, aunque los errores de fase de la celda 2C14A son pequeños en comparación con los de la celda 8C8A, la supresión de la ONC es un factor más influyente en el nivel de conversión.

Por otra parte, de las dos configuraciones que se pueden realizar con los ángulos de giro necesarios, $(N_x=4, M_x=1)$ y $(N_x=8, M_x=1)$, en este caso la que presenta una mayor conversión es la primera con $L_c=-1.46$ dB en 9.8 GHz, formando un ángulo de elevación de 36° . Este resultado es diferente al observado en el escaneo con celda pequeña 2C14A, pues, aunque para ángulos de elevación mayores se tiene una menor conversión, en la configuración $(N_x=4, M_x=1)$ no se utilizan los ángulos de giro con mayores errores de fase, mientras que en la configuración $(N_x=8, M_x=1)$ sí.

A diferencia del caso de los desplazadores de fase de 2 bits, para desplazadores de fase espirafase de 3 bits, se observaron mayores ángulos de escaneo para el caso de celda 8C8A que para el de la celda 2C14A, En este sentido, para un mayor número de elementos reactivos, las pérdidas en los desplazadores de fase se ven reducidas cuando se tiene una configuración 50/50 de diodos abiertos y cerrados, como se encontró en [37].

5.7. Conclusiones

En este Capítulo se analizaron las capacidades de escaneo de arreglos reflectivos espirafase con los tres diferentes desplazadores diseñados en el Capítulo 4.

A pesar de que el desplazador de fase en configuración 8C8A fue el que presentó mayores pérdidas, el arreglo reflectivo que formado a partir de estos fue el que obtuvo los mayores ángulos de elevación para un mismo nivel de conversión.

En general, los tres arreglos reflectivos llegaron cerca o superaron los 60° de ángulo de elevación en el mejor de los casos. En este sentido, se logró diseñar arreglos reflectivos con capacidades de escaneo altas con desplazadores de fase de 2 y 3 bits.

A continuación, se presentan las conclusiones más importantes del Capítulo:

- El factor de conversión L_c se ve afectado por el nivel de la OC de la celda pequeña, el nivel de supresión de la ONC, los errores de fase de la OC y los errores de fase al aproximar los giros necesarios $\Delta\gamma_x$ con los giros permitidos $\varphi_{\text{permitidos}}$.
- La supresión de la ONC peor a -15 dB es el principal factor de la celda pequeña que afecta al coeficiente de conversión.

- Los errores de fase de la celda pequeña incrementan las variaciones de L_c , reduciéndolo para las configuraciones (N_x, M_x) que utilicen los ángulos de giro más afectados.
- El escaneo con la celda pequeña 4C4A mostró un nivel de conversión mejor a -3.5 dB para ángulos de elevación θ_0 de hasta 58° en la banda de 8.5 a 10 GHz.
- El escaneo con la celda unitaria $(N_x=7, M_x=1)$ mostró una división del lóbulo principal en dos lóbulos simétricos en ángulos $\pm\theta_0$.
- El escaneo con la celda pequeña 2C14A mostró un nivel de conversión tan bajo como -3.5 dB para ángulos de elevación de hasta 60° en la banda de 7.3 a 9.2 GHz.
- El escaneo con la celda pequeña 8C8A mostró un nivel de conversión tan bajo como -3.5 dB para ángulos de elevación de hasta 64° en la banda de 9.8 a 11 GHz.
- Para desplazadores de fase espirafase de 2 bits no se ve una mejora en las pérdidas al tener una configuración 50/50 de diodos abiertos y cerrados.
- Para desplazadores de fase espirafase de 3 bits se ve una mejora en el ángulo de elevación para un mismo nivel de conversión cuando se tiene una configuración 50/50 de diodos abiertos y cerrados.

Capítulo 6

Conclusiones generales

A lo largo de este trabajo se justificó la importancia del avance tecnológico en arreglos reflectivos para aplicaciones modernas. Cada día, las antenas en arreglos de fase son más y más necesarias y están ganando terreno en aplicaciones como internet satelital, como es el caso de Starlink de SpaceX.

Además, al analizar y comparar diferentes tecnologías del estado del arte de los desplazadores de fase, se justificó el uso de los desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes y diodos p-i-n a partir de sus ventajas como: pocas pérdidas, menor huella tecnológica y compatibilidad con tecnología de circuitos impresos.

Por su parte, se diseñaron tres desplazadores de fase espirafase ARDP: el primero con 4 diodos cerrados y 4 diodos abiertos, (4C4A); el segundo con 2 diodos cerrados y 14 abiertos, (2C14A); el tercero con 8 diodos cerrados y 8 abiertos, (8C8A).

A pesar de que el desplazador de fase con mayores pérdidas fue el de la configuración 8C8A, se encontró que, al verificar las capacidades de escaneo de los arreglos reflectivos, fue precisamente con este desplazador que se alcanzaron los ángulos de elevación más grandes para un mismo nivel de conversión. Además, los tres arreglos reflectivos presentaron sectores de escaneo cercanos a 120° con pérdidas de -3.5 dB.

