



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

ARREGLOS DE FASE REFLECTIVOS BASADOS EN ANILLOS
SECCIONADOS PARA LA BANDA Ka

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

PRESENTA:
LOURDES MARTÍNEZ LÓPEZ

TUTOR PRINCIPAL
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. ENERO 2015

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR

Secretario: DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

Vocal: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

1^{er}. Suplente: DR. JAVIER GÓMEZ CASTELLANOS

2^{do}. Suplente: DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D. F.

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

DEDICATORIA

A MI SEÑOR Y SALVADOR JESUCRISTO, PORQUE ÉL ES DIGNO DE
RECIBIR TODA LA GLORIA, LA HONRA Y LA ALABANZA.

"Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se pierda, mas tenga vida eterna". *Juan 3:16*

GRATITUDES

A Dios, por su infinito amor y misericordia, por todas las bendiciones en mi vida, por permitirme vivir y llegar a este momento. Este trabajo es para la gloria y honra de Dios, de mi Salvador Jesucristo y del Espíritu Santo. Bendito y alabado sean.

A mis padres Ismael y Julia, por todo su amor, por todas sus enseñanzas y consejos, por todo su apoyo a cada momento de mi vida, por su ejemplo de esfuerzo y trabajo. Este logro es de ustedes.

A mis hermanos Ismael, Ángel, Rosalba, a mi tía Rufina, a mis cuñadas Kimberly y Karina y a mis sobrinos Isaac y Samuel Caleb, por todo su amor y por todos los momentos inolvidables que hemos compartido a lo largo de mi vida.

A mis abuelitos (qepd) Juan y Amparo, siempre los llevo en mi mente y en mi corazón.

A José Antonio, por todos los momentos inolvidables que hemos compartido juntos.

A todos mis amigos, por los momentos que hemos compartido.

A mi director de tesis, Dr. Oleksandr Martynyuk, por todo su apoyo, enseñanzas, consejos, tiempo, dedicación y dirección para la realización de este trabajo.

Al Dr. José Ismael Martínez López, por todo su apoyo, esfuerzo, tiempo y dedicación, consejos y enseñanzas que hicieron posible la realización de este trabajo.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, por todo su apoyo, enseñanzas, consejos, tiempo y dedicación para la realización de este trabajo.

A mi Jurado, integrado por los Doctores Pablo Roberto Pérez Alcázar, Ramón Gutiérrez Castrejón, Oleksandr Martynyuk, Javier Gómez Castellanos y Jorge Rodríguez Cuevas, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y por todos los valiosos comentarios que lo enriquecieron.

Al Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería de la UNAM, por toda la enseñanza y formación que recibí.

A la Coordinación de Estudios de Posgrado (CEP) de la UNAM, por el apoyo económico.

A la DGAPA por los Proyectos PAPIIT IN114213, PAPIIT IN114911, PAPIIT IN116112, PAPIIT IN117814 y CONACYT 166106, por los recursos para la realización de este trabajo.

Índice general

Introducción	1
1. Estado del arte de los arreglos reflectivos	5
1.1. Introducción	5
1.2. Arreglos de fase	6
1.2.1. Tipos de arreglos de fase	10
1.2.2. Desplazador de fase	12
1.3. Arreglo reflectivo	13
1.4. Geometría del arreglo reflectivo	15
1.5. Métodos de cambio de fase en los elementos del arreglo reflectivo	17
1.6. Arreglos reflectivos reconfigurables	21
1.7. Capacidades de tecnologías de reconfiguración	26
1.8. Arreglos reflectivos reconfigurables basados en elementos radiadores con ángulos de rotación	30
1.9. Características de diseño de los arreglos reflectivos	32
1.10. Conclusiones	35
Bibliografía	36
2. Polarizador circular de cuatro capas en cascada basado en SSF de anillos seccionados bisectados	53
2.1. Introducción	53
2.2. Polarizador circular	54
2.3. Tipos de polarizadores	56
2.4. Polarizador circular multicapa basado en SSF de anillos seccionados bisectados	57
2.5. Principio de operación del polarizador circular	58

2.6. Diseño del polarizador circular de cuatro capas para la banda Ka	62
2.7. Fabricación de los prototipos experimentales	65
2.8. Diseño y fabricación de la antena lente dieléctrico	65
2.9. Verificación experimental del polarizador circular	71
2.10. Aplicación del polarizador circular diseñado	77
2.11. Superficie selectiva de polarización circular en cascada basada en anillos seccionados bisectados	77
2.12. Principio de polarización de la SSPC	78
2.13. Geometría optimizada de la SSPC	80
2.14. Resultados simulados y experimentales de la SSPC	81
2.15 Conclusiones	87
Bibliografía	88
3. Análisis de arreglos reflectivos reconfigurables basados en anillos de metal seccionados con cargas reactivas	93
3.1. Introducción	93
3.2. Principio espirafase de los arreglos reflectivos	95
3.3. Principio de cambio de fase de Fox	95
3.4. Teorema de Floquet y arreglos infinitos	97
3.5. Método del acoplamiento modal	98
3.6. Propuesta de desarrollo de los arreglos reflectivos	99
3.7. Consideraciones de diseño del elemento radiador	100
3.8. Diseño del elemento radiador	100
3.9. Tipos de malla en los arreglos reflectivos	102
3.10. Principio de operación del arreglo reflectivo basado en anillos seccionados con cargas reactivas	104
3.11. Modelo matemático	106
3.12. Conclusiones	114
Bibliografía	115

4. Arreglos reflectivos reconfigurables de banda ancha basados en anillos de metal seccionados con cargas reactivas	117
4.1. Introducción	117
4.2. Geometría del arreglo reflectivo	118
4.3. Elemento radiador basado en anillo de metal seccionado con cargas reactivas	119
4.4. Arreglo reflectivo reconfigurable basado en anillos metálicos seccionados con cargas reactivas ubicadas no uniformemente	124
4.5. Arreglo reflectivo reconfigurable para la banda Ka basado en anillos de metal seccionados con cargas reactivas	129
4.6. Resultados de la simulación electromagnética de la súper celda de 7x1 del arreglo reflectivo para la banda Ka	131
4.7. Resultados de la simulación numérica del arreglo periódico infinito para la banda Ka	134
4.8. Resultados experimentales de las superficies periódicas reflectivas	138
4.9. Conclusiones	143
Bibliografía	144
Conclusiones generales	145

Resumen

Se presenta el análisis de arreglos reflectivos reconfigurables para la banda Ka, utilizando elementos radiadores tipo espirafase de anillos seccionados, con cargas reactivas, impresos en un sustrato dieléctrico flexible. Los resultados muestran que la onda de polarización circular incidente se dirige en una dirección determinada por ángulos de elevación hasta 40° , con pérdidas de conversión menores a 1.8 dB y razones axiales menores a 2 dB, sobre una banda de frecuencias de 26.6 a 46.3 GHz. Se fabricaron y caracterizaron dos superficies periódicas reflectivas para validar los resultados numéricos. Se presenta también el análisis de un polarizador circular, de cuatro capas en cascada, para la banda Ka, utilizando superficies selectivas de frecuencia realizadas con anillos seccionados bisectados. Los resultados experimentales muestran razones axiales menores a 3 dB para ángulos de incidencia hasta 25° sobre un intervalo de frecuencia de 25.5 a 36.5 GHz. Asimismo, se presenta el análisis de una superficie selectiva de polarización circular, de nueve capas en cascada, para la banda Ka, realizada con anillos seccionados bisectados, la cual permite la transmisión de un sentido de la polarización circular, mientras que refleja el otro sentido. Se obtienen coeficientes de transmisión mayores a -1 dB y razones axiales menores a 3 dB para un sentido de la polarización circular, mientras que para el sentido opuesto se obtienen coeficientes de transmisión menores a -20 dB en la banda de frecuencias de 26.39 a 35.43 GHz.

Abstract

The analysis of reconfigurable reflectarrays for the Ka-band using spiraphase-type radiator elements split rings with reactive loads printed on a flexible dielectric substrate is presented. The results show that the incident circularly polarized wave can be directed in a direction determined by reflection elevation angles up to 40° with conversion losses less than 1.8 dB and axial ratios less than 2 dB over the frequency band from 26.6 to 46.3 GHz. Two reflective periodic structures were fabricated and tested to validate the numerical results. It is also presented the analysis of cascaded four-layer circular polarizer for the Ka-band using frequency selective surfaces based on bisected split-rings. The experimental results show axial ratios less than 3 dB for angles of incidence up to 25° over the frequency range of 25.5 to 36.5 GHz. Furthermore, the analysis of a cascaded nine-layer circular-polarization-selective surface for the Ka-band based on bisected split-rings is presented, which allows the transmission of one sense of circular polarization while reflecting the other sense. Transmission coefficients higher than -1 dB and axial ratios less than 3 dB are obtained for one sense of circular polarization, whereas transmission coefficients less than -20 dB are obtained for the opposite sense over the frequency band from 26.39 to 35.43 GHz.

Introducción

Las demandas actuales en la mayoría de los sistemas de radar y comunicaciones de enlace terrestre punto a punto, comunicación satelital y de espacio profundo, así como muchas aplicaciones en telecomunicaciones, requieren de antenas reconfigurables de ganancia y directividad altas, que permitan la habilidad de obtener una rápida reconfiguración del haz de la antena. Hasta ahora, el tipo de antena de apertura tradicional más utilizado es el reflector parabólico, que provee un costo relativamente bajo y una solución directa para lograr antenas de alta ganancia; sin embargo, presenta algunas desventajas en ciertas aplicaciones debido a que la dispersión del haz es solo posible a través del uso de escaneo mecánico, lo que da como resultado una capacidad de escaneo del haz limitada por la lenta actuación mecánica al mover el reflector, además de que se utilizan sistemas de alimentación más sofisticados para la formación del haz.

Por otro lado, las antenas de arreglos de fase proveen funciones de alto desempeño, como son la flexibilidad electrónica en la excitación de los elementos, permitiendo la rápida reconfiguración y escaneo del patrón del haz en tiempo real para la detección y el seguimiento de múltiples objetos o fuentes de señal de forma simultánea. Sin embargo, la desventaja de los arreglos de fase en aplicaciones comerciales es su alto costo, ya que cada elemento del arreglo necesita conectarse a un módulo transceptor, siendo su implementación muy costosa. También los arreglos de fase disminuyen su eficiencia en frecuencias de ondas milimétricas debido al uso de redes de alimentación basadas en líneas de transmisión, en las cuales se incrementan las pérdidas en altas frecuencias.

Como resultado, un tercer tipo de antena es el arreglo reflectivo o *Reflectarray* que combina las mejores características tanto del reflector parabólico como de los arreglos de fase y permite encontrar una solución de alta tecnología y bajo costo para múltiples aplicaciones.

Los arreglos reflectivos han sido extensamente estudiados debido a sus cualidades atractivas como su naturaleza de bajo perfil, fácil manufactura, bajo costo, bajas pérdidas, bajo peso y buena eficiencia para obtener antenas de alta ganancia, mientras que al mismo tiempo proveen rapidez y capacidad adaptiva de formación del haz. Asimismo, los arreglos reflectivos presentan alta eficiencia al no necesitar de redes de alimentación basadas en líneas de transmisión, ya que utilizan la alimentación espacial, lo cual da como resultado una reducción de costos y tiempos de fabricación.

En su forma más básica, el arreglo reflectivo está formado por un arreglo plano de elementos radiadores impresos sobre un sustrato dieléctrico y se coloca detrás una pantalla metálica. Una antena alimentadora ilumina dicho arreglo, cuyos elementos individuales están diseñados para reflejar la energía del campo incidente con la fase apropiada para formar, en la apertura de la antena, un frente de onda plano en una determinada dirección. La alimentación espacial elimina la complejidad y las pérdidas en las redes de alimentación corporativas, sobre todo en antenas de ondas milimétricas de alta ganancia, debido a que las pérdidas en las redes de alimentación de microcinta en estas frecuencias son muy elevadas. Por otra parte, el perfil obstructivo del reflector parabólico representa una incomodidad en varias situaciones, por lo que el arreglo reflectivo tiene la ventaja de que se puede construir plano o bien con cierta geometría amoldable a la aplicación. La geometría plana del arreglo reflectivo permite que sea más fácil de colocar y desplegar así como también presenta la ventaja de fabricarse mediante un proceso de manufactura de tecnología planar.

Recientemente, varios investigadores se han interesado en la reconfigurabilidad de los arreglos reflectivos. Así, las capacidades de formación y escaneo del haz están siendo exploradas junto con las otras ventajas que ofrece la tecnología de los arreglos reflectivos. Consecuentemente, los arreglos reflectivos reconfigurables, operando en frecuencias de microondas y ondas milimétricas, han llegado a ser atractivos para aplicaciones de comunicación y de radar.

El principio de operación del arreglo reflectivo reconfigurable requiere de una distribución de fase lineal progresiva entre sus elementos radiadores para dirigir el haz hacia una determinada dirección y así poder explorar el espacio circundante.

Los arreglos reflectivos reconfigurables presentan la desventaja de tener un ancho de banda limitado, debido al ancho de banda angosto de los propios elementos y a la diferencia de fase espacial que existe entre las diferentes trayectorias del alimentador y los elementos del arreglo.

Con base en la experiencia propia y reportada, podemos suponer que la polarización circular puede ser útil en el diseño del elemento radiador, el cual deberá tener errores de fase mínimos y modulación de amplitud parásita mínima. Por esta razón, es necesario el desarrollo de un sistema de alimentación del arreglo reflectivo mediante una onda electromagnética de polarización circular en una banda de frecuencias amplia.

Los objetivos del presente trabajo son:

Objetivo general

La principal desventaja de los arreglos reflectivos es su ancho de banda limitado. Considerando esta problemática, en este trabajo se realiza el análisis de arreglos de fase reflectivos utilizando el principio espirafase y el cambio de fase de Fox, que es capaz de reconfigurar el haz reflejado en una amplia banda de frecuencias con extensos ángulos de escaneo.

Objetivos particulares

- Diseñar un elemento radiador de banda ancha, tipo espirafase, con base en el principio de cambio de fase de Fox, para poder dispersar la onda electromagnética con la fase apropiada y dirigir el haz en una determinada dirección.

- Desarrollar arreglos reflectivos reconfigurables de banda ancha, con dimensiones medias, capaces de reconfigurar dinámicamente su haz de exploración con base en el elemento diseñado.
- Desarrollar un sistema de alimentación de banda ancha para iluminar el arreglo reflectivo mediante una señal electromagnética de polarización circular.
- Simular y optimizar las características de desempeño del arreglo reflectivo reconfigurable y del sistema de alimentación para una banda de frecuencias significativa.
- Fabricar y caracterizar un arreglo finito para determinar sus parámetros.

El presente trabajo está dividido en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se presenta el estado del arte de los arreglos de fase y de los arreglos reflectivos. Se muestran las características y especificaciones de diseño para el desarrollo de los arreglos reflectivos. En el capítulo 2 se presenta el diseño del sistema de alimentación del arreglo reflectivo. El diseño está basado en un polarizador circular abierto de cuatro capas en cascada, para la banda Ka, con base en superficies selectivas de frecuencia, conformados por anillos seccionados bisectados. Se presenta el análisis, diseño, simulación y optimización del desempeño de su respuesta en una banda de frecuencias amplia. Se presenta la fabricación y medición experimental del prototipo. Asimismo, se presenta una superficie selectiva de polarización circular de nueve capas en cascada, para la banda Ka, realizada con anillos seccionados bisectados, como una aplicación a partir del polarizador circular diseñado. Se presenta el análisis, diseño, simulación, optimización y medición del prototipo fabricado. En el capítulo 3 se muestran los principios para analizar la celda periódica, infinita, de los arreglos reflectivos de anillos seccionados con cargas reactivas y el diseño del elemento radiador. Se presenta el modelo matemático para el

desarrollo de los arreglos reflectivos. En el capítulo 4 se presenta la simulación electromagnética de la celda periódica y la optimización a través de la modificación de los parámetros geométricos de diseño del elemento radiador, para mejorar el desempeño de los arreglos reflectivos para operar en la banda Ka y obtener un considerable ancho de banda. Se presentan los prototipos fabricados para validar los resultados numéricos y se muestran los resultados de la medición experimental. Finalmente, se presentan las conclusiones generales.

Capítulo 1

Estado del Arte de los Arreglos Reflectivos

1.1 Introducción

Las antenas de ondas milimétricas se utilizan en diversas aplicaciones en sistemas militares, como son radares anticolidión, rastreo, vigilancia y control remoto, y en muchos campos de las comunicaciones satelitales de banda ancha. En años recientes ha tenido un gran aumento el interés por investigar las antenas de arreglos reflectivos planares, reemplazando las antenas de reflector parabólico convencionales, ya que presentan numerosas ventajas como son su fácil proceso de fabricación, peso ligero, volumen pequeño, bajo nivel de pérdidas, robustez mecánica, extensos ángulos de escaneo y compatibilidad con dispositivos activos. Sin embargo, también presentan algunas desventajas como son la limitación de potencia, el control de fase y, siendo la principal, el ancho de banda reducido del elemento radiador, por lo que un reto importante es aumentar el ancho de banda.

Los arreglos reflectivos combinan algunas características que son útiles de las antenas de tipo reflectivo y de las antenas de arreglos de fase, logrando que su proceso de fabricación sea más simple, por lo que se puede controlar de forma más fácil los parámetros de desempeño.

1.2 Arreglos de fase

La necesidad de tener operaciones multifuncionales especializadas de alto desempeño, como vigilancia simultánea, exploración, detección, identificación, rastreo y seguimiento de objetos o fuentes de señal en el espacio, ha estimulado considerablemente la investigación, diseño y desarrollo de los arreglos de fase.

Los sistemas modernos de comunicación y de radar han dado lugar al aumento del desarrollo de antenas de apertura grande, las cuales son capaces de tener múltiples funciones de escaneo. Un arreglo de fase de elementos radiadores con un control independiente de fase puede tener estas capacidades.

Los sistemas de antenas de arreglos de fase han sido desarrollados para aplicaciones en tierra y a bordo de barcos. Asimismo, los arreglos de fase con componentes miniaturizados se utilizan en aviones. También se han utilizado en diversos campos de las comunicaciones como la radiometría, radioastronomía, radiocomunicación, radiolocalización, satélites de órbita baja y en muchas áreas de las telecomunicaciones.

Los arreglos de fase ofrecen grandes ventajas sobre las antenas convencionales, ya que tienen la capacidad de controlar electrónicamente el haz para poder agilizar el apuntamiento, rastreo, detección y seguimiento de objetivos de forma simultánea, así como el control del patrón de radiación.

Los arreglos de fase están formados generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. Sin embargo, debido a la gran cantidad de elementos independientes que conforman el arreglo, la principal desventaja de esta tecnología es su elevado costo, lo cual limita su utilización a casi exclusivamente sistemas militares; por esta razón se tiene un reto muy importante que es la reducción del costo y el mejoramiento en la calidad de su desempeño para satisfacer las demandas en diversas aplicaciones civiles.

El rápido crecimiento de las comunicaciones y de los sistemas de radar ha motivado la investigación y desarrollo a nivel mundial de las antenas de

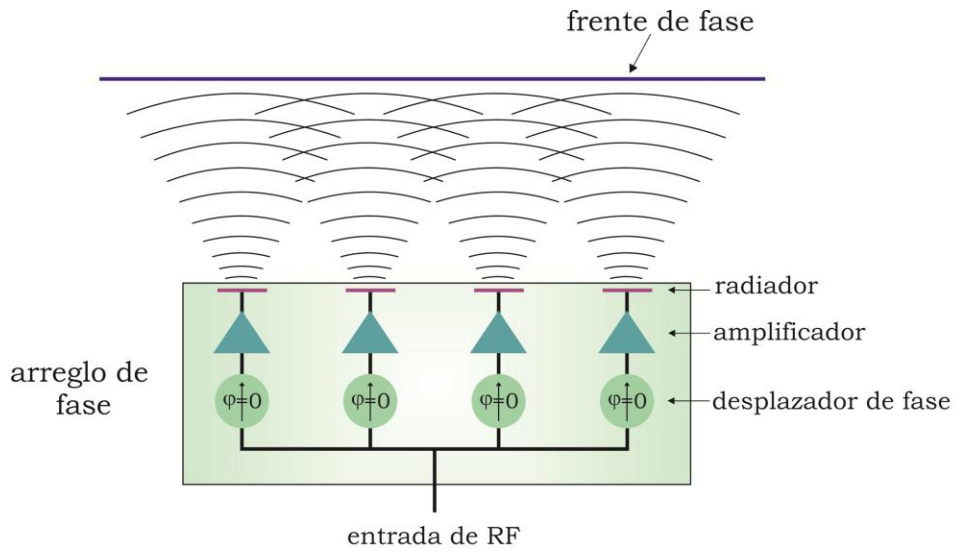
arreglos de fase con aplicaciones en la banda Ka (26 a 40 GHz) [1-7], teniendo como retos principales la reducción del costo y la obtención de mejores parámetros de desempeño.

Un arreglo de fase está formado por elementos radiadores en coherencia de fase, los cuales pueden ser bocinas, dipolos, hélices, aperturas, espirales, reflectores parabólicos y muchos otros tipos de antenas, que, al conectarse, funcionan como una sola antena y su patrón de radiación se cambia electrónicamente sin tener que mover físicamente ninguna de las antenas individuales.

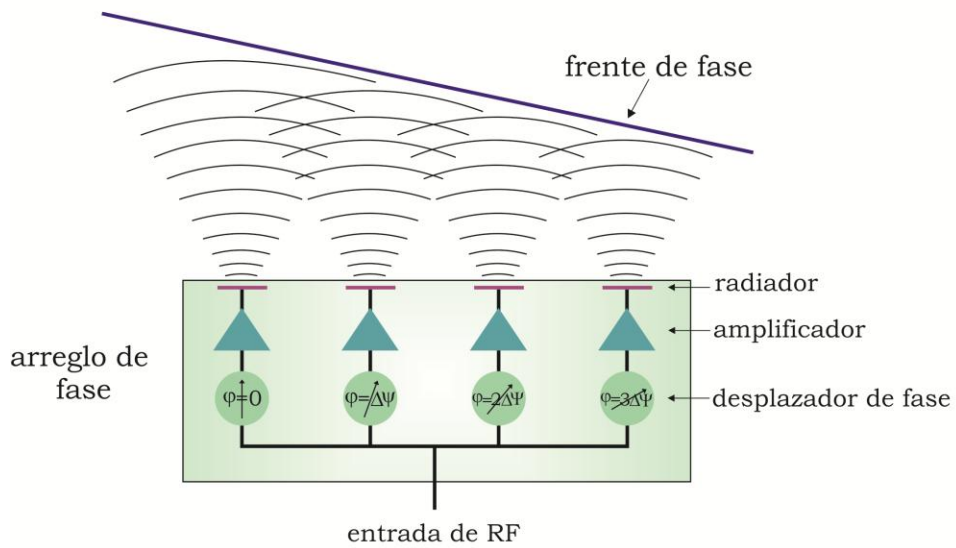
El arreglo de fase periódico, plano, consiste en elementos radiadores idénticos que están ubicados en los nodos de una malla periódica. Si entre los elementos adyacentes del arreglo se aplica una distribución de fase lineal progresiva, entonces es posible direccionar el haz del arreglo en el espacio.

Una de las principales características de los arreglos de fase es la capacidad de controlar dinámicamente el patrón de radiación para realizar el escaneo electrónico y así desplazar el haz para la exploración del espacio. La principal ventaja de los arreglos de fase es que eliminan la necesidad de girar de forma mecánica la antena. El concepto de arreglo fue originalmente introducido principalmente como un medio para lograr un mejor control de la iluminación de la apertura de la antena.

En la Figura 1.1 se muestra un arreglo de fase formado por cuatro elementos, en el cual se observa la formación del frente de fase para dos condiciones, cuando no hay una distribución de fase y para cuando existe una distribución de fase lineal progresiva entre los elementos.



a)



b)

Figura 1.1. Arreglo de fase de cuatro elementos. a) Sin distribución de fase y b) con distribución de fase lineal, constante, entre los elementos.

De acuerdo a la teoría general de arreglos, el patrón de radiación del arreglo de fase de tamaño finito se expresa como el producto del factor del arreglo y el patrón de radiación del elemento del arreglo. El factor del arreglo determina la forma y nivel medio de los lóbulos laterales del patrón de radiación del

arreglo, así como la relación de la geometría del arreglo y las direcciones del apuntamiento del haz. Sin embargo, el acoplamiento mutuo no debe ignorarse, especialmente en elementos del arreglo con espaciamentos cercanos, del orden de media longitud de onda. El acoplamiento mutuo afecta fuertemente la radiación y las características de reflexión en las antenas de arreglos de fase. Por lo tanto, en un arreglo de dimensiones finitas, el patrón de radiación y las características de reflexión dependen de su posición relativa en el arreglo, puesto que influyen fuertemente por la proximidad de los elementos. En el caso de un arreglo planar grande, su desempeño se aproxima a un arreglo infinito de elementos [8].

El uso de las antenas para determinar la dirección de la fuente de radiación y para investigar la localización de muchas fuentes en el espacio circundante, plantea el problema del control de exploración, que es el desplazamiento del haz de la antena en el espacio.

La existencia de múltiples elementos en los sistemas de antenas ha resuelto algunos problemas como son [9]:

1. La exploración eléctrica en un amplio sector de ángulos.
2. La obtención de diagramas direccionales de la forma dada, regulando la amplitud y fase de excitación de los radiadores individuales.
3. La adición coherente en un haz, de las potencias de muchos generadores o amplificadores de oscilaciones de frecuencias elevadas, permite obtener valores grandes de potencia radiada, inalcanzables con las antenas ordinarias debido a la rigidez eléctrica limitada.
4. La posibilidad de adición cofásica de las señales, recibidas por el sistema de grandes antenas, permite obtener una superficie efectiva muy grande durante la recepción, inalcanzable en las antenas ordinarias debido a la influencia de los efectos de fabricación.
5. La extracción más completa de información de las ondas electromagnéticas que llegan a la antena, por aplicación de métodos complejos de tratamiento conjunto y paralelo de las señales recibidas por los elementos individuales del sistema de antenas.

6. La elevación de la fiabilidad del sistema de radio debido a la acción paralela de muchos elementos. El deterioro de los elementos de la red de antenas no conduce a un fallo del sistema sino a un cierto empeoramiento de sus características.
7. Mediante las redes de antenas se puede controlar la superficie reflectora efectiva de distintos objetos para hacerla máxima en todas las direcciones de llegada de las señales.

Sin embargo, también se presentan algunas dificultades como la aparición de errores de fase en la apertura debido a la acción inexacta de los dispositivos de control, la aparición de pérdidas de potencia en los dispositivos, la relativa banda angosta relacionada con la aparición de máximos principales parásitos al aumentarse la distancia eléctrica entre elementos.

Las redes de antenas se caracterizan por la variedad del campo de aplicación, ya que pueden ser terrestres y a bordo; por el número de elementos que pueden ser desde varias unidades hasta varias decenas de miles; por la forma de la apertura, ya que pueden ser planos, convexos, anulares, entre otros; por los métodos de control y tratamiento de las señales; así como, la variedad de frecuencias a las que se trabaja.

1.2.1 Tipos de arreglos de fase

Existen dos tipos de arreglos de fase: los pasivos y los activos. Los arreglos pasivos utilizan un transmisor y receptor central conectado a los elementos radiadores, pero cada elemento radiador puede efectuar el desplazamiento de fase. Por el contrario, los arreglos activos usan módulos de transmisión-recepción (T/R) para cada elemento, con los cuales pueden controlar la amplitud y la fase. En la Figura 1.2 se muestra la representación de la arquitectura de los dos tipos de arreglos de fase para cuatro elementos.

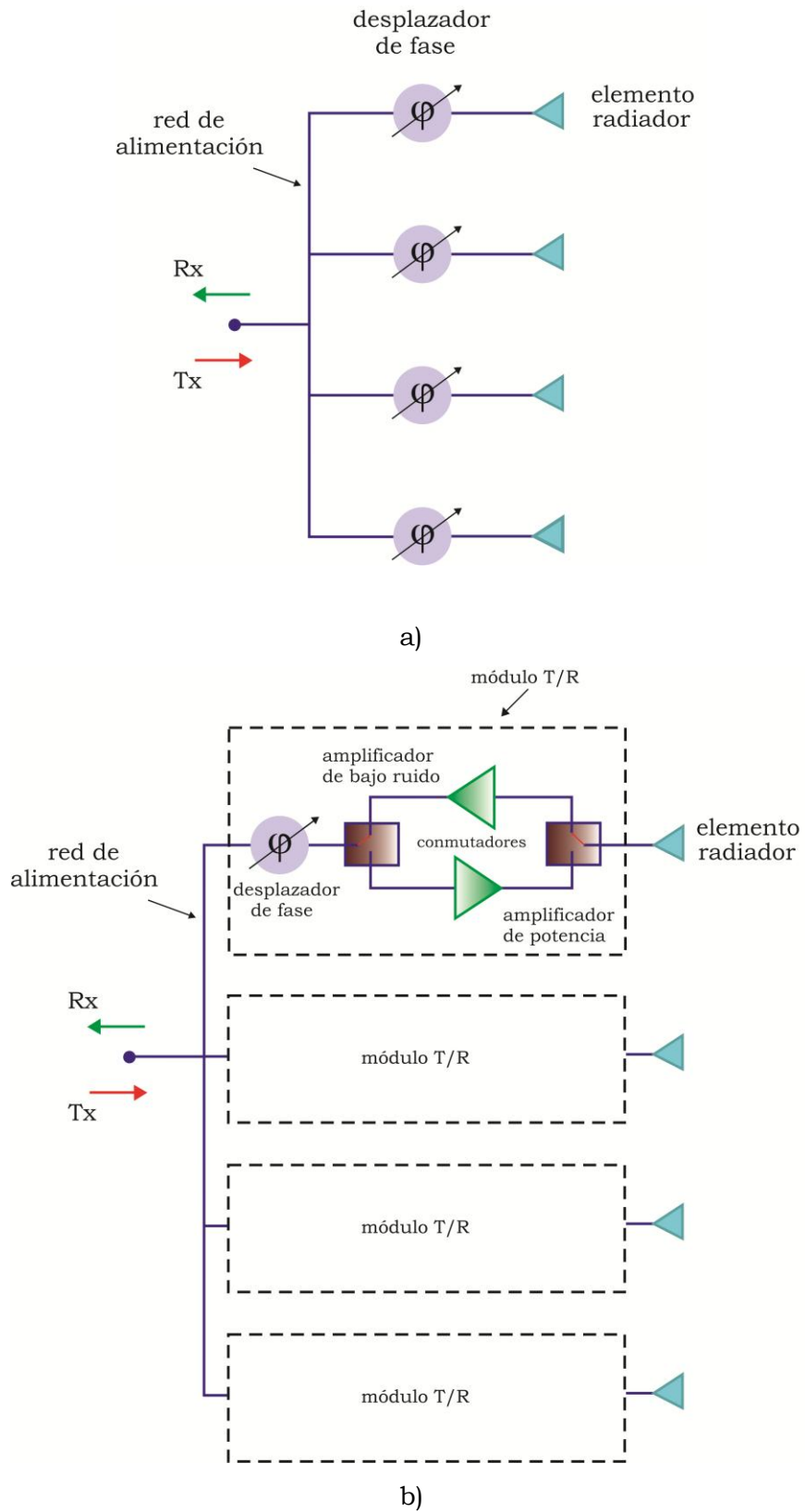


Figura 1.2. Tipos de arreglos de fase. a) Arreglo de fase pasivo y b) arreglo de fase activo.

En los arreglos de fase activos, cada elemento radiador genera la potencia para la transmisión y la amplificación a bajo ruido en la recepción. Los transmisores se reemplazan por amplificadores de potencia. Los arreglos de fase activos tienen mayor capacidad, ya que para su integración utilizan componentes electrónicos de microondas y procesamiento digital de alta velocidad teniendo así muchas aplicaciones en sistemas de radar y comunicaciones, en las cuales se requiere una rápida exploración.

1.2.2 Desplazador de fase

Uno de los elementos esenciales en los arreglos de fase es el desplazador de fase, ya que para explorar un ángulo fuera de la radiación transversal, poder controlar la fase de la señal y cambiar la dirección del haz radiado es necesaria una diferencia de fase entre los elementos radiadores. Lo anterior hace necesario cuantificar en incrementos discretos los 360° de desplazamiento de fase. Los desplazadores de fase digitales son los que más se adecuan a los propósitos generales, ya que su operación puede ser controlada más fácilmente por una computadora o un microprocesador. La mayoría de las aplicaciones incluyen antenas de arreglos de fase y moduladores de fase. Los desplazadores de fase se pueden clasificar dentro de tres categorías principales que son: línea conmutada, tipo reflectivo y línea cargada.

La mayoría de los desplazadores de fase modernos operan usando medios electrónicos, tales como diodos PIN [10, 11], transistores FET [12-14], interruptores RF MEMS [15-18], sustratos especiales tal como ferroeléctricos controlables [19, 20] y cristales líquidos [21-24].

Los desplazadores de fase digitales típicamente se usan en aplicaciones de banda angosta. En este caso se requiere un cambio de fase diferencial sobre un intervalo de frecuencia estrecho. Sin embargo, en el desarrollo de sistemas de banda ancha, ha aumentado el diseño de desplazadores de fase que ofrecen un cambio de fase diferencial constante sobre un aumento en el

ancho de banda operacional [25], dando lugar a sistemas de antenas inteligentes para comunicaciones inalámbricas móviles de banda ancha [26]. Para obtener un ancho de banda más amplio, se ha propuesto el uso de líneas doblemente acopladas, líneas acopladas en cascada y estructuras paralelas de líneas acopladas [27]. La principal desventaja de esos diseños es que para lograr un ancho de banda amplio, se requiere un fuerte acoplamiento, lo que da como resultado líneas de microcinta muy estrechas con espacios muy reducidos. Aunque el problema se resuelve modificando el plano de tierra debajo de la línea acoplada [28], el desempeño de los circuitos se afecta fuertemente por errores de fabricación. Recientemente, se han estado utilizando combinaciones de stubs y líneas de transmisión cargadas para realizar los desplazadores de fase [29].

A pesar de los desarrollos obtenidos en desplazadores de fase para los arreglos, la principal desventaja es el elevado costo de producción, por lo que es necesario desarrollar la tecnología que pueda producir los elementos en grandes volúmenes y bajo costo.

Al tener la posibilidad de desarrollar estos miles de elementos que conforman el arreglo bajo un proceso de tecnología planar, sobre un sustrato dieléctrico, se tiene un ahorro considerable en cuanto a tiempos y costo de fabricación. Además, cada elemento tiene las funciones de radiador y desplazador de fase, que es la característica principal e innovadora de las antenas *Reflectarrays* o arreglos reflectivos.

1.3 Arreglo reflectivo

Para reducir los costos y las pérdidas de los arreglos, se han desarrollado antenas de arreglos reflectivos *Reflectarray* como una alternativa de los arreglos de fase convencionales, ya que combinan las características de las antenas de tipo reflectivo y de las antenas de arreglos de fase [30]. Así, los arreglos reflectivos son capaces de poseer características de bajo costo, bajas pérdidas y bajo peso, mejorando el desempeño de su funcionamiento.

El concepto de arreglo reflectivo fue concebido inicialmente en los años 1960s por Berry mediante un arreglo de elementos de guía de onda de longitud variable terminados en corto circuito [31]. La onda electromagnética que ilumina la estructura se acopla en los extremos abiertos de la guía y viaja a través de ella hasta llegar a las terminaciones en corto, la cual se refleja y radia por los extremos abiertos, debido a las diferentes longitudes de las guías de onda es posible ajustar las fases para obtener el haz deseado en la zona lejana de la antena.

Las antenas de tipo reflectivo controlan la radiación electromagnética cuando cambian la fase de la onda reflejada, dependiendo de la forma de su superficie, mientras que en los arreglos reflectivos para lograr la misma función utilizan la geometría y la manera en que están distribuidos los elementos.

Existen muchas ventajas en los arreglos reflectivos entre las cuales se encuentran su volumen y su peso reducidos, ya que pueden construirse planos, delgados y conformales a cierta geometría; de esta forma, la estructura plana puede desplegarse más fácilmente que un reflector parabólico curvo, para así formar una apertura grande con un volumen relativamente pequeño, por lo que pueden colocarse, dependiendo de la forma de la estructura, en las paredes de un edificio, en barcos, aeronaves, vehículos y en muchas aplicaciones espaciales y satelitales. Otra ventaja significativa es que la alimentación es espacial, por lo que se elimina las pérdidas y la complejidad en las redes de alimentación de microcinta.

Los arreglos reflectivos presentan un buen comportamiento mecánico, ya que debido a que cuentan con un perfil plano y los elementos no requieren conexiones eléctricas, es posible doblar la estructura del arreglo para poder transportarla de manera más cómoda y compacta, con el objetivo de poder montarlo y desplegarlo en el sitio de operación.

Una ventaja muy importante es su facilidad de fabricación y bajo costo, ya que es posible producirlos mediante un proceso de tecnología fotolitográfica planar, por lo que los pasos de fabricación son relativamente sencillos y precisos, reduciéndose con esto los costos de producción.

Debido a que los arreglos reflectivos cuentan con tecnología microcinta, esto permite que sean compatibles con dispositivos de elementos activos para reconfigurar electrónicamente el patrón de radiación, como pueden ser diodos PIN, MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits), varactores, interruptores, capacitores y MEMS (Micro Electro Mechanical System), entre otros, modificando la fase de cada elemento del arreglo y permitiendo dirigir el haz principal a grandes ángulos.

En los arreglos reflectivos no es necesario mover mecánicamente toda la antena, como en el caso de un reflector parabólico, aquí los elementos del arreglo son los que se mueven. Sin embargo, los arreglos reflectivos presentan también algunas desventajas, ya que cuentan con algunas limitaciones en su funcionamiento, como la dificultad de conseguir un control de la fase en un margen de 360° , la limitación de potencia, ya que la potencia máxima de un arreglo reflectivo a la que puede trabajar está dada por el campo de ruptura del sustrato dieléctrico, pero la principal desventaja es el ancho de banda reducido en el elemento radiador de tipo microcinta, ya que presenta banda estrecha y alto factor de calidad siendo de tipo resonante. El ancho de banda puede mejorarse al utilizar estructuras multicapa.

1.4 Geometría del arreglo reflectivo

El arreglo reflectivo está formado por un arreglo plano de múltiples parches de microcinta, impresos sobre un sustrato dieléctrico delgado y colocados en una malla o red adecuada. Se coloca una pantalla metálica como plano de tierra en la parte inferior para evitar que pase la radiación hacia atrás del arreglo. El arreglo reflectivo se ilumina con una antena alimentadora.

Los elementos individuales están diseñados, adecuadamente, para poder reflejar la energía del campo incidente con una fase apropiada y formar así un frente de onda plano sobre la apertura de la antena.

En el arreglo reflectivo se logra formar el frente de fase plano, debido a que la dispersión de los elementos del arreglo permite colimar la energía de la onda

reflejada formando un haz principal en una dirección determinada. Su operación es similar a la de un reflector parabólico, ya que forma un frente de fase plano cuando un alimentador se coloca en su foco.

El haz se dispersa por los elementos del arreglo reflectivo, de tal manera que la energía reflejada por la superficie se direcciona en un ángulo (θ_0, ϕ_0) en el campo lejano. Donde θ_0 y ϕ_0 son los ángulos de elevación y azimutal, respectivamente. El vector \bar{R}_i está definido como la distancia desde la antena alimentadora hasta cada uno de los elementos y \hat{r}_0 es un vector unitario que representa la dirección del haz dispersado. En la Figura 1.3 se muestra la geometría de un arreglo reflectivo y la formación del frente de fase plano de la onda reflejada a través de los elementos.

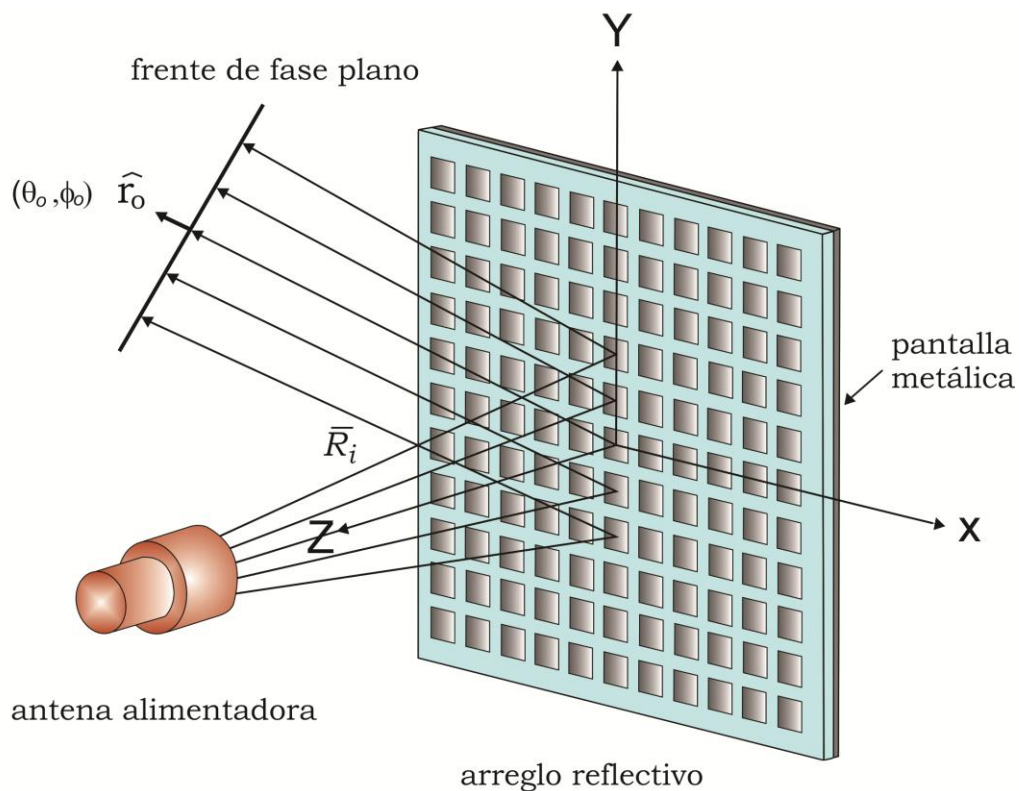


Figura 1.3. Arreglo reflectivo, geometría y formación del frente de fase plano de la onda reflejada.

El arreglo reflectivo permite obtener polarizaciones lineales y circulares a partir del diseño apropiado de los elementos radiadores que lo conforman. Se utilizan parches rectangulares para polarizaciones lineales y parches cuadrados, circulares o en cruz para polarizaciones circulares. Por lo tanto, un aspecto importante que debe tomarse en cuenta en el desarrollo de los arreglos reflectivos es el diseño adecuado de sus elementos radiadores individuales con su desplazador de fase integrado, ya que deben dispersar la onda electromagnética con la fase apropiada para redirigir el haz en una determinada dirección. Por una parte, dicho elemento debe soportar la polarización circular y tener un buen desempeño en cuanto a ancho de banda, ángulos de incidencia altos, pérdidas de inserción bajas y nivel de polarización cruzada bajo. Por otra parte, el elemento debe dispersar la onda electromagnética con la fase apropiada para redirigir el haz en una dirección determinada.

El aspecto clave en el diseño de una antena de arreglo reflectivo es el ajuste de las fases reflejadas de los elementos del arreglo. Cuando una onda plana incide sobre la apertura plana del arreglo reflectivo, los elementos de la antena de arreglo reflectivo deben compensar las diferencias de fase entre la superficie plana del arreglo reflectivo y una superficie parabólica virtual, entonces el haz principal se enfoca dentro del centro de fase equivalente de la antena alimentadora.

1.5 Métodos de cambio de fase en los elementos del arreglo reflectivo

En años recientes, los arreglos reflectivos planares han sido una alternativa atractiva para tener múltiples aplicaciones en las que se requieren alta ganancia y un bajo perfil en su estructura.

La mayoría de los arreglos reflectivos tienen haces fijos. Recientemente, ha surgido un gran interés por diseñar e implementar arreglos reflectivos de haz dirigido. Para realizar antenas de arreglos reflectivos reconfigurables capaces de guiar el haz, la fase de cada elemento individual tiene que ser controlable. La fase del campo reflejado de cada elemento se ajusta para que el haz principal pueda direccionarse. Se han usado varias aproximaciones para este propósito como cargar la celda unitaria con elementos sintonizables en el parche, en el dieléctrico o en el plano de tierra [32-34].

Una capacidad interesante de los arreglos reflectivos es la posibilidad de hacer dinámico el patrón de radiación del haz, usando arreglos con elementos reconfigurables que cambian la fase del campo reflejado para dirigir la señal como se desee [35].

Los arreglos reflectivos reconfigurables requieren elementos cuya fase de campo dispersado se ajusta sobre un intervalo extenso, que idealmente es de 360° . Esto se puede lograr modificando las características impresas de los elementos individuales que componen el arreglo.

Los arreglos reflectivos variables son una plataforma para formar el haz, eliminando la necesidad de módulos transceptores, ya que el cambio de fase está integrado en cada elemento del arreglo.

La rotación del elemento se logra mediante dos métodos, mecánicos y electrónicos, dependiendo de la aplicación que se requiera. Con el primer método se desplazan mecánicamente los elementos del arreglo mediante motores eléctricos o electroimanes. Con el segundo método se puede garantizar la velocidad máxima de vigilancia y seguir simultáneamente los desplazamientos de varios objetos que se mueven rápidamente. Con este método la distribución de amplitud y fase de excitación en la apertura fija del arreglo se controla mediante dispositivos de control como desfasadores giratorios y conmutadores de ferrita o de semiconductores. La rapidez de exploración se limita por la inercia relacionada con las constantes de tiempo de los circuitos eléctricos [9].

Se han realizado propuestas mecánicas basadas en motores y minimotores de pasos para implementar la rotación de los elementos y han sido propuestos interruptores RF MEMS y circuitos activos para la rotación eléctrica de los elementos. En la Figura 1.4 se muestra el escaneo del haz de los arreglos reflectivos a partir de medios electrónicos y mecánicos. Se han realizado propuestas de arreglos reflectivos apilados para extender el ancho de banda y permitir operaciones de doble banda.

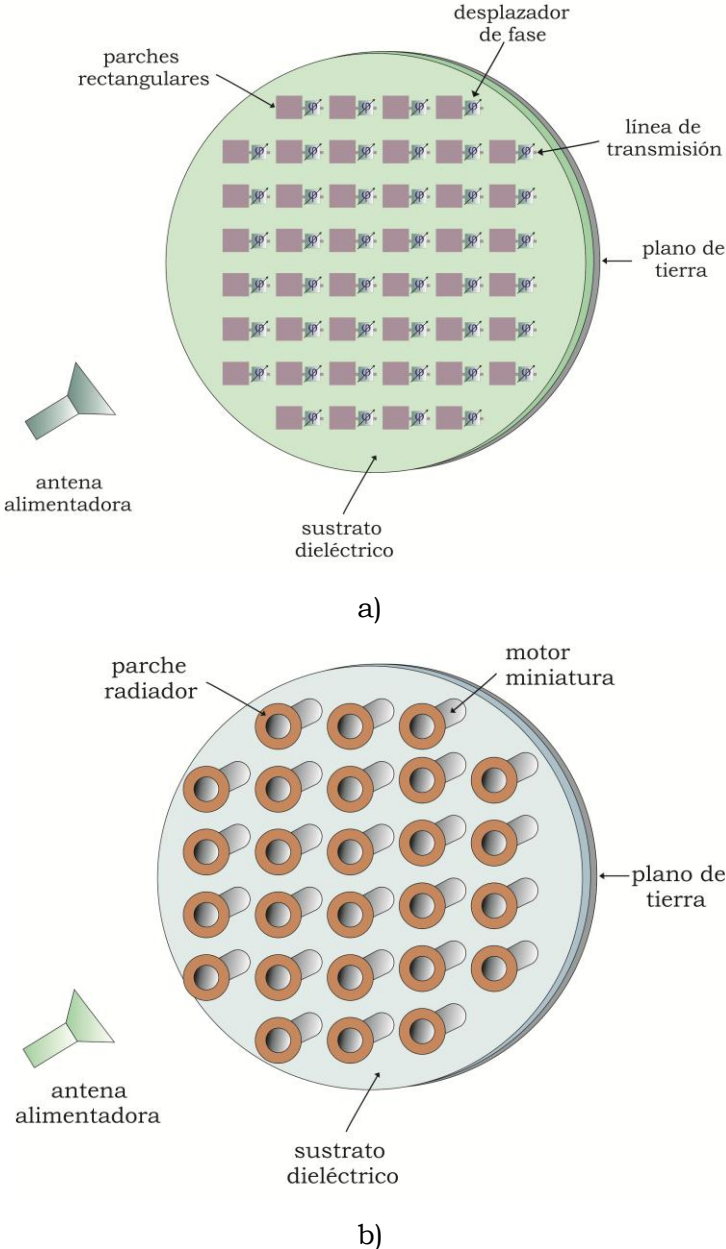


Figura 1.4. Escaneo del haz para arreglos reflectivos. a) Electrónico y b) mecánico.

Los arreglos reflectivos de escaneo electrónico del haz se obtienen por el uso de componentes y materiales reconfigurables para controlar la diferencia de fase de reflexión entre los elementos de la antena. Debido a los efectos parásitos dentro de las interconexiones y los alambres de unión entre los elementos sintonizables y antenas, la frecuencia de operación máxima es limitada. Para antenas de arreglos reflectivos trabajando en la banda Ka y superiores, es deseable tener dispositivos continuamente sintonizables integrados monolíticamente.

Otro medio para realizar la rotación angular de los elementos, es a través del uso de minimotores, para que el elemento pueda físicamente rotarse y controlar directamente el cambio de fase. Con esta técnica se elimina el uso de desplazadores de fase y de módulos de transmisión/recepción.

Los diseños de arreglos reflectivos polarizados linealmente se realizan a partir de varias propuestas como variando la forma y tamaño de los elementos de parche [36], ranuras [37], lazos [38] y otras formas de elemento [39]. También se pueden realizar con la implementación de parches de microcinta del mismo tamaño, acoplados a stubs de líneas de transmisión de diferentes longitudes [40], para así variar y controlar la fase dispersada de la onda reflejada. Los diseños polarizados circularmente se pueden realizar utilizando los métodos anteriores actuando sobre la fase dispersada de cada polarización independientemente.

Para obtener un cambio de fase en los elementos del arreglo reflectivo, se utilizan diferentes métodos como la implementación de stubs de microcinta de diferentes longitudes [41]; sin embargo, no se obtienen buenas características, ya que se tienen fuertes limitaciones en el espaciamiento de los elementos y la desventaja de altos niveles de polarización cruzada. También se han utilizado dipolos y parches de dimensiones variables [42, 43] con el propósito de introducir un pequeño corrimiento en la frecuencia de resonancia del elemento y modificar la fase del campo reflejado; pero se tiene una alta sensibilidad a tolerancias de fabricación, ya que si no existe un espaciamiento uniforme entre los elementos, se tendrían más altos niveles de lóbulos laterales.

Una alternativa propuesta para modificar la dirección del haz es utilizar elementos de parches de microcinta idénticos, pero teniendo diferentes ángulos de rotación [44], lo cual da como resultado diferentes posiciones angulares en los elementos y la necesidad de utilizar un alimentador con polarización circular. Este método se utilizó también para un arreglo espirafase con elementos en espiral con posiciones angulares conmutables [45], elementos radiadores de conductores en espiral [46] y elementos radiadores planos de microcinta de espirales cuadrados [47].

1.6 Arreglos reflectivos reconfigurables

A mediados de los años 1970s el concepto de arreglo espirafase consistente en elementos de una espiral de cuatro brazos conmutados con diodos fue desarrollado por Phelan [48]. En este arreglo se simula electrónicamente, mediante la adecuada conmutación de los diodos, la rotación mecánica de los brazos de la espiral, que permite modificar la fase de la onda reflejada de polarización circular, para conformar un desplazador de fase integrado al elemento radiador.

Más adelante, con el desarrollo de las técnicas de fotolitografía, se produce el auge de la tecnología de antenas de microcinta, a finales de los años 1980s, y se desarrollan varios arreglos reflectivos basados en técnicas impresas de elementos de microcinta de diferentes topologías [49-55]. En los años 1990s se desarrolló el primer arreglo reflectivo monolítico fabricado en una sola oblea [56] y se empezaron a utilizar elementos de control electrónico para modificar dinámicamente la exploración del haz en el espacio circundante. Entre estos elementos de control que se agregan a los elementos del arreglo se tienen los diodos PIN, los sustratos de ferrita, los diodos varactores, los dispositivos ferroeléctricos y los Microsistemas Electromecánicos (MEMS) [57-60].

A principios de los años 2000s, el desarrollo de los arreglos reflectivos creció rápidamente y se obtuvieron muchas mejoras en los desempeños. En

particular, se tiene el mejoramiento del ancho de banda utilizando arreglos multicapa [61]. También, se han desarrollado antenas basadas en arreglos desplegados, las cuales permiten aplicaciones en satélites [62]. Un desarrollo más es el arreglo reflectivo con amplificación [63], en el cual, cada elemento recibe la señal del alimentador para amplificarse y retransmitirse y así obtener una alta potencia radiada isotrópica equivalente. Otro desarrollo interesante es la combinación de los elementos del arreglo reflectivo con celdas solares para formar una estructura de panel simple en aplicaciones aeroespaciales [64]. Una innovación más reciente es el arreglo reflectivo controlado fotónicamente donde los elementos de microcinta se excitan por aperturas de ranuras acopladas cuyas longitudes se sintonizan por plasma fotoinducido [65]. Finalmente, otro desarrollo importante es el arreglo reflectivo a frecuencias infrarrojas, con longitudes de onda de $10.6 \mu\text{m}$, con 17.9 millones de elementos [66].

Se han desarrollado muchos diseños de antenas de arreglo reflectivo en la banda Ka utilizando diferentes elementos radiadores, como son: dipolos en cruz de diferentes dimensiones, como los presentados en [67-69]; dipolo en cruz modificado, como el que se presenta en [70]; parches rectangulares de microcinta de longitud variable [71, 72]; dos capas de parches rectangulares con diferente dimensión para cada capa [73], parches rectangulares cargados con líneas de transmisión de longitud variable [74], elementos de lazo y doble lazo cuadrado [75]. Se utilizan también parches metálicos cuadrados de longitud variable [76] y parches cuadrados con vías metálicas [77]. Se presentan también diseños de arreglos reflectivos para la banda Ka con vías de aire, con el sustrato dieléctrico perforado [78].

En [79] se presenta un arreglo reflectivo de doble banda, con aplicaciones en las bandas Ka/X, utilizando elementos de lazos cuadrados dobles, impresos en la parte superior del sustrato, y simples, en la parte posterior, para la banda Ka y para la banda X basados en lazos cuadrados dobles impresos en la parte superior.

Algunos diseños presentan antenas de arreglos reflectivos polarizadas circularmente, de doble capa y doble banda, para la banda de frecuencias

X/Ka, como los presentados en [80-82]; estos arreglos reflectivos están basados en elementos de anillos de microcinta, multicapa, con diferentes configuraciones. También se han diseñado arreglos reflectivos de doble banda con operación en las bandas Ku/Ka, utilizando anillos dobles, de diferentes dimensiones para cada banda, alimentados por un arreglo lineal [83].

Se han desarrollado antenas de arreglos reflectivos, como la que se presenta en [84], formadas por una sola capa, las cuales usan una superficie reflejante para operación de triple banda C/X/Ka. En un mismo arreglo se utiliza diferentes elementos radiadores. Para la banda C se utilizan elementos de lazo cuadrado dividido. Para la banda X se utilizan dipolos en cruz y para la banda Ka se utilizan anillos divididos con un dipolo en el centro.

Otro diseño de arreglos reflectivos con aplicaciones de triple banda Ka, X y C, es el presentado en [85], en el cual se utilizan elementos radiadores basados en anillos con una división para la banda Ka, lazo cuadrado con dos divisiones para la banda X y dipolos en cruz para la banda C, de la misma manera en una sola capa del arreglo se colocan los tres diferentes tipos de elementos. Basados en este mismo elemento para la banda Ka se presenta diseños de arreglos reflectivos con diferentes ángulos de rotación del elemento como el que se presenta en [86] y [87].

Algunos diseños de arreglos reflectivos de doble banda para comunicación satelital se presentan en [88, 89]. Las celdas unitarias de estas antenas tienen estructuras multicapa y se diseñan para arreglos de antenas inteligentes con haces que pueden guiarse a grandes ángulos de escaneo. También se han desarrollado diseños de arreglos reflectivos basados en doble anillos divididos concéntricos para dos frecuencias separadas, como el presentado en [90]. Se han analizado arreglos reflectivos alimentados con haz cuadrado [91-93] y con múltiples haces asimétricos como el que se muestra en [94].

Otros diseños en la banda Ka están basados en arreglos de antenas con resonadores dieléctricos, en los cuales se tienen bloques de sustrato dieléctrico levantados e impresos en la parte superior parches metálicos [95, 96]. Se han propuesto diseños de parches huecos [97] para el desarrollo de arreglos reflectivos de microcinta, con las ventajas de permitir el

espaciamiento no uniforme y la diferencia geométrica entre los elementos de parche de un arreglo.

Se han realizado diseños de arreglos reflectivos periódicos para la banda Ka utilizando el principio espirafase, usando aperturas anulares con cortos de metal y diferentes posiciones angulares [98]. Este arreglo muestra que una onda incidente se redirecciona en una determinada dirección para ángulos de elevación hasta 65° , con pérdidas de conversión menores a 2 dB, y para ángulos de elevación hasta 45° , con pérdidas de conversión menores a 0.5 dB. Utilizando el mismo principio espirafase, en [99] se presentan arreglos reflectivos basados en resonadores de aperturas anulares con cargas reactivas. Estos arreglos son capaces de convertir una onda polarizada circularmente, que incide normalmente, a una onda propagándose en la dirección determinada con ángulos de elevación hasta 65° y pérdidas de conversión menores a 1.5 dB. El uso de varios tipos de cargas reactivas, de cortos de metal simples, permiten una mejor flexibilidad en el diseño, lo que resulta en un mejor desempeño, así como el diseño multicapa ofrece un mejor ancho de banda. En [100] se presenta un arreglo de antena espirafase, multicapa, basado en resonadores de aperturas anulares con cortos. Este arreglo presenta pérdidas de conversión menores a 3 dB, para ángulos de escaneo hasta 75° , en el intervalo de frecuencias de 29 a 36 GHz. Se presenta en [101] un arreglo de fase reflectivo basado en aperturas anulares, con stubs en los cuales se colocan diodos PIN, y cortos metálicos. En este arreglo se obtienen pérdidas menores a 2 dB en la banda de frecuencias de 25 a 30.5 GHz, dentro de un sector de escaneo con ángulos de elevación hasta 28° .

Recientemente, en [102], se propuso un arreglo reflectivo reconfigurable, basado en elementos optimizados tipo espirafase, para minimizar las pérdidas disipativas en los diodos PIN.

En la Figura 1.5 se muestran algunos de los elementos radiadores más comunes que han sido diseñados y que se utilizan en los arreglos reflectivos para tener aplicaciones en diferentes bandas de frecuencia. A estos elementos radiadores se les conectan diversos dispositivos para poder tener desplazamientos de fase y lograr la reconfigurabilidad del arreglo reflectivo.

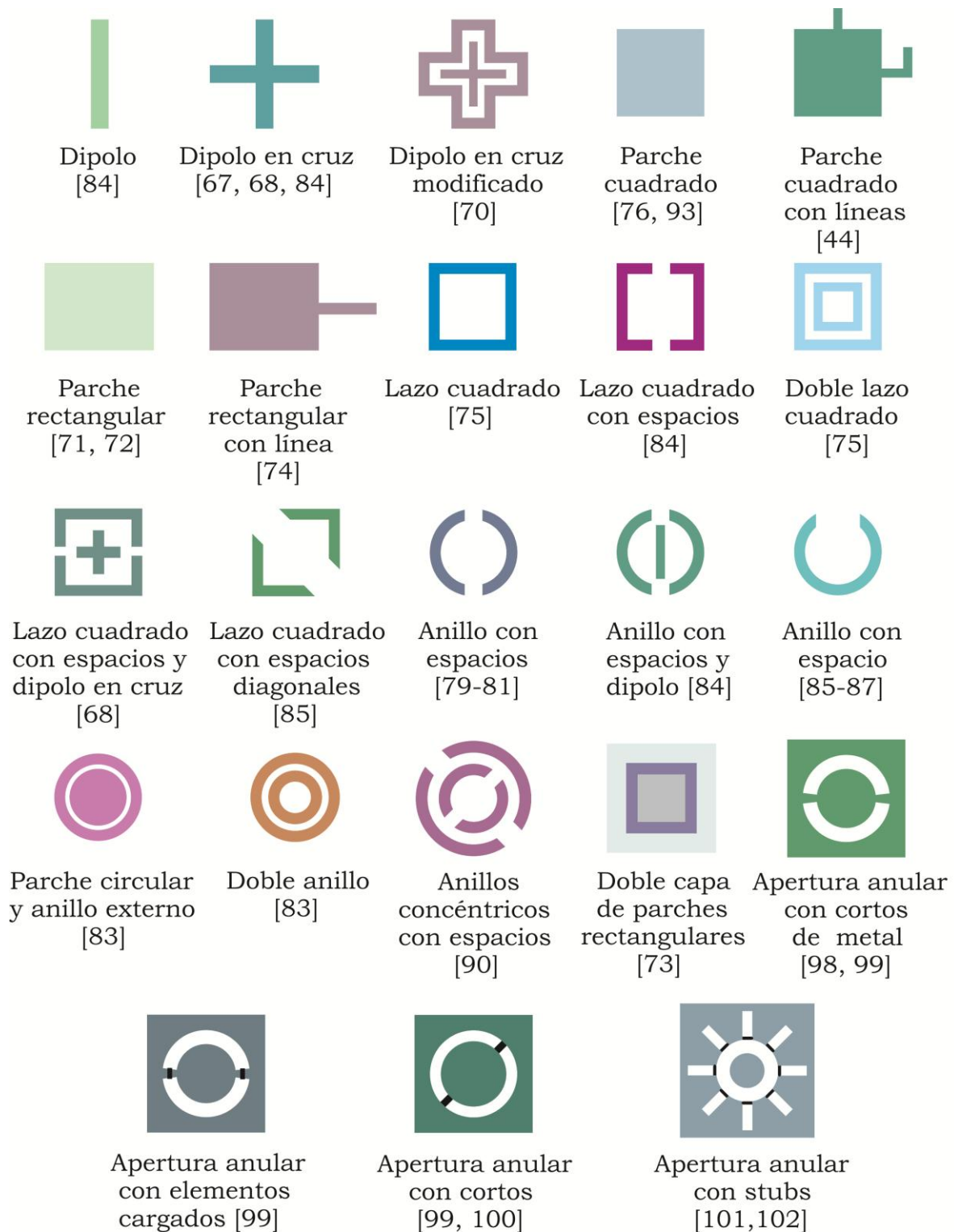


Figura 1.5. Elementos radiadores utilizados en los arreglos reflectivos.

1.7 Capacidades de tecnologías de reconfiguración

Existen varias capacidades en las tecnologías para el control dinámico de ondas electromagnéticas en los arreglos reflectivos, las cuales difieren significativamente en términos de manufactura, viabilidad, desempeño u otras características tales como complejidad en la integración o la disponibilidad de ofrecer un intervalo de frecuencia grande. Por lo tanto, es muy importante seleccionar la mejor tecnología para la implementación y satisfacer así los requerimientos de diseño.

En años recientes ha existido un progreso significativo en el desarrollo y aplicación de las plataformas con tecnologías de reconfiguración para antenas y otros dispositivos de microondas, principalmente por el incremento en las demandas de adaptabilidad y multifuncionalidad en sistemas de comunicación y de radar. Como resultado, se han consolidado tecnologías con técnicas de reconfiguración y recientemente se introducen soluciones no convencionales tales como fotoconductiva [65], macromecánica [103] y fluidica [104]. En la Tabla 1.1 se muestran las principales propiedades y compatibilidad de estas tecnologías [105]. También se considera en la práctica la potencia manejable y el control del voltaje requerido.

Las soluciones en la Tabla 1.1 se clasifican de acuerdo a si el control se realiza usando elementos cargados variables para implantarse en la celda unitaria del arreglo o a través del control distribuido de algunas propiedades del material.

Tabla 1.1. Tecnologías para la implementación de los arreglos reflectivos reconfigurables. Los símbolos '+', '0' y '-', corresponden a bueno, neutral y pobre, respectivamente.

Tecnología	Fiabilidad de manufactura	Integración	Complejidad y costo	Tipo de control	Consumo de potencia	Tiempo de conmutación	Linealidad	Pérdidas
Diodos PIN	+	-	+	Digital	-	+	0	-
Diodos varactor	+	-	+	Analógico	+	+	-	-
RF MEMS	0	+	+	Digital	+	0	+	+
Películas ferroeléctricas	0	+	0	Analógico	+	+	0	0
Cristales líquidos	0	0	0	Analógico	0	-	0	-
Fotoconductiva	0	-	0	Analógico	-	+	-	-
Flúidica	0	-	0	Analógico	+	-	0	0
Micromotores	-	0	-	Analógico	0	-	+	+

La mayoría de los diseños hasta ahora son a través de resonadores sintonizables, los cuales usan elementos cargados y en particular elementos semiconductores tales como diodos PIN [106, 107] y diodos varactores [108, 109]. Los arreglos reflectivos reconfigurables, basados en resonadores sintonizables, manipulan la fase del campo dispersado del elemento cambiando las características de un resonador integrado en los elementos. Por lo tanto, si un cambio de fase se sintoniza electrónicamente, se incorpora un mecanismo de sintonización dentro del resonador. Sin embargo, es importante acoplar y soldar apropiadamente el elemento de sintonía al tamaño del elemento resonador.

Para superar las limitaciones de estas tecnologías, ha sido empleada la tecnología RF-MEMS [110-112]. Las propiedades más notables son sus muy

bajas pérdidas en frecuencias de ondas milimétricas, muy bajo consumo de potencia, alta linealidad y posibilidad de integración monolítica.

Una limitación de la tecnología MEMS para los arreglos reflectivos es que su control analógico generalmente no provee suficiente fiabilidad o estabilidad de temperatura, por lo que se usan elementos digitales de dos estados, similar al uso de diodos PIN en la tecnología de semiconductores. Esto implica un aumento en la complejidad de la red en la celda unitaria.

Una extensa variedad de técnicas han sido contempladas para cambiar efectivamente la longitud del resonador en la implementación de los arreglos reflectivos. Se han utilizado elementos de parches integrando interruptores MEMS para controlar la corriente y la longitud del resonador [113, 114]. Tales métodos dependen de técnicas de modelado que permiten el análisis del efecto de dispositivos de elementos cargados sintonizables [115].

En [116] se presenta el desarrollo de arreglos reflectivos de doble frecuencia para la banda Ka en 20 y 30 GHz, con base en parches circulares con anillos en su exterior, los cuales están conmutados con diodos PIN.

Se han diseñado también antenas de arreglos reflectivos polarizadas circularmente de doble banda, teniendo operaciones en las bandas K y Ka, en las que se describen superficies usando celdas en las que se montan elementos MEMS, tal como la presentada en [117]. Esta utiliza anillos divididos, de dos dimensiones, en los cuales se integran seis conmutadores RF MEMS, espaciados equidistantemente para permitir la rotación del elemento.

Para implementar los arreglos reflectivos se han usado películas delgadas ferroeléctricas [118, 119]. Esta tecnología tiene la ventaja de proveer un control analógico en el proceso de fabricación monolítico y el uso de muy baja potencia. Sin embargo, las pérdidas son bastante más grandes que las logradas con MEMS.

La frecuencia de resonancia de un elemento también se manipula variando la constante dieléctrica del sustrato, por lo que se han utilizado elementos del arreglo reflectivo fabricados con dieléctricos que tienen propiedades sintonizables, tales como cristales líquidos [120, 121].

La tecnología de cristales líquidos ha sido considerada para frecuencias de onda submilimétrica [122]. Se han desarrollado diseños de arreglos reflectivos basados en cristales líquidos sintonizables [123], ya que pueden realizarse con capacidad sintonizable continua [124]. Cuando un voltaje de CD se aplica a los cristales líquidos, la orientación de las moléculas cambia y se crean variaciones en la permitividad de los cristales líquidos. Este cambio de permitividad controlable electrónicamente se usa para obtener diferentes valores de fase que permiten diseñar arreglos reflectivos sintonizables. Sin embargo, los elementos de control de CD son particularmente complejos en los arreglos reflectivos, puesto que en general cada celda del arreglo debe controlarse independientemente, lo cual da como resultado miles de líneas de control.

Las tecnologías ofrecen un máximo de 1 bit de control por elemento cargado, tales como el diodo PIN y la mayoría de las tecnologías de RF-MEMS, resultando en un número grande de comandos. Por esta razón, en arreglos grandes es necesario considerar la resolución de fase de elementos reflectivos tan bajos como 1 bit [125]. Es importante notar que los procesos avanzados de MEMS incluyen, con facilidad, capas de alta resistividad, permitiendo realizar líneas de muy alta impedancia, transparentes a las ondas EM, que son extremadamente convenientes para el diseño de las redes de alimentación. Las tecnologías que permiten el control de la fase vía una sola señal analógica de sintonización, tiene la ventaja de tener una sola línea de control por celda, independientemente de la resolución de la fase. Las celdas controladas por diodos varactores pueden, también, dar lugar a tecnologías basadas en materiales reconfigurables.

El diseño de celdas basadas en elementos cargados puede representar una matriz de dispersión multipuertos, donde el efecto de los elementos cargados está incluido en un circuito basado en un post proceso. Esto no solo permite la simulación de onda completa de la celda, para obtener los diferentes estados de la celda; sino que también permite análisis interesantes tales como promedio del voltaje máximo inducido en cada elemento [126] o algunos cálculos relacionados a la sensibilidad de la respuesta de la celda a los

defectos en los dispositivos de control cargados [127]. Sin embargo, se requiere de una rigurosa corrección de las cargas parásitas relacionadas a la introducción de los puertos cargados en el simulador de onda completa [128]. Otro método para realizar el cambio de fase de la onda es añadir al elemento radiador stubs de líneas de transmisión, conectadas a su vez a dispositivos activos, para poder introducir un cambio de fase entre los elementos.

En [129] se presenta un arreglo reflectivo reconfigurable teniendo 25,600 elementos reflejantes operando en ondas milimétricas para una frecuencia de 60 GHz. Para la construcción factible de este arreglo reflectivo reconfigurable, la celda unitaria consiste de un parche de microcinta directamente conectado a una línea de transmisión reflectiva y un desplazador de fase digital utilizando un diodo PIN.

Otro método para lograr el cambio de fase entre los elementos del arreglo reflectivo reconfigurable, para el caso de ondas polarizadas circularmente, puede ser el uso de medios electrónicos y electromecánicos para la rotación de los elementos y así producir el cambio de fase necesario.

1.8 Arreglos reflectivos reconfigurables basados en elementos radiadores con ángulos de rotación

Como se ha analizado, la operación de los arreglos reflectivos de banda ancha para frecuencias de microondas y onda milimétrica se utilizan en muchas aplicaciones de radar y diversas áreas de comunicaciones. Se han utilizado diferentes métodos para reconfigurar el haz del arreglo reflectivo:

- a) modificando los parámetros constitutivos del arreglo reflectivo,
- b) introduciendo dispositivos de control activo dentro de los elementos del arreglo reflectivo,
- c) cambiando la geometría de los elementos del arreglo reflectivo y
- d) girando los elementos del arreglo reflectivo por medios electrónicos o mecánicos [130].

En este trabajo se eligió la tercera propuesta. Este método fue utilizado en [48] donde se propone un arreglo espirafase con elementos espirales teniendo diferentes ángulos de rotación. Se presenta en [44] un arreglo reflectivo basado en parches de microcinta que tienen diferentes posiciones angulares. Se demostró en [98] que un arreglo reflectivo, tipo espirafase, con anillos ranurados y cortos aseguran un ángulo extenso de escaneo sobre un 17% de la banda de frecuencias. Después se investigó y fabricó un arreglo reflectivo basado en una estructura dual de anillos de metal con dos espacios [131, 132]. En [133] se presenta un análisis comparativo entre los diferentes tipos de elementos espirafase.

En este trabajo se presenta un arreglo reflectivo reconfigurable basado en la rotación de elementos de anillos seccionados con cargas reactivas. Las cargas reactivas de los anillos seccionados permiten una mejor flexibilidad de diseño, dando como resultado un aumento en la banda de frecuencia. Este trabajo muestra que estos arreglos se reconfiguran sobre una extensa banda de frecuencia. Se utiliza un modelo matemático para la síntesis de un arreglo reflectivo reconfigurable en la banda Ka. Comúnmente, las soluciones comerciales de onda completa requieren una completa recalculación del arreglo reflectivo reconfigurable, incluso en el caso cuando solo uno de los elementos cambia esta posición angular, que implica un costo de varias horas en el cálculo. Por lo tanto, para una rápida recalculación de un arreglo reflectivo reconfigurable, en el caso de un nuevo conjunto de posiciones angulares para los elementos de un arreglo reflectivo reconfigurable, es altamente deseable el desarrollo de un modelo matemático de onda completa que primero calcule el campo eléctrico, sin tomar en cuenta la carga reactiva, y en el cálculo siguiente, el campo eléctrico debido solo a la carga reactiva. Con esta aproximación, solo es necesario calcular el efecto de las cargas con rotaciones cuando una nueva reconfiguración ocurre.

En este trabajo se evalúa y analiza la opción del uso de minimotores para la rotación de los elementos de la antena. La idea de usar un mecanismo rotacional para los elementos de la antena se formula en [134]. Más tarde, se propone, en [135], el uso de micromotores para controlar la posición angular

de los elementos de microcinta. El manejo de mini y micromotores en los elementos implementados en una celda unitaria se presentan en [136] y [137], respectivamente. Este mecanismo tiene varias ventajas en cuanto a reducción de costo. La primera de todas es que la tecnología de fabricación de los minimotores puede ser compatible con la tecnología usada en la producción masiva de los relojes de cuarzo. Por lo tanto, el manejo de minimotores puede ser relativamente barato. También, se caracterizan por aumentar la confiabilidad y el tiempo medio de vida. Estas características positivas de la tecnología de los relojes de cuarzo se extienden al manejo de minimotores en los elementos de la antena. Además, otras ventajas del manejo de los minimotores en los elementos son sus bajas pérdidas de inserción y su alta linealidad. Por otro lado, en el caso de los elementos del arreglo reflectivo tipo parche, la adición de las líneas de polarización para proveer las señales de control para los dispositivos activos, generalmente destruyen la respuesta del arreglo, así la ausencia de líneas de polarización en los circuitos de microondas es altamente deseado. La configuración del elemento con el manejo de minimotores ofrece el blindaje de la sección de RF a la sección de baja frecuencia, ya que ambas regiones están separadas por una pantalla de metal. Sin embargo, el problema crítico en el mecanismo de los minimotores, para una rápida reconfiguración del haz del arreglo reflectivo, es su tiempo de conmutación.

1.9 Características de diseño de los arreglos reflectivos

A pesar de todo el avance alcanzado hasta estos días, la principal desventaja de los arreglos reflectivos la constituye su limitado ancho de banda relativo, que en la actualidad se encuentra alrededor de un diez por ciento. Esta limitación se debe principalmente al propio ancho de banda angosto de los elementos y a la diferencia de fase espacial entre las diferentes trayectorias

del alimentador y los elementos del arreglo. Asimismo, puesto que los arreglos reflectivos están formados por una gran cantidad de elementos, es necesario el desarrollo de la tecnología para producirlos a grandes volúmenes y bajo costo. Es necesario diseñar cada elemento con la posibilidad de integrar dispositivos de control de fase y fabricación con procesos modernos de tecnología planar.

La polarización circular es útil en el diseño del elemento radiador, el cual deberá tener errores de fase mínimos y modulación de amplitud parásita mínima. Las técnicas de fotolitografía se usan para la fabricación de los elementos radiadores.

El elemento radiador debe cumplir con las siguientes características:

- Tener un patrón de radiación adecuado para satisfacer las características electromagnéticas de las antenas.
- La interconexión electromagnética de los elementos debe evitar la presencia de lóbulos de difracción.
- El desplazador de fase debe tener la resolución necesaria para la exploración del espacio.
- Tener un diseño simple y utilizar tecnologías de integración para su fabricación.

Con el propósito de satisfacer estos requerimientos, se presentan las metas del trabajo de investigación:

- Diseño de un elemento radiador de banda ancha con base en el principio de cambio de fase de Fox.
- Desarrollo de un arreglo reflectivo de dimensiones medias utilizando el elemento diseñado.

- Desarrollo de un sistema de alimentación de banda ancha para iluminar el arreglo mediante una señal electromagnética de polarización circular.
- Determinación de los parámetros del arreglo reflectivo.
- Análisis electromagnético del efecto de la interconexión de los elementos, para estimar el comportamiento en un ambiente de un arreglo periódico.
- Optimización del elemento en una cierta banda de frecuencias de operación.
- Diseño de los experimentos para validar los modelos matemáticos utilizados y obtener la caracterización del arreglo reflectivo.
- Fabricación y caracterización de los prototipos diseñados.

1.10 Resumen

Los arreglos de fase ofrecen muchas ventajas como son el control electrónico del haz y del patrón de radiación, permitiendo agilizar la detección, el rastreo y el seguimiento simultáneo de múltiples objetos o fuentes de señal. Estos tienen aplicaciones en campos como la radioastronomía, radiometría y en diversas áreas de las telecomunicaciones. Sin embargo, presentan un alto costo, por lo que su aplicación es limitada. Por esta razón es necesaria la utilización de una tecnología de bajo costo, en la cual se obtenga mejor calidad en su desempeño. El arreglo reflectivo es una alternativa para reducir costos y obtener mejoras en el desempeño, ya que utiliza las mejores características de los arreglos de fase y de los reflectores convencionales en un mismo sistema. El arreglo reflectivo consiste en un arreglo plano de parches de elementos radiadores, con una pantalla metálica atrás del arreglo, que se ilumina con una antena alimentadora. Este tipo de arreglos ofrecen ventajas en cuanto a tiempos y costos de fabricación, ya que pueden desarrollarse mediante un proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico. Al utilizar la alimentación espacial se logra eliminar las líneas de alimentación que llegan a ser muy complejas y con altas pérdidas.

En el arreglo reflectivo es posible formar un frente de fase plano debido a que sus elementos individuales están diseñados para permitir reflejar la energía del campo incidente de tal forma que se tiene un haz principal en una determinada dirección.

Bibliografía

- [1] K. Araki, A. Tanaka and E. Matsumura, "Wide scanning phased array antenna design in Ka band," *IEE Proceedings Microwave, Antennas and Propagation*, Vol. 150, No. 5, Oct. 2003, pp. 379-384.
- [2] Y.-H Suh and K. Chang, "A new millimeter-wave printed dipole phased array antenna using microstrip-fed coplanar stripline tee junctions," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 8, Aug. 2004, pp. 2019-2026.
- [3] L. A. Greda and A. Preher, "Tx-terminal phased array for satellite communication at Ka-band," *European Microwave Conference*, Munich, Oct. 2007, pp. 266-269.
- [4] D.-W Kang, J.-G. Kim, B.-W. Min, and G. M. Rebeiz, "Single and four-element Ka-band transmit/receive phased array silicon RFICs with 5-bit amplitude and phase control," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No. 12, Dec. 2009, pp. 3534-3543.
- [5] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, S. Bolioli, and L. L. Coq, "Ka-band phased array antenna for high-data-rate SATCOM," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012, pp. 256-259.
- [6] Y. Zhang, J. Bai, S. Shi, and D. W. Prather, "Ka-band phased patch antenna array," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Chicago, Illinois, Jul. 2012, pp. 1-2.
- [7] W.-G. Yeo, N. K. Nahar, and K. Sertel, "Phased array antenna with integrated MEMS phased shifters for Ka-band SATCOM," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, Florida, Jul. 2013, pp. 105-106.
- [8] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley-Interscience, 1972.

- [9] G. T. Márkov and D. M. Sazónov, *Antennas*, URSS, 1975.
- [10] A. E. Martynyuk and Y. Sidoruk, "Low-loss phase shifters for Ka band phased array," *Proceedings IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, Dana Point, California, May 2000, pp. 53-56.
- [11] J. G. Yang and K. Yang, "Ka-band 5-bit MMIC phase shifter using InGaAs PIN switching diodes," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 21, No. 3, Mar. 2011, pp. 151-153.
- [12] V. Sokolov, J. J. Geddes, A. Contolatis, P. E. Bauhahn, and C. Chao, "A Ka-band GaAs monolithic phase shifter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-31, No. 12, Dec. 1983, pp. 1077-1083.
- [13] V. E. Dunn, N. E. Hodges, O. Sy, and W. Alyassini, "MMIC Components for mm-wavelength active arrays," *Microwave Journal*, Dec. 1989, pp. 109-116.
- [14] K. Maruhashi, H. Mizutani, and K. Ohata, "Design and performance of a Ka-band monolithic phase shifter utilizing nonresonant FET switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 8, Aug. 2000, pp. 1313-1317.
- [15] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, "Ka-band RF-MEMS phase shifters," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, No. 12, Dec. 1999, pp. 520-522.
- [16] C. Ai-xin and L. Ying, "Design of low-loss distributed MEMS phase shifter," *IEEE 3rd International Symposium on Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Beijin, Oct. 2009, pp. 623-626.
- [17] R. Malmqvist, C. Samuelsson, B. Carlegrim, P. Rantakari, T. Vähä-Heikkilä, A. Rydberg, and J. Varis, "Ka-band RF MEMS phase shifters for energy starved millimeter-wave radar sensor," *International Semiconductor Conference (CAS)*, Sinaia, Oct. 2010, pp. 261-264.

- [18] B. Bélenger, B. Espana, S. Courrèges, P. Blondy, O. Vendier, D. Langrez, and J.-L. Cazaux, "A High-power Ka-band RF-MEMS 2-bit phase shifter on sapphire substrate," *Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference EuMIC*, Manchester, Oct. 2011, pp. 164-167.
- [19] A. Kozyrev, V. Osadchy, A. Pavlov, and L. Sengupta, "Application of ferroelectrics in phase shifter design," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, Massachusetts, Jun. 2000, pp. 1355-1358.
- [20] S. Y. Kazakov, V. P. Yakovlev, S. V. Shchelkunov, A. D. Kanareikin, E. A. Nenasheva, and J. L. Hirshfield, "First measurement of RF properties of large ferroelectric rings for RF switches and phase shifters," *IEEE Particle Accelerator Conference (PAC)*, Albuquerque, New Mexico, Jun. 2007, pp. 596-598.
- [21] J. A. Higgins, H. Xin, A. Sailer, and M. Rosker, "Ka-band waveguide phase shifter using tunable electromagnetic crystal sidewalls," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 4, Apr. 2003, pp. 1281-1288.
- [22] S. Mueller, C. Felber, P. Scheele, M. Wittek, C. Hock, and R. Jakoby, "Passive tunable liquid crystal finline phase shifter for millimeter waves," *Microwave Conference European*, Oct. 2005.
- [23] A. Moessinger, C. Fritsch, S. Bildik, and R. Jacoby, "Compact tunable Ka-band phase shifter based on liquid crystals," *IEEE International Microwave Symposium Digest (MTT-S)*, Anaheim, California, May 2010, pp. 1020-1023.
- [24] C. Weickhmann, N. Nathrath, R. Gehring, A. Gaebler, M. Jost, and R. Jacoby, "A light weight tunable liquid crystal phase shifter for an efficient phased array antenna," *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, Oct. 2013, pp. 428-431.
- [25] Y. Wang and M. E. Bialkowski, "UWB phase shifter with parallel stubs terminated with virtual short and ground slots," *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, Sep. 2010, pp.1166-1169.

- [26] S. Y. Zheng, W. S. Chan, and K. F. Man, "Broadband phase shifter using loaded transmission line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 20, No. 9, Sep. 2010, pp. 498-500.
- [27] J. L. R. Quirarte and J. P. Starski, "Novel schiffman phase shifters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, No. 1, Jan. 1993, pp. 9-14.
- [28] Y. Guo, Z. Zhang, and L. Ong, "Improved wideband schiffman phase shifter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 3, Mar. 2006, pp. 1196-1200.
- [29] X. Tang and K. Mouthaan, "Loaded-line phase shifter with enlarged phase shift range and bandwidth," *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, Sep. 2010, pp. 818-821.
- [30] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 2007.
- [31] D. G. Berry, R. G. Malech, and W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 11, No. 6, Nov. 1963, pp. 645-651.
- [32] S. V. Hum, M. Okoniewski, and R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 8, Aug. 2007, pp. 2200-2210.
- [33] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, and W. A. Imbriale, "RF MEMS actuated reconfigurable reflectarray patch-slot element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 12, Dec. 2008, pp. 3689-3699.
- [34] D. Oloumi, S. Ebadi, A. Kordzadeh, A. Semnani, P. Mousavi, X. Gong, "Miniaturized reflectarray unit cell using fractal-shaped patch-slot configuration," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012, pp. 10-13 .

- [35] D. Rodrigo, L. Jofre, and J. Perruisseau-Carrier, "Unit cell for frequency-tunable beamscanning reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 12, Dec. 2013, pp. 5992–5999.
- [36] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 2, Feb. 1997, pp. 287-296.
- [37] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A.-R. Sebak, "Reflectarray with variable slots on ground plane," *Inst. Elect. Eng. Proc. Microwaves Antennas Propagation*, Vol. 150, No. 6, Dec. 2003, pp. 436–439.
- [38] M. E. Bialkowski and K. H. Sayidmarie, "Investigations into phase characteristics of a single-layer reflectarray employing patch or ring elements of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 11, 2008, pp. 3366-3372.
- [39] M. Bozzi, S. Germani, and L. Perregrini. "Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, No. 1, 2003, pp. 219-222.
- [40] D. C. Chang and M. C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 8, Aug. 1995, pp. 829-834.
- [41] D. C. Chang and M. C. Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed," *Electronics Letters*, Vol. 28, No.16, Jul. 1992, pp. 1489-1491.
- [42] D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 8, Apr. 1993, pp. 657-658.
- [43] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 10, Oct. 2001, pp. 1403-1410.

- [44] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 5, May 1998, pp. 650-656.
- [45] J. J. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 31, No. 1, Jan. 1983, pp. 156-159.
- [46] K. Hirose, H. Sato, and H. Nakano, "Spiral antennas radiating a circularly polarized conical beam," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul. 2005, pp. 602-605.
- [47] A. Kasyanov, "Flat spiraphase focusing lens," *European Microwave Conference*, Oct. 2005.
- [48] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," *Microwave Journal*, Vol. 20, Jul. 1977, pp. 67-73.
- [49] C. S. Malagisi, "Microstrip disc element reflectarray," *Electronics and Aerospace Systems Convention*, Sep. 1978, pp. 186-192.
- [50] J. P. Montgomery, "A microstrip reflectarray antenna element," *Antenna Applications Symposium*, University of Illinois, Sep. 1978.
- [51] R. E. Munson and H. Haddad, "Microstrip reflectarray for satellite communication and RCS enhancement and reduction," U.S. patent 4,684,952, Washington, D.C., Aug. 1987.
- [52] J. Huang, "Microstrip reflectarray," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, London, Ontario, Canada, Jun. 1991, pp. 612-615.
- [53] T. A. Metzler, "Design and analysis of a microstrip reflectarray," Ph. D. Dissertation, University of Massachusetts, Sep. 1992.

- [54] Y. Zhang, K. L. Wu, C. Wu, and J. Litva, "Microstrip reflectarray: full-wave analysis and design scheme," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, Ann Arbor, Michigan, Jun. 1993, pp. 1386–1389.
- [55] R. D. Javor, X. D. Wu, and K. Chang, "Beam steering of a microstrip flat reflectarray antenna," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, Seattle, Washington, Jun. 1994, pp. 956–959.
- [56] J.-M. Colin, "Phased array radars in France: present and future," *IEEE International Symposium on Phased Array System and Technology*, Boston, Massachusetts, Oct. 1996, pp. 458–462.
- [57] A. A. Tolkachev, V. V. Denisenko, A. V. Shishlov, and A. G. Shubov, "High gain antenna system for millimeter wave radars with combined electrical and mechanical beam steering," *IEEE International Symposium on Phased Array System and Technology*, Boston, Massachusetts, Oct. 1996, pp. 266–271.
- [58] L. Boccia, F. Venneri, G. Amendola, and G. Di Massa, "Application of varactor diodes for reflectarray phase control," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, Texas, Jun. 2002, pp. 132–135.
- [59] S. V. Hum and M. Okoniewski, "An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium*, Monterey, California, Jun. 2004, pp. 1827–1830.
- [60] S. V. Hum, G. McFeeters, and M. Okoniewski, "A reflectarray cell based on a tunable MEMS capacitor," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation International Symposium*, Albuquerque, New Mexico, Jul. 2006, URSI session 458.

- [61] J. A. Encinar, "Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size," *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 12, Jun. 1996, pp. 1049–1050.
- [62] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti, "Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low-loss, and low profile," feature article, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 44, No. 3, Jun. 2002, pp. 24–29.
- [63] M. E. Bialkowski, A. W. Robinson, and H. J. Song, "Design, development, and testing of X-band amplifying reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 8, Aug. 2002, pp. 1065–1076.
- [64] M. Zawadzki and J. Huang, "Integrated RF antenna and solar array for spacecraft application," *IEEE International Conference on Phased Array System and Technology*, Dana Point, California, May 2000, pp. 239–242.
- [65] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A.-R. Sebak, "Novel photonic-controlled reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 4, Apr. 2006, pp. 1134–1141.
- [66] J. C. Ginn, B. A. Lail, and G. D. Boreman, "Infrared patch reflectarray," *IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, New Mexico, Jul. 2006, pp. 4315–4318.
- [67] E. B. Felstead, J. Shaker, M. R. Chaharmir, and A. Petosa, "Enhancing multiple-aperture Ka-band navy SATCOM antennas with electronic tracking and reflectarrays," *IEEE Proceedings Military Communications Conference (MILCOM 2002)*, Oct. 2002, pp. 168–172.
- [68] R. Chaharmir, J. Shaker, and M. Cuhaci, "Development of dual-band circularly polarised reflectarray," *IEE Proceedings Microwave on Antennas and Propagation*, Vol. 153, No. 1, Feb. 2006, pp. 49–54.
- [69] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and M. Cuhaci, "Development of a dual band circularly polarized microstrip reflectarray," 33rd European Microwave Conference-Munich 2003, pp. 1075–1078.

- [70] Q. Wang, Z. Shao, Y. Cheng, P. Li, and L. Li, "Single layer reflectarray with modified cross loop element for wideband applications," *IEEE International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, Leshan, Oct. 2012, pp. 260-263.
- [71] N. F. Kiyani and M. Hajian, "Design, analysis and measurements of reflectarray using variable length microstrip patch antennas at Ka-band," *IEEE 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007)*, Athens, Sep. 2007, pp. 1-5.
- [72] J. A. Encinar and M. Barba, "Design manufacture and test of Ka-band reflectarray antenna for transmitting and receiving in orthogonal polarization," *IEEE 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM]*, Ottawa, Ontario, Jul. 2010, pp. 1-4.
- [73] J. A. Encinar, M. Barba, J. E. Page, A. Pacheco, M. Arrebola, and K. Van't Klooster, "Experimental validation a reflectarray antenna in Ka-band," *IEEE AP-S/URSI International Symposium on Antennas and Propagation*, Spokane, Washington, 2011, pp. 353-356.
- [74] M. Hajian, A. Coccia, L.P. Ligthart, "Design, analysis and measurements of reflected phased arrays microstrip antennas at Ka-band using passive stubs", *First European Conference on Antennas and Propagation Proceedings 'EuCAP 2006'*, Nice, Nov. 2006 (ESA SP-626, Oct. 2006), pp. 1-5.
- [75] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Dual-band Ka/X reflectarray with broadband loop elements," *IET Microwave on Antennas and Propagation*, 2010, Vol. 4, No. 2, pp. 225-231.
- [76] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "A broadband microstrip reflectarray using sub-wavelength patch elements," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI'09)*, Charleston, South Carolina, Jun. 2009, pp. 1-5.

- [77] M. A. Abd-Elhady and W. Hong, "A Ka-band linear polarized reflectarray consists of patch cells with metallic vias," *Proceedings of International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE 2010)*, Nanjing, Sep. 2010, pp. 1-3.
- [78] M. Abd-Elhady, W. Hong, and Y. Zhang, "A Ka-band reflectarray implement with a single-layer perforated dielectric substrate," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, 2012, pp. 600-603.
- [79] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, and K. Chang, "A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, Nov. 2004, pp. 2871-2876.
- [80] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "A high efficiency offset-fed X/Ka-dual-band reflectarray using thin membranes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 9, Sep. 2005, pp. 2792-2798.
- [81] J. Huang, C. Han, and K. Chang, "A cassegrain offset-fed dual-band reflectarray," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Albuquerque, New Mexico*, Jul. 2006, pp. 2439-2442.
- [82] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "Cassegrain offset subreflector-fed X/Ka dual-band reflectarray with thin membranes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 10, Oct. 2006, pp. 2838-2844.
- [83] S.-H. Hsu, C. Han, J. Huang, and K. Chang, "An offset linear-array-fed Ku/Ka dual-band reflectarray for planet cloud/precipitation radar," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 11, Nov. 2007, pp. 3114-3122.
- [84] F. Yang, Y. Kim, A. Yu, J. Huang, and A. Elsherbeni, "A single layer reflectarray antenna for C/X/Ka bands applications," *IEEE International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2007)*, Torino, Sep. 2007, pp. 1058-1061.

- [85] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and J. Huang, "Design and measurement of a circularly polarized Ka-band reflectarray antenna," *IEEE 33rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, Berlin, Mar. 2009, pp. 2769-2773.
- [86] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and J. Huang, "A single layer broadband circularly polarized reflectarray based on the element rotation technique," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI'09)*, Charleston, South Carolina, Jun. 2009, pp. 1-4.
- [87] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and J. Huang, "Experimental demonstration of a single layer tri-band circularly polarized reflectarray," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Toronto, Ontario, Jul. 2010, pp. 1-4.
- [88] Q. Luo, S. Gao, T. Chaloun, W. Menzel, L. Boccia, E. Arneri, G. Amándola, and V. Ziegler, "Antenna array elements for Ka-band satellite communication on the move," *IEEE Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, Nov. 2013, pp. 135-139.
- [89] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Bifocal design and aperture phase optimizations of reflectarray antennas for wide-angle beam scanning performance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 9, Sep. 2013, pp. 4588-4597.
- [90] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, "Design, manufacturing, and testing of a 20/30-GHz dual-band circularly polarized reflectarray antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, 2013, pp. 1480-1483.
- [91] T. G. Smith, N. Vesterdal, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, "An offset-fed 20/30 GHz dual-band circularly polarized reflectarray antenna," *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Gothenburg, Apr. 2013, pp. 2959-2962.

- [92] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Single-feed multi-beam reflectarray antennas," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Toronto, Ontario, Jul. 2010, pp. 1-4.
- [93] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Design and experiment of a single-feed quad-beam reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 2, Feb. 2012, pp. 1166-1171.
- [94] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Design of single-feed reflectarray antennas with asymmetric multiple beams using the particle swarm optimization method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 9, Sep. 2013, pp. 4598-4605.
- [95] M. H. Jamaluddin, R. Gillard, R. Sauleau, L. Le Coq, X. Castel, R. Benzerga, and Th. Koleck, "A dielectric resonator antenna (DRA) reflectarray," *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, 2009, pp. 25-28.
- [96] M. H. Jamaluddin, R. Gillard, R. Sauleau, T. Koleck, X. Castel, R. Benzerga, and L. Le Coq, "Dielectric resonator antenna reflectarray in Ka-band," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Toronto, Ontario, Jul. 2010, pp. 1-4.
- [97] C. Trampuz, M. Hajian, L. P. Ligthart, "Design, Analysis and Measurements of Reflected Phased Array Microstrip Antennas at Ka-band, using Hollow Phasing," *IEEE 3rd European Radar Conference (EuRAD 2006)*, Manchester, Sep. 2006, pp. 57-60.
- [98] A. E. Martynyuk and J. I. Martinez Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix, Arizona, Jun. 2001, pp. 1379-1382.
- [99] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1. Jan. 2004, pp. 142-153.

- [100] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Multilayered Antenna Arrays Based on Loaded Ring Slot Resonators," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2002, pp. 236-239.
- [101] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Reflective passive phased array with open polarization phase shifters," *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Boston, Massachusetts, Oct. 2003, pp. 482-487.
- [102] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 4. Apr. 2012, pp. 1821-1830.
- [103] H. Legay, D. Bresciani, E. Girard, R. Chiniard, E. Labiole, O. Vendier, and G. Caille, "Recent developments on reflectarray antennas at Thales Alenia Space," *3rd European Conference Antennas Propagation (EuCAP)*, Berlin, Mar. 2009, pp. 2515-2519.
- [104] S. A. Long and G. H. Huff, "A fluidic loading mechanism for phase reconfigurable reflectarrays elements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 2011, pp. 876-879.
- [105] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, No. 1, Jan. 2014, pp. 183-198.
- [106] S. V. Hum, M. Okoniewski, and R. J. Davis, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 8, Aug. 2007, pp. 2200-2210.
- [107] J. Perruisseau-Carrier, "Dual-polarized and polarization-flexible reflective cells with dynamic phase control," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 5, May 2010, pp. 1494-1502.

- [108] F. Venneri, L. Boccia, G. Angiulli, G. Amendola, and G. Di Massa, "Analysis and design of passive and active microstrip reflectarrays," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aid. Eng.*, Vol. 13, 2003, pp. 370-377.
- [109] S. V. Hum and M. Okoniewski, "An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, Jun. 2004, pp. 1827-1830.
- [110] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard, "A steerable reflectarray antenna with MEMS controls," *Proceedings IEEE International Symposium Phased Array Systems Techniques*, 2003, pp. 494-499.
- [111] J. Perruisseau-Carrier and A. K. Skrivervik, "Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360° phase range," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, 2008, pp. 138-141.
- [112] O. Bayraktar, O. A. Civi, and T. Akin, "Beam switching reflectarray monolithically integrated with RF MEMS switches," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 2, Feb. 2012, pp. 854-862.
- [113] H. Legay, Y. Cailloce, O. Vendier, G. Caille, J. Perruisseau-Carrier, M. Lathi, J. P. Polizzi, U. Oestermann, P. Pons, and N. Raveu, "Satellite antennas based on MEMS tunable reflectarrays," *The Second European Conference Antennas Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, Nov. 2007, pp. 1-6.
- [114] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, and W. A. Imbriale, "RF MEMS actuated reconfigurable reflectarray patch-slot element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 12, 2008, pp. 3689-3699.
- [115] H. Aubert, N. Raveu, E. Perret, and H. Legay, "Multi-scale approach for the electromagnetic modeling of MEMS-controlled reflectarrays," *First European Conference Antennas Propagation (EuCAP)*, Nice, Nov. 2006, pp. 1-8.

- [116] A. Kohmura, J. Lanteri, F. Ferrero, C. Migliaccio, P. Ratajczak, S. Futatsumori, and N. Yonemoto, "Ka-band dual frequency switchable reflectarray," *IEEE 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Mar. 2012, pp. 3230-3233.
- [117] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. A. Civi, "Proof of concept of a dual-band circularly-polarized RF MEMS beam-switching reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 11, Nov. 2012, pp. 5451-5455.
- [118] R. R. Romanofsky, J. T. Bernhard, F. W. Van Keuls, F. A. Miranda, G. Washington, and C. Canedy, "K-band phased array antennas based on Ba_{0.60}Sr_{0.40}TiO₃ thin-film phase shifters," *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, Vol. 48, No. 12, 2000, pp. 2504-2510.
- [119] R. R. Romanofsky, "Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications," *Proceedings IEEE*, Vol. 95, No. 10, 2007, pp. 1968-1975.
- [120] A. Moessinger, R. Marin, S. Mueller, J. Freese, and R. Jakoby, "Electronically reconfigurable reflectarrays with nematic liquid crystals," *Electronics Letters*, Vol. 42, No. 16, 899-900, Aug. 2006.
- [121] W. Hu, R. Cahill, J. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco, and N. Grant, "Design and measurement of reconfigurable millimeter wave reflectarray cells with nematic liquid crystal," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 10, 2008, pp. 3112-3117.
- [122] G. Perez-Palomino, P. Baine, R. Dickie, M. Bain, J. A. Encinar, R. Cahill, M. Barba, and G. Toso, "Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarrays elements with improved bandwidth in F-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 4, 2013, pp. 1704-1713.

- [123] W. Hu, M. Y. Ismail, R. Cahill, J. A. Encinar, V. F. Fusco, H.S Gamble, R. Dickie, D. Linton, N. Grant, and S. P. Rea, "Electronically reconfigurable monopulse reflectarray antenna with liquid crystal substrate," *Proceedings 2nd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, Edinburgh, U. K., Nov. 2007, pp. 1-6.
- [124] S. Mueller, F. Goelden, P. Scheele, M. Wittek, C. Hock, and R. Jakoby, "Passive Phase Shifter for W-Band Applications using Liquid Crystals," *Proceedings 36th European Microwave Conference*, Sep. 10–15, 2006, pp. 306–309.
- [125] S. Ebadi, R. Gatti, and R. Sorrentino, "Linear Reflectarray antenna design using 1-bit digital phase shifters," *Proceedings European Conference Antennas Propagation (EuCAP)*, 2009, pp. 3729-3732.
- [126] J. Perruisseau-Carrier, E. Guillard, and H. Legay, "Analysis of a reconfigurable reflectarray cell comprising a multitude of MEMS control elements," *IEEE Proceedings of the Fourth European Conference Antennas Propagation (EuCAP)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010, pp. 1-4.
- [127] H. Salti, E. Fourn, R. Guillard, and H. Legay, "Minimization of MEMS breakdowns effects on the radiation of a MEMS based reconfigurable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 7, Jul. 2010, pp. 2281-2287.
- [128] M. Yousefbeiki and J. Perruisseau-Carrier, "A practical technique for accurately modeling reconfigurable lumped components in commercial full-wave solvers [EurAAP corner]," *IEEE Antennas Propagation Magazine*, Vol. 54, No. 5, Oct. 2012, pp. 298-303.
- [129] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, "60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, Jul. 2011, pp. 2524-2531.

- [130] M. Euler and V. F. Fusco, "Frequency selective surface using nested split ring slot elements as a lens with mechanically reconfigurable beam steering capability," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 10, Oct. 2010, pp. 3417–3421.
- [131] C. Han and K. Chang, "Ka-band reflectarray using ring elements," *Electronics Letters*, Vol. 39, No. 6, Mar. 2003, pp. 491–493.
- [132] B. Strassner, C. Han, and K. Chang, "Circularly polarized reflectarray with microstrip ring elements having variable rotation angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 4, Apr. 2004, pp. 1122–1125.
- [133] B. Subbarao, V. Srinivasan, V. F. Fusco, and R. Cahill, "Element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 151, No. 4, Aug. 2004, pp. 287–292.
- [134] A. E. Marston, "Antenna having beam control members consisting of array of spiral elements," US Patent 3045237, Jul. 17, 1962.
- [135] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept," *IEEE AP-S International Antennas and Propagation Symposium Digest*, Newport Beach, California, Jun. 1995, pp. 582–585.
- [136] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, and Y. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, California, Jun. 2005, pp. 573–576.
- [137] R. H. Phillion and M. Okoniewski, "Improving the phase resolution of a micromotor-actuated phased reflectarray," *IEEE Proceedings Microsystems and Nanoelectronics Research Conference (MNRC 2008)*, Ottawa, Ontario, Oct. 2008, pp. 169–172.

Capítulo 2

Polarizador circular de cuatro capas en cascada basado en SSF de anillos seccionados bisectados

2.1 Introducción

La demanda actual en sistemas de comunicación ha llevado al uso de nuevas antenas capaces de utilizar ondas polarizadas, cuyas aplicaciones se dan en diferentes bandas de frecuencias como son en rastreo, radar, detección de aviones, localización aérea y seguimiento de múltiples objetivos. Por esta razón, los polarizadores de 90° son dispositivos de gran importancia en los sistemas de comunicaciones.

En los sistemas de alimentación para antenas con polarización circular, los polarizadores circulares tienen un rol muy importante, ya que se utilizan para convertir ondas polarizadas linealmente a ondas polarizadas circularmente. Los polarizadores circulares se diseñan para obtener una diferencia de fase de 90° entre las componentes ortogonales del campo eléctrico, obteniéndose la conversión de ondas de polarización lineal a ondas de polarización circular.

Los arreglos reflectivos diseñados en este trabajo, se alimentan con ondas electromagnéticas de polarización circular, por lo que es necesario el desarrollo de un sistema de alimentación para iluminar los arreglos reflectivos con una onda electromagnética de polarización circular, en el intervalo de operación del arreglo, lo cual permitirá caracterizarlo y obtener sus parámetros de radiación. En este capítulo se presenta el diseño, la fabricación y la medición de un polarizador circular de cuatro capas, en cascada, utilizando anillos seccionados, bisectados y de banda ancha, para iluminar a los arreglos reflectivos en el intervalo de frecuencias de operación.

2.2 Polarizador circular

Las ondas polarizadas circularmente (OPC) tienen un rol importante en la operación eficiente de los sistemas de radar y de comunicación satelital modernos. La polarización circular provee mejor desempeño para superar errores producidos por las reflexiones no deseadas del multitrayecto [1]. Por otra parte, las OPC ofrecen características superiores de la señal de propagación sobre ondas polarizadas linealmente (OPL) [2].

Los polarizadores son dispositivos que convierten la polarización lineal de una onda electromagnética en polarización circular o viceversa y se utilizan en los sistemas de alimentación para las antenas. Un polarizador circular transforma una onda polarizada linealmente en una onda polarizada circularmente. Este principio se basa en descomponer el campo incidente en dos componentes donde la fase de una se adelanta y la otra se atrasa, tal que su diferencia de fase es 90° , mientras que sus amplitudes son iguales [3]. Papan [4] fue el primero en utilizar este principio. Más tarde, un mejoramiento fue introducido por Lerner [5].

Para realizar una descripción del funcionamiento de un polarizador circular, a partir de una guía de onda circular, se considera que una onda incidente con campo eléctrico polarizado linealmente E_{inc} tiene un ángulo de inclinación a 45° . Esta onda incidente se divide en dos ondas con campos eléctricos, paralelo E_{\parallel} y perpendicular E_{\perp} , de igual magnitud y con una diferencia de fase de 90° entre las componentes linealmente polarizadas. En la Figura 2.1 se muestra el principio de operación de un polarizador circular.

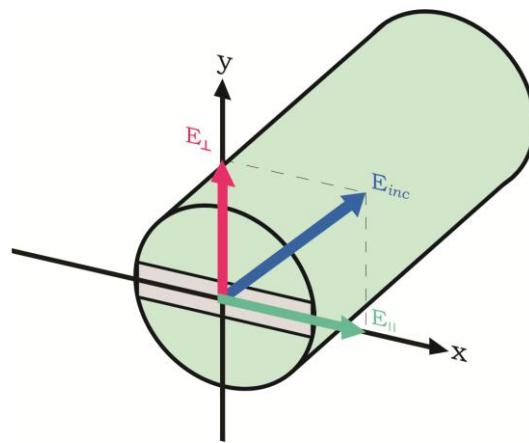


Figura 2.1. Polarizador circular de guía de onda circular.

Existen diferentes métodos para obtener la diferencia de fase de 90° entre las componentes ortogonales, los cuales son: la introducción de elementos en la guía de onda o la utilización de diferentes materiales, los cuales pueden ser sustratos dieléctricos y estructuras metálicas, que simulan comportamientos capacitivos e inductivos para atrasar o adelantar la onda.

Es necesario conocer los diferentes tipos de polarizadores que existen para analizar ventajas, desventajas y limitaciones. Esto permitirá diseñar un tipo de polarizador circular simple, fácil de fabricar, que trabaje a frecuencias altas y su operación sea de banda ancha.

2.3 Tipos de polarizadores

La mayoría de los polarizadores circulares son de dos tipos, cerrados o abiertos. Los polarizadores circulares cerrados están basados en guías de onda circular, cuadrada, guía de onda coaxial, entre otros, en las cuales se insertan diferentes estructuras. En los polarizadores de guía de onda circular se introducen discos dieléctricos [6], iris metálicos [7, 8], y placas dieléctricas [9-11]. Asimismo, para guía de onda circular, se utilizan superficies acanaladas [12, 13], las cuales se colocan en su exterior. En los polarizadores de guía de onda cuadrada, se utilizan iris metálicos [14-16], así como también para guía de onda coaxial [17].

Los polarizadores circulares abiertos están basados en superficies de una capa o multicapa en cascada. Entre los polarizadores abiertos están los basados en líneas serpenteadas, tal como es propuesto por Young [18] y posteriormente perfeccionado por Epis [19]. Más tarde, Terret [20] muestra como calcular la susceptancia de una línea serpenteada. Todas estas contribuciones fueron primordialmente enfocadas en ángulos de incidencia normal. No obstante, Chu y Lee [21] ampliaron el cálculo para incluir ángulos de incidencia oblicua. Después más contribuciones fueron hechas, como la de Marino [22], mostrando que los polarizadores de línea serpenteada se deterioran gradualmente para ángulos de incidencia más altos. Recientemente, en [23] se presenta un polarizador circular abierto basado en líneas serpenteadas con superficies en cascada, las cuales convierten ondas polarizadas linealmente a ondas polarizadas circularmente. En [24] se muestra un polarizador circular para la banda Ka utilizando líneas serpenteadas. En estos diseños se propone un método simple para modelar y diseñar estas superficies usando teoría de circuitos de líneas de transmisión. Esta técnica permite reducir el espaciamiento entre las superficies como se desea, por lo que es posible realizar polarizadores circulares más delgados.

Cuando se diseñan polarizadores de guía de onda, mientras mayor sea la frecuencia a la que se trabaje, como por ejemplo en la banda Ka y bandas mayores, las dimensiones de la guía de onda son pequeñas; por lo que se

tienen desventajas en cuanto a su desempeño, debido a los errores de fabricación. Con el propósito de que los polarizadores trabajen a frecuencias más altas, es necesario que se cuente con una estructura simple en la cual se reduzcan los errores en su construcción y sin la necesidad de introducir elementos adicionales, por lo que los polarizadores abiertos son una buena alternativa para el diseño de polarizadores circulares.

Para poder iluminar el arreglo reflectivo mediante una onda electromagnética de polarización circular se trabajó, en el Laboratorio de Diseño y Modelado UNAMems de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, en el diseño y optimización de un polarizador de banda ancha. Dicho polarizador debe transformar una onda de polarización lineal en otra de polarización circular, por lo que es necesario obtener una diferencia de fase de 90° entre las componentes horizontal y vertical, así como también las magnitudes de los coeficientes de reflexión para cada polarización deben ser muy bajas. Se fija un valor aceptable para la diferencia de fase, que es de $90 \pm 10^\circ$ y coeficientes de reflexión para las polarizaciones horizontal y vertical con un valor de magnitud menor a -12 dB. Se propone el diseño de un polarizador circular abierto, de cuatro capas en cascada, utilizando parches con forma de anillos, metálicos, seccionados y bisectados.

Para obtener resultados más precisos, primero se simula y optimiza eléctricamente el circuito equivalente del polarizador, de cuatro capas de anillos seccionados, con cargas reactivas, hasta obtener los mejores resultados. Posteriormente, estos resultados se tratan de igualar, en la simulación electromagnética de la estructura, con los elementos reales que se utilizan, para después optimizar de nuevo y obtener los resultados finales.

2.4 Polarizador circular multicapa basado en SSF de anillos seccionados bisectados

Se han usado varios métodos para convertir OPL a OPC. Sin embargo, la necesidad de polarizadores de banda ancha en sistemas de antena multihaz de alta ganancia, limita el uso de polarizadores de banda estrecha basados en guías de onda circular. Así, los polarizadores circulares tipo transmitivos, basados en estructuras planares abiertas [25], son una solución atractiva para evitar la limitación de banda debido a las propiedades de corte de la guía de onda circular. Esta estructura se construye con superficies selectivas de frecuencia (SSF) que proveen diferentes características de transmisión para las componentes vertical y horizontal de una OPL incidente inclinada a 45° . La SSF puede ser capacitiva para una componente e inductiva para la otra componente. Así, en la salida de la SSF, la fase de la primera componente se atrasa, mientras que la fase de la segunda se adelanta. Por lo tanto, aparece una diferencia de fase entre las dos componentes de la onda transmitida. Si la magnitud de ambas componentes es igual y la diferencia de fase es igual a $\pm 90^\circ$, la OPL incidente se transforma a una OPC transmitida. Con varias SSF en cascada se puede aumentar el coeficiente de transmisión y el ancho de banda del polarizador, permitiendo obtener un mayor ancho de banda que los provistos para los polarizadores basados en guías de onda circular.

Se proponen diferentes geometrías para la celda unitaria de las SSF para polarizadores circulares [26-30]. Estas geometrías incluyen líneas serpenteadas, ranuras transversales y anillos seccionados. En este trabajo se presenta un polarizador circular multicapa basado en SSF de anillos de metal seccionados bisectados por una línea de metal [31]. Esta geometría provee las ventajas de poseer bajo nivel de polarización cruzada y baja sensibilidad con respecto al ángulo incidente, a partir de la topología de la que se basa el anillo [32, 33].

2.5 Principio de operación del polarizador circular

El polarizador propuesto se muestra en la Figura 2.2a. Este consiste de múltiples SSF separadas por espacios de aire. La geometría de la celda unitaria de la SSF se muestra en la Figura 2.2b. Esta contiene un anillo resonador seccionado, bisectado por una línea de metal. Los parámetros geométricos se describen como sigue: r_1 y r_2 son los radios interior y exterior del anillo, respectivamente; g_1 y g_2 son las longitudes de los espacios verticales y horizontales, respectivamente; y w es el ancho de la línea de metal. Los elementos están impresos en un sustrato dieléctrico, con permitividad dieléctrica relativa ϵ_r , tangente de pérdidas $\tan \delta$ y espesor h , y están colocados en los nodos de una malla cuadrada con periodo b .

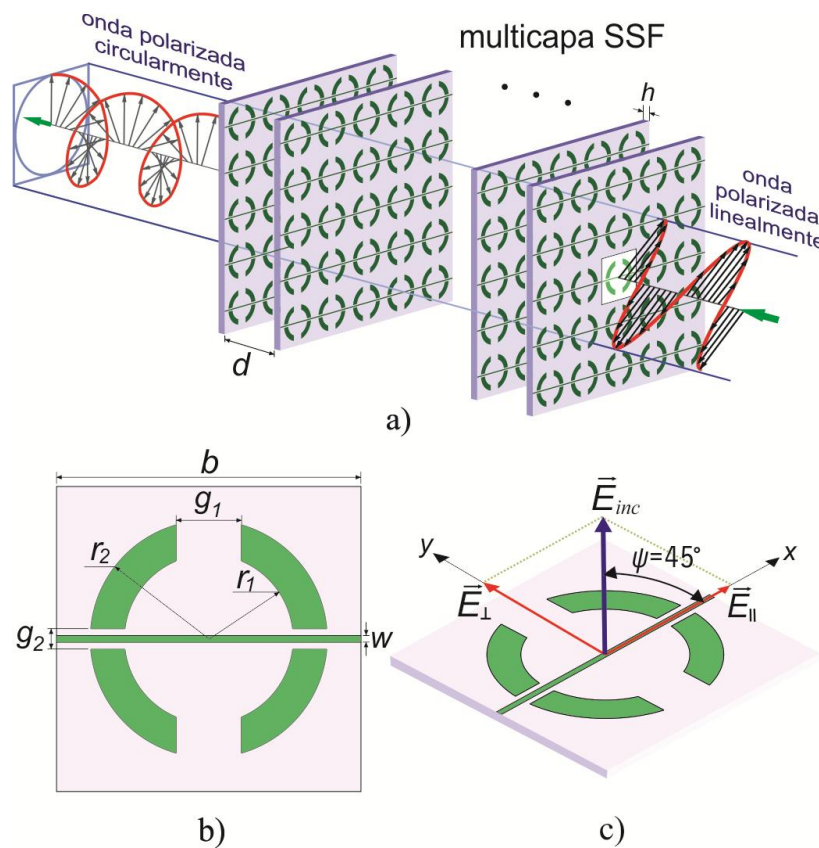


Figura 2.2. a) Polarizador circular basado en SSF de anillos seccionados. b) Geometría de la celda unitaria. c) OPL incidente orientada a 45° del eje x .

El polarizador se construye con diferentes capas de SSF, en cascada, separadas por una distancia d . Es importante notar que los elementos de las SSF, de las diferentes capas, tienen la misma orientación y están perfectamente alineados con respecto a sus centros.

La principal propiedad del anillo resonador es el comportamiento resonante de su coeficiente de reflexión. Esta reflexión resonante ocurre cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . La adición de los espacios y la línea de metal del anillo permite diferentes características de transmisión para las polarizaciones x y y .

Ahora consideremos que una OPL incidente, cuyo vector de campo eléctrico \vec{E}_{inc} se orienta a $\psi = 45^\circ$ con respecto al eje x (Figura 2.2c), viaja hacia el polarizador en la dirección de $-z$. Este vector de campo se descompone en dos componentes ortogonales de igual magnitud polarizadas linealmente:

$$\vec{E}_{inc} = \vec{E}_\perp + \vec{E}_\parallel = E_0(\vec{a}_y + \vec{a}_x)e^{jkz}, \quad (2.1)$$

donde E_0 es la magnitud del campo eléctrico incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones x y y , respectivamente, k es el número de onda y $j = \sqrt{-1}$.

Los vectores de campo \vec{E}_\perp y \vec{E}_\parallel son perpendiculares y paralelos, respectivamente, a la línea de metal. Para \vec{E}_\perp , la SSF exhibe un comportamiento capacitivo en su mayoría debido a los espacios horizontales. Sin embargo, para \vec{E}_\parallel la SSF llega a ser principalmente inductiva debido a la línea de metal.

A la salida del polarizador, el campo eléctrico transmitido puede también presentarse como una suma de dos componentes ortogonales polarizadas linealmente:

$$\vec{E}_t = E_0(T_\perp \vec{a}_y + T_\parallel \vec{a}_x)e^{jkz}, \quad (2.2)$$

donde $T_{\perp} = |T_{\perp}|e^{j\varphi_{\perp}}$ y $T_{\parallel} = |T_{\parallel}|e^{j\varphi_{\parallel}}$ son los coeficientes de transmisión para las polarizaciones y y x , respectivamente. Como resultado, una diferencia de fase $\Delta\varphi = \varphi_{\perp} - \varphi_{\parallel}$ aparece entre las dos componentes de la onda transmitida. Si el espaciado entre capas y la geometría del elemento se ajustan para obtener una $\Delta\varphi$ de -90° y $|T_{\perp}| = |T_{\parallel}|$, la OPL incidente se convierte a una OPC transmitida.

Los modelos del circuito de una sola capa de SSF para las polarizaciones y y x se muestran en la Figura 2.3a y b, respectivamente. Un circuito resonante serie $L_1 - C_1$ representa el anillo sin los espacios. Las capacitancias C_{gh} y C_{gv} representa el efecto de borde de la concentración de campo en los espacios horizontal y vertical, respectivamente, mientras L_{ms} es la inductancia de la línea de metal. TL_{sus} es la línea de transmisión que toma en cuenta el sustrato dieléctrico. El modelo del circuito del polarizador, multicapa, se construye por N etapas en cascada conectadas con líneas de transmisión, que toma en cuenta el espacio de aire entre capas.

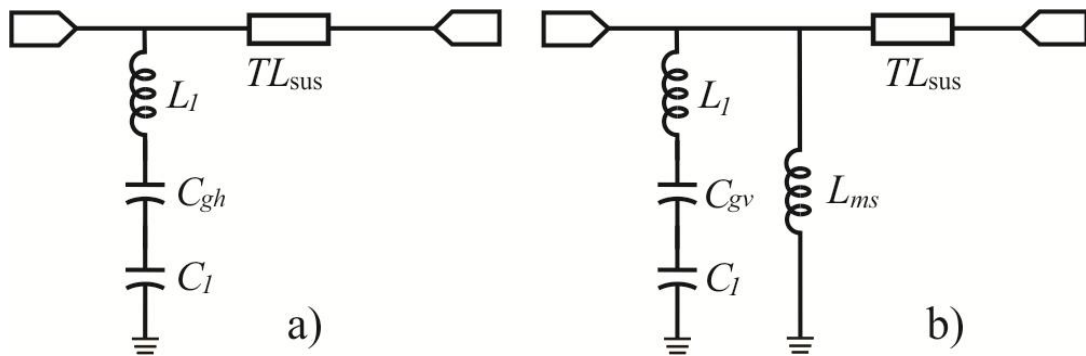


Figura 2.3. Modelos de los circuitos para una sola SSF: a) polarización y y b) polarización x .

2.6 Diseño del polarizador circular de cuatro capas para la banda Ka

Se diseñó un polarizador circular de cuatro capas, optimizado para operar en la banda Ka (26-40 GHz). Para añadir un grado de libertad en el proceso de optimización, la geometría de la celda unitaria de las dos capas internas difieren de la geometría de las dos capas externas. Esta celda unitaria de cuatro capas se representa en la Figura 2.4. El modelo del circuito del polarizador multicapa se usa para realizar el diseño inicial y la optimización del polarizador circular de banda ancha. Esta optimización inicial se realiza para obtener un $\Delta\varphi$ cercano a -90° en una extensa banda de frecuencias. Entonces, los parámetros optimizados del modelo del circuito se convierten a parámetros geométricos de la celda unitaria de la SSF. La subsecuente optimización paramétrica se realiza usando la solución en el dominio de la frecuencia dentro de Agilent EmPro. La meta de esta optimización es sintetizar la geometría de la celda unitaria cuyos coeficientes de reflexión, calculados para el caso de una SSF infinita, se aproximan a los coeficientes de reflexión obtenidos para el circuito optimizado mostrado en la Figura 2.3a y b.

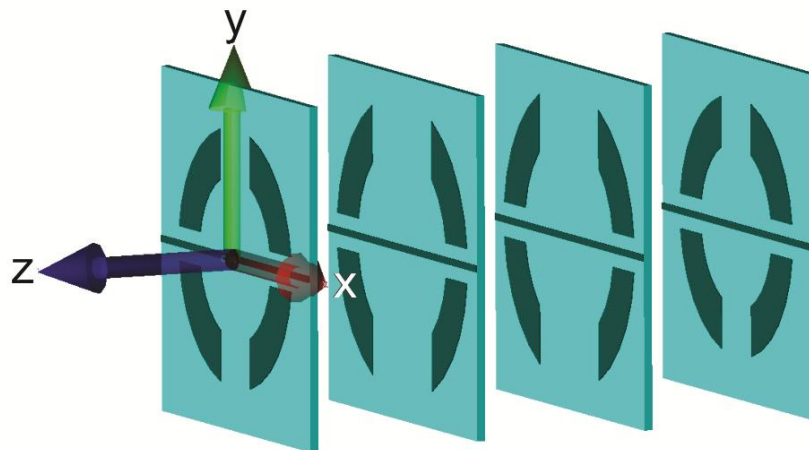


Figura 2.4. Celda unitaria del polarizador circular de cuatro capas.

Para el cálculo se considera un sustrato dieléctrico con $\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$ y $h = 0.127$ mm. Las dimensiones correspondientes a la geometría optimizada de la celda unitaria de la SSF se muestran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Dimensiones de la geometría de los anillos seccionados bisectados.

Capa	b [mm]	r_1 [mm]	r_2 [mm]	g_1 [mm]	g_2 [mm]	w [mm]
Interior	5	1.5	2.2	2.0	0.5	0.1
Exterior	5	1.2	1.9	1.0	0.5	0.1

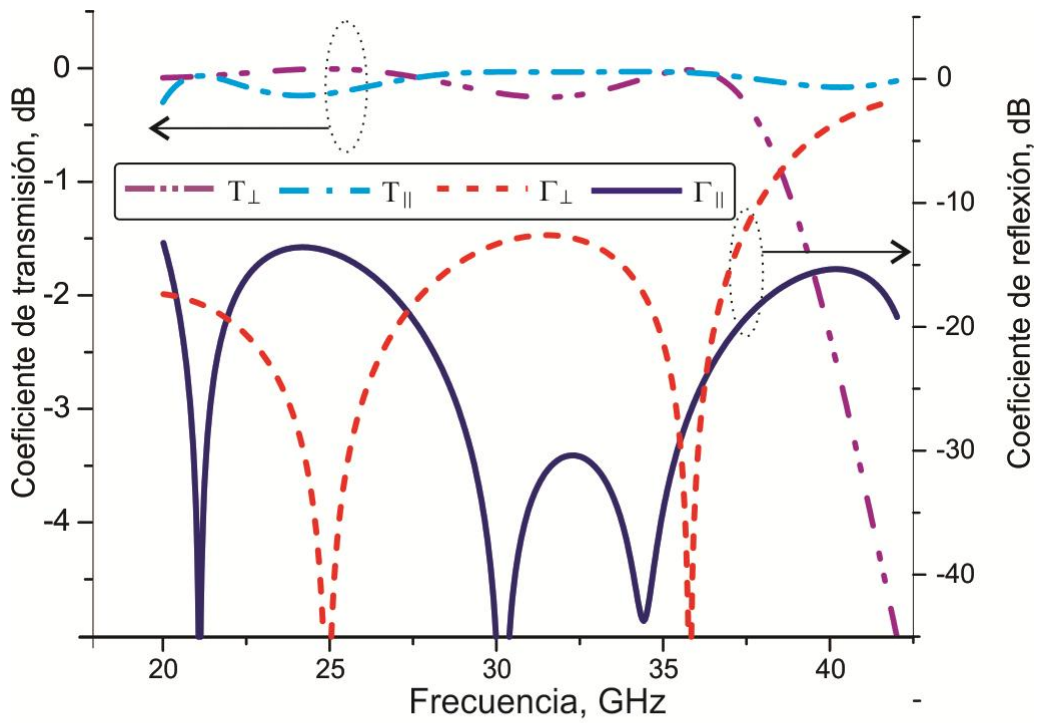
Entonces se calcula una estructura completa, conteniendo dos SSF periódicas infinitas internas y dos externas. La separación entre capas es 2.5 mm. Las magnitudes simuladas de los coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} correspondiente a la dispersión de \vec{E}_{\perp} y \vec{E}_{\parallel} , respectivamente, se muestran en la Figura 2.5a, así como $|T_{\perp}|$ y $|T_{\parallel}|$. La magnitud de los coeficientes de reflexión es menor que -12 dB en la banda de frecuencia de 20 a 37.5 GHz. La diferencia de fase $\Delta\phi$ se muestra en la Figura 2.5b. Se obtiene una $\Delta\phi$ de $-90^{\circ} \pm 10^{\circ}$ en la banda de frecuencias de 24.5 a 42 GHz.

La razón axial (RA) de la onda transmitida se calcula como [34]

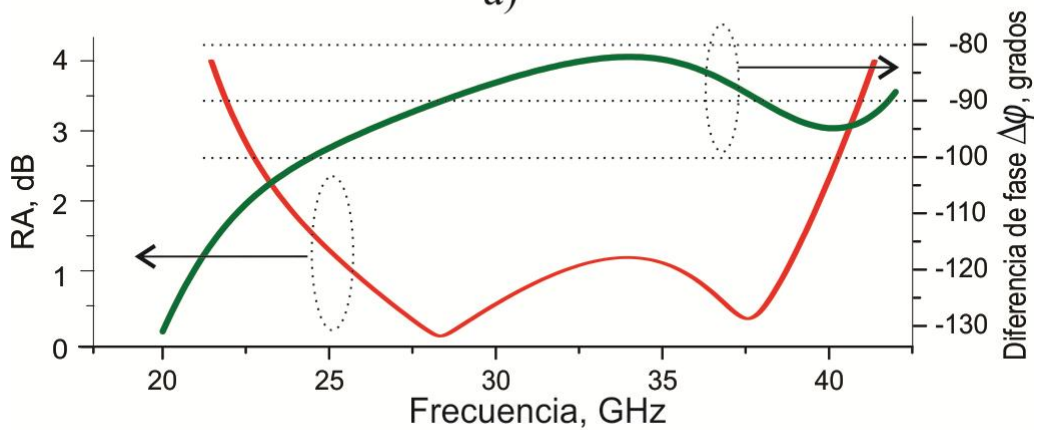
$$RA = \left(\frac{|\vec{E}_{\parallel}|^2 + |\vec{E}_{\perp}|^2 + \sqrt{a}}{|\vec{E}_{\parallel}|^2 + |\vec{E}_{\perp}|^2 - \sqrt{a}} \right)^{1/2} \quad (2.3)$$

$$a = |\vec{E}_{\parallel}|^4 + |\vec{E}_{\perp}|^4 + 2|\vec{E}_{\parallel}|^2|\vec{E}_{\perp}|^2 \cos(2\Delta\phi). \quad (2.4)$$

La RA calculada de la onda transmitida se muestra en la Figura 2.5b. Esta RA es menor a 3 dB en la banda de frecuencias de 22.4 a 40.5 GHz.



a)



b)

Figura 2.5. Resultados de la simulación con la estructura periódica e incidencia normal. a) Coeficientes de reflexión Γ_{\perp} y Γ_{\parallel} , coeficientes de transmisión T_{\perp} y T_{\parallel} y b) diferencia de fase $\Delta\phi$ y RA de la onda transmitida.

2.7 Fabricación de los prototipos experimentales

Una vez realizado el diseño, análisis, simulación y optimización del polarizador circular abierto, de cuatro capas, se realizó la fabricación del prototipo y se obtuvieron los resultados experimentales necesarios para poder validar los resultados obtenidos teóricamente.

Se fabricó el polarizador circular basado en cuatro capas de SSF en cascada, así como también la antena de lente dieléctrico para obtener una onda plana que alimentará el polarizador circular.

Se diseñaron y construyeron las torres para colocar las antenas de bocina transmisora y receptora, la antena de lente dieléctrico y el polarizador circular de cuatro capas.

También se construyó el prototipo de la superficie selectiva de polarización circular como una aplicación basada a partir de los resultados obtenidos del polarizador circular.

2.8 Diseño y fabricación de la antena de lente dieléctrico

En las antenas de lente se aplican las propiedades ópticas de las ondas electromagnéticas, ya que las dimensiones geométricas y los radios de curvatura son mucho mayores que la longitud de onda. Las antenas de lente se caracterizan por que en ellas el frente de onda cilíndrico o esférico se transforma en plano [35].

En la Figura 2.6 se muestra el lente dieléctrico, sobre el cual incide la onda esférica de longitud λ_0 desde la fuente F . Debido a la convexidad de la superficie iluminada de la lente, el frente de onda esférico se transforma en plano, de longitud de onda $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon}$. La superficie de salida del lente es plana y al salir de la lente el frente de onda queda también plano. Ya que las

dimensiones de la superficie de salida de la lente son grandes en comparación con la longitud de onda, su radiación resulta de haz filiforme. En la Figura 2.7 se determina el perfil del lente.

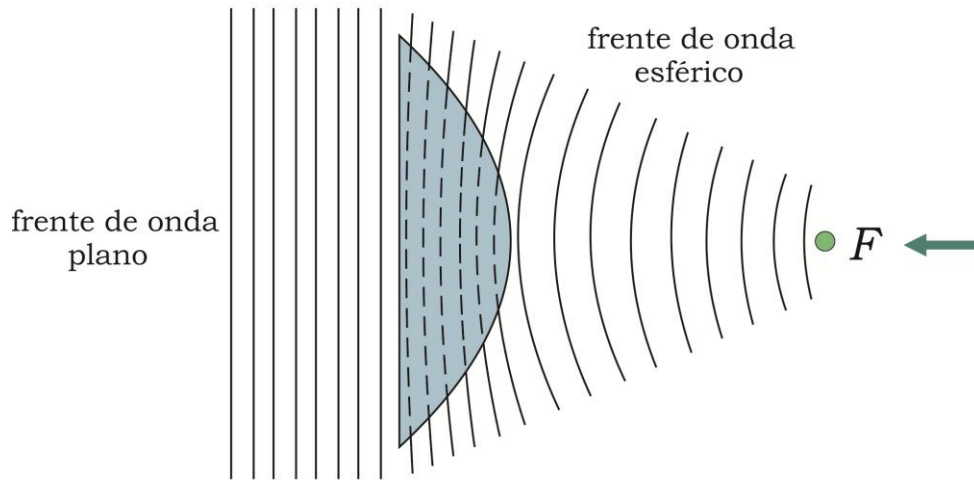


Figura 2.6. Lente dieléctrica. Formación del frente de onda plano.

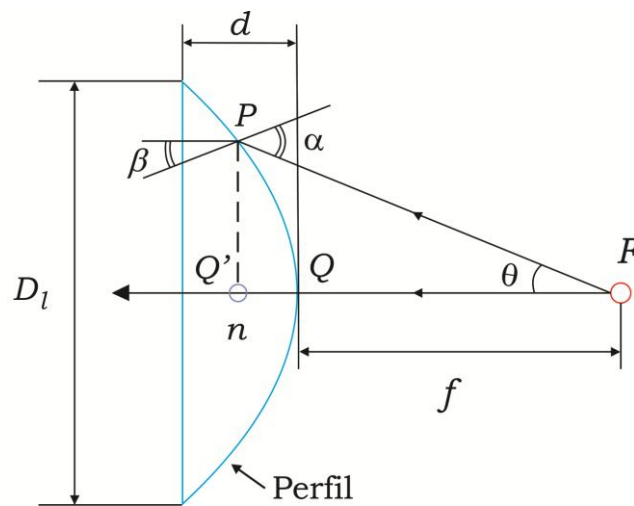


Figura 2.7. Esquema para el cálculo del perfil del lente dieléctrico.

Si el haz incide del punto F , entonces en el punto P de la superficie de la lente, α es el ángulo de incidencia del haz y β el ángulo de refracción, por lo que se tiene:

$$\text{sen}\alpha = n\text{sen}\beta, \quad (2.5)$$

donde $n = \sqrt{\varepsilon}$ es el coeficiente de refracción del dieléctrico.

La ecuación del perfil del lente se determina de la condición de que la longitud del trayecto desde la superficie a transformar hasta la transformada de fases iguales en toda dirección debe de ser constante, es decir,

$$FP = FQ + nQQ'. \quad (2.6)$$

De aquí se obtiene

$$\rho = f + n(\rho \cos \theta - f), \quad (2.7)$$

o bien

$$\rho = \frac{(n-1)f}{n \cos \theta - 1}, \quad (2.8)$$

donde f es la distancia focal, es decir, la distancia desde el foco F hasta el vértice de la lente Q ; θ es el ángulo entre el eje de la lente y el haz; ρ es la distancia desde el foco hasta el punto dado de la superficie del lente.

La ecuación 2.8 es la ecuación de la hipérbola, por lo que la superficie convexa del lente debe tener forma hiperbólica. El espesor del lente d se determina por la trayectoria óptica y está vinculado al diámetro del lente D_l por la relación

$$d = \frac{1}{n} \left(\frac{D_l}{2 \operatorname{sen} \theta_{\max}} - f \right), \quad (2.9)$$

donde θ_{\max} es el ángulo entre el eje del lente y la dirección del foco al punto extremo del perfil, el ángulo $2\theta_{\max}$, bajo el cual desde el foco se ve el borde del lente, se llama a menudo ángulo de apertura. Las ecuaciones 2.8 y 2.9 permiten calcular el perfil y las dimensiones geométricas del lente.

Los lentes dieléctricos son de banda ancha, ya que el coeficiente de refracción n en una gama ancha de frecuencias, hasta las más altas, conserva prácticamente un valor constante.

Para que el lente dieléctrico tenga la máxima directividad, un parámetro muy significativo es la eficiencia. De la potencia radiada P_r por la antena de corneta, solo una parte de la potencia electromagnética se intercepta por el lente dieléctrico, denotada por P_{int} . La razón P_{int}/P_r se define como la eficiencia de desbordamiento (*spillover*) y se denota por η_s , mientras que la eficiencia de iluminación se define como eficiencia de *taper* y se denota por η_t . Así, la eficiencia total η_T , se obtiene por lo tanto, como el producto de las eficiencias de desbordamiento y de iluminación $\eta_t\eta_s$.

La distancia focal f entre el lente dieléctrico y la antena de corneta fue optimizada para obtener el máximo producto de la eficiencia de *spillover* η_s y la eficiencia de *taper* η_t . En la Figura 2.8 se muestra la gráfica de la variación de diferentes eficiencias en función de la distancia focal para la antena de corneta alimentadora. Se observa que hay un punto donde se optimiza la eficiencia total, que es la distancia donde se obtiene la máxima eficiencia.

La distancia óptima donde se encuentra la máxima eficiencia total de $\eta_{Tmáx} = 0.711781$ es a 90 mm. A esta distancia se coloca el lente dieléctrico para obtener el máximo enfoque. Hay que hacer notar que el foco se encuentra a 7 mm dentro de la corneta por lo que existe una distancia de la antena al lente dieléctrico denotada por D_{al} . En la Tabla 2.2 se muestran los valores de las dimensiones de cada uno de los parámetros del perfil del lente dieléctrico y en la Figura 2.9 se presenta el esquema del lente dieléctrico con las dimensiones calculadas.

Tabla 2.2. Dimensiones del lente dieléctrico.

D_l	f	$\theta_{máx}$	d	D_{al}
90 mm	90 mm	22.247 °	20 mm	83 mm

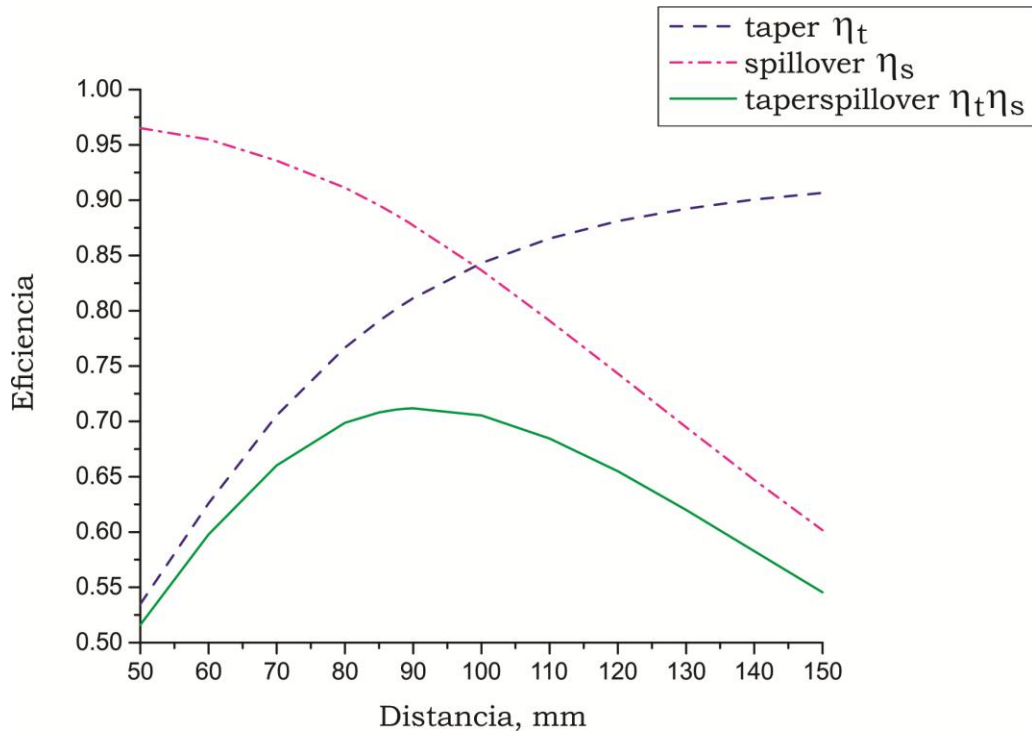


Figura 2.8. Gráfica de eficiencias y distancias focales del lente dieléctrico.

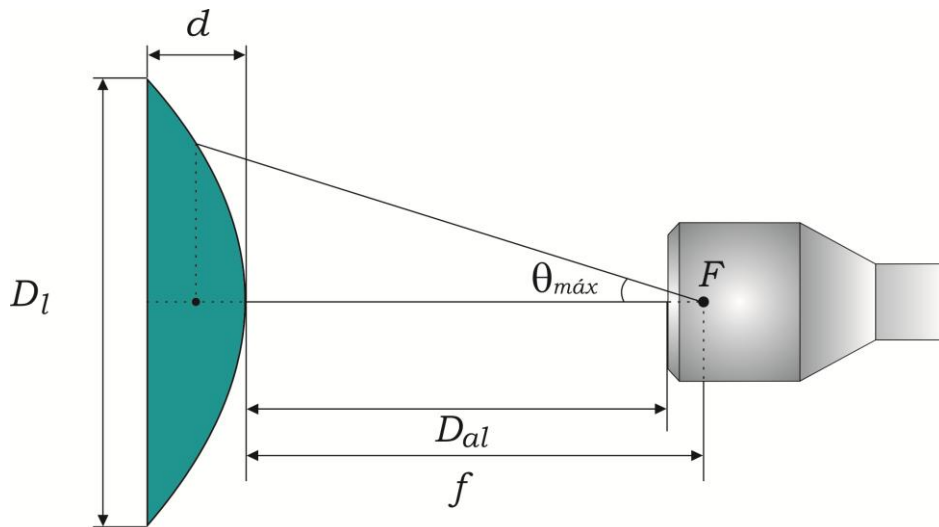


Figura 2.9. Diagrama de las dimensiones del lente dieléctrico.

En la Figura 2.10 se muestra el lente dieléctrico fabricado en un taller de manufactura con una resolución de 10 micrómetros, a partir del diseño realizado. El lente dieléctrico está hecho de teflón, con permitividad eléctrica relativa $\epsilon_r = 2.08$ y bajas pérdidas $\tan \delta = 0.004$. Tiene un diámetro de 9 cm y un ancho de 2 cm. Al simular el comportamiento electromagnético del lente dieléctrico, se obtiene una directividad de 824 y se obtuvo un ancho del lóbulo principal de 6° . Los resultados experimentales concuerdan con dicho ancho del lóbulo principal.

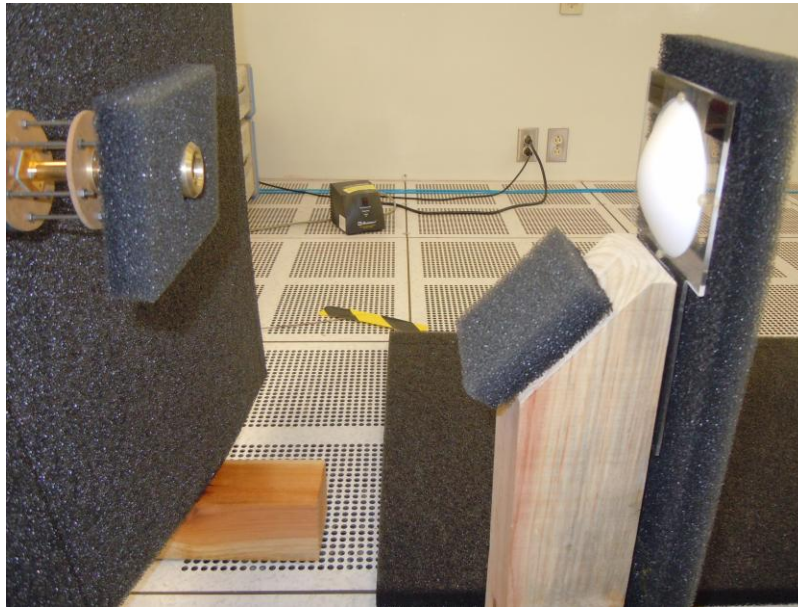


Figura 2.10. Lente dieléctrico fabricado.

2.9 Verificación experimental del polarizador circular

En el Laboratorio de Micro Fabricación UNAMems de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, se realizaron, por el grupo de fabricación, las cuatro capas para el prototipo del polarizador, usando un proceso fotolitográfico. Cada capa consiste de 19 por 19 elementos con las dimensiones dadas en la Tabla 2.1. Los elementos de las SSF son impresos en un sustrato dieléctrico Rogers 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$) de espesor 0.127 mm. En la Figura 2.11 se muestran las fotografías de las cuatro capas, externas e internas, donde se observan impresos los dos tipos de anillos.

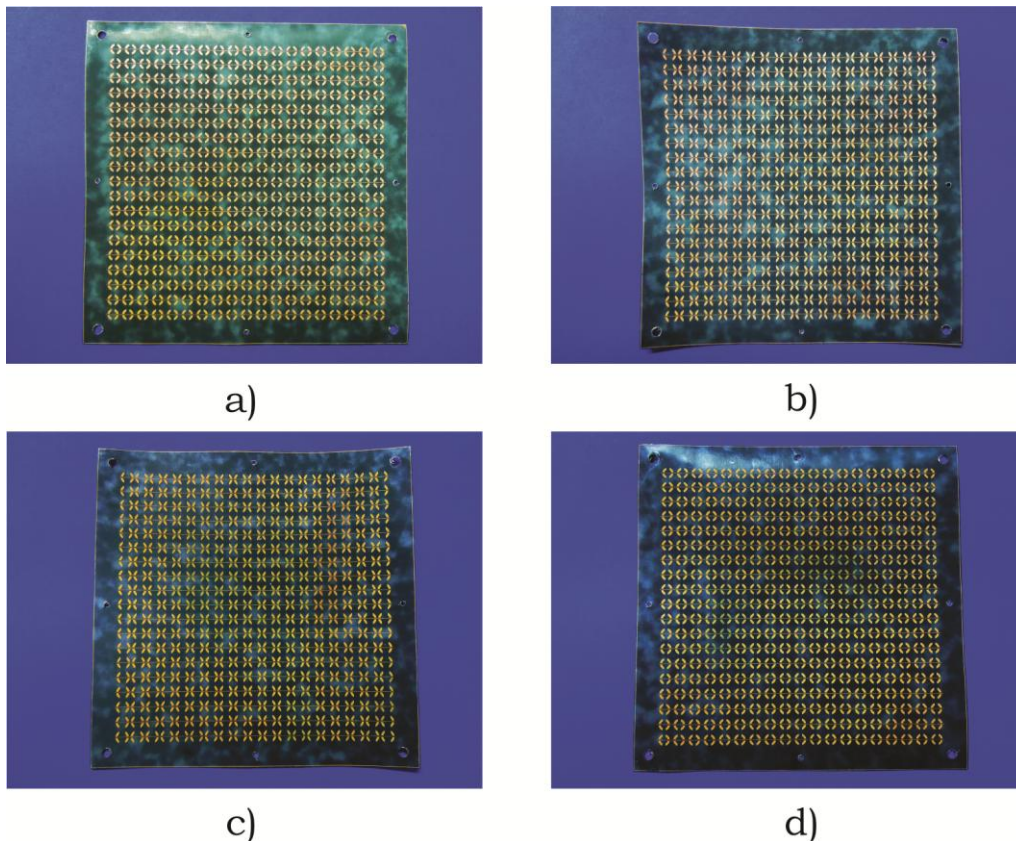