A continuación se muestra un resumen de las conclusiones generales del presente trabajo:

- Los arreglos reflectivos tienen las ventajas de las antenas en arreglos de fase y de las antenas parabólicas, pues tienen altas ganancias y facilidad de reorientar el patrón de radiación sin mover mecánicamente su estructura.

- Los arreglos reflectivos espirafase compatibles con tecnología de fabricación de circuitos impresos traen las ventajas de ser fácilmente fabricados, mitigando las pérdidas de los arreglos de microcinta.
- Los desplazadores de fase espirafase presentan errores de fase pequeños, tienen baja modulación de amplitud y tienen dimensiones menores comparados con los demás desplazadores de fase al introducirse directamente en los arreglos reflectivos.
- El uso de diodos p-i-n en desplazadores de fase espirafase con anillos resonantes tiene las ventajas de reducir el costo total del sistema, fácil adquisición para su fabricación y manejo de altas potencias sin introducir muchas pérdidas.
- En el desplazador de fase diseñado en configuración 4C4A, la OC se mantuvo por encima de -1 dB en la banda de 8.5 a 11 GHz, mientras que la ONC por debajo de -15 dB excepto en el centro de la banda, donde llegó hasta -12.5 dB.
- En el desplazador de fase diseñado en configuración 2C14A, la OC se mantuvo por encima de -1.3 dB en la banda de 7.5 a 9 GHz, mientras que la ONC sobrepasó los -15 dB llegando hasta -12.5 dB en el centro de la banda.
- En el desplazador de fase diseñado en configuración 8C8A, la OC se mantuvo por encima de -1.3 dB de 9.75 a 10.93 GHz, una banda más estrecha que en la configuración 2C14A. Sin embargo, la ONC se suprimió debajo de -15 dB en esta misma banda, lo cual no fue posible en la configuración 2C14A.
- El escaneo con la celda pequeña 4C4A mostró un nivel de conversión tan bajo como -3.5 dB para ángulos de elevación θ_0 de hasta 58° en la banda de 8.5 a 10 GHz.
- El escaneo con la celda unitaria ($N_x=7, M_x=1$) mostró una división del lóbulo principal en dos lóbulos simétricos en ángulos $\pm\theta_0$.
- El escaneo con la celda pequeña 2C14A mostró un nivel de conversión tan bajo como -3.5 dB para ángulos de elevación de hasta 60° en la banda de 7.3 a 9.2 GHz.
- El escaneo con la celda pequeña 8C8A mostró un nivel de conversión tan bajo como -3.5 dB para ángulos de elevación de hasta 64° en la banda de 9.8 a 11 GHz.

Bibliografía

- [1] C. R. Green, A. R. Harvey y D. C. Pennington, «Cost engineering active phased array modules,» en *IEEE Colloquium on Active and Passive Components for Phased Array Systems*, 1992, págs. 5/1-5/4.
- [2] U. A. C. of Engineers Alaska District, «Pave Paws radar,» dirección: <https://www.britannica.com/technology/Pave-Paws-radar>.
- [3] N. Vesterdal, «Electronically Steerable Antennas for Satellite Communications,» Tesis doct., Universidad Tecnológica de Dinamarca, mayo de 2007.
- [4] A. K. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems*. Wiley-Interscience, 2006, ISBN: 2005049360.
- [5] H. Feldle y K. Solbach, «Passive and active phased arrays using solid state technologies,» en *IEEE Colloquium on Phased Arrays*, 1991, págs. 3/1-3/4.
- [6] S. V. Hum y J. Perruisseau-Carrier, «Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n.º 1, págs. 183-198, 2014. DOI: 10.1109/TAP.2013.2287296.
- [7] D. Berry, R. Malech y W. Kennedy, «The reflectarray antenna,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, n.º 6, págs. 645-651, 1963. DOI: 10.1109/TAP.1963.1138112.
- [8] S. V. Hum, M. Okoniewski y R. J. Davies, «Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n.º 8, págs. 2200-2210, 2007. DOI: 10.1109/TAP.2007.902002.
- [9] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard y R. Gillard, «A steerable reflectarray antenna with MEMS controls,» en *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003.*, 2003, págs. 494-499. DOI: 10.1109/PAST.2003.1257031.
- [10] S. V. Hum, G. McFeetors y M. Okoniewski, «Integrated MEMS Reflectarray Elements,» en *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006*, págs. 1-6. DOI: 10.1109/EUCAP.2006.4584619.

- [11] J. Perruisseau-Carrier y A. K. Skrivervik, «Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable Over a 360 ° Phase Range,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, págs. 138-141, 2008. DOI: 10.1109/LAWP.2008.919327.
- [12] D. Rodrigo, L. Jofre y J. Perruisseau-Carrier, «A frequency reconfigurable cell for beam-scanning reflectarrays,» en *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, págs. 1666-1667. DOI: 10.1109/APS.2013.6711492.
- [13] J. A. Ortiz-Fuentes, J. Silva-Montero, J. I. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas y A. E. Martynyuk, «Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, págs. 952-955, 2017. DOI: 10.1109/LAWP.2016.2615049.
- [14] J. A. E. [13] J. Huang, «Reflectarray Antennas,» en John Wiley & Sons, 2008, cap. 2.
- [15] H. R. Phelan, «Spiraphase - A new, low cost, lightweight phased array. I,» *Microwave Journal*, vol. 19, págs. 41-44, dic. de 1976.
- [16] J. Wang, «Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter,» *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, págs. 156-159, 1983. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143014.
- [17] C. S. Malagisi, «Microstrip disc element reflect array,» ene. de 1978, págs. 186-192.
- [18] J. P. Montgomery, «A microstrip reflectarray antenna element,» en *Antenna Applications Symposium*, ene. de 1978.
- [19] J. S. Petko y D. H. Werner, «The evolution of optimal linear polyfractal arrays using genetic algorithms,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n.º 11, págs. 3604-3615, 2005. DOI: 10.1109/TAP.2005.858582.
- [20] M. D. Gregory, D. H. Werner y P. L. Werner, «Nature-inspired techniques for the synthesis of aperiodic ultra-wideband phased arrays,» en *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2010, págs. 707-712. DOI: 10.1109/ARRAY.2010.5613288.
- [21] N. G. Sakiotis y H. N. Chait, «Properties of Ferrites in Waveguides,» *Transactions of the IRE Professional Group on Microwave Theory and Techniques*, vol. 1, n.º 2, págs. 11-16, 1953. DOI: 10.1109/TMTT.1953.1124844.
- [22] J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloemann y S. N. Stitzer, «Ferrite devices and materials,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, n.º 3, págs. 721-737, 2002. DOI: 10.1109/22.989957.

- [23] L. R. Whicker, «The evolution of ferrite and other passive control components: A personal account,» en *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, págs. 1-3. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6257779.
- [24] R. J. Mailloux, «Phased Array Antenna Handbook,» en, 2.^a ed. Artech House, 2005, cap. 1, págs. 56,57.
- [25] C. R. Boyd y C. R. Boyd, «A Dual-Mode Latching, Reciprocal Ferrite Phase Shifter,» en *G-MTT 1970 International Microwave Symposium*, 1970, págs. 337-340. DOI: 10.1109/GMTT.1970.1122842.
- [26] W. W. G. Hui, J. M. Bell, M. F. Iskander y J. J. Lee, «Low-Cost Microstrip-Line-Based Ferrite Phase Shifter Design for Phased Array Antenna Applications,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, págs. 86-89, 2007. DOI: 10.1109/LAWP.2007.893068.
- [27] S. I. M. Sheikh, A. A. P. Gibson, M. Basorrah, G. Alhulwah, K. Alanizi, M. Alfarsi y J. Zafar, «Analog/Digital Ferrite Phase Shifter for Phased Array Antennas,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, págs. 319-321, 2010. DOI: 10.1109/LAWP.2010.2048190.
- [28] P. Anand, S. Sharma, D. Sood y C. C. Tripathi, «Design of compact reconfigurable switched line microstrip phase shifters for phased array antenna,» en *2012 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication Networking*, 2012, págs. 1-3. DOI: 10.1109/ET2ECN.2012.6470078.
- [29] Z. Mao y F. Yong, «Improvement of the Design of Switched-Line Phase Shifter,» en *2008 China-Japan Joint Microwave Conference*, 2008, págs. 78-80. DOI: 10.1109/CJMW.2008.4772380.
- [30] X. Tang y K. Mouthaan, «Dual-band Class III loaded-line phase shifters,» en *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010, págs. 1731-1734.
- [31] H. A. Atwater, «Circuit Design of the Loaded-Line Phase Shifter,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, n.º 7, págs. 626-634, 1985. DOI: 10.1109/TMTT.1985.1133038.
- [32] J. Lou, J. Hao, X. Hu, Q. Li y P. Dai, «Design and fabrication of 2-bit loaded-line MEMS phase shifter,» en *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2010, págs. 1652-1654. DOI: 10.1109/ICMMT.2010.5524754.
- [33] G. McFeetors y M. Okoniewski, «Distributed MEMS analog phase shifter with enhanced tuning,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, n.º 1, págs. 34-36, 2006. DOI: 10.1109/LMWC.2005.861350.

-
- [34] A. S. Nagra y R. A. York, «Distributed analog phase shifters with low insertion loss,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n.º 9, págs. 1705-1711, 1999. DOI: 10.1109/22.788612.
- [35] A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez y N. A. Martynyuk, «Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n.º 1, págs. 142-153, 2004. DOI: 10.1109/TAP.2003.820976.
- [36] A. E. Martynyuk, J. Rodriguez, O. R. Aroche y J. I. Martinez, «Mathematical model for spiraphase-type infinite reflective array based on slot ring resonators with pin diode switches,» en *2008 12th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, 2008, págs. 302-304. DOI: 10.1109/MMET.2008.4580975.
- [37] I. C. de Sales, «Parámetros potenciales de un desplazador de fase electrónico tipo espirafase,» Tesis de maestría., Facultad de Ingeniería, UNAM, 2015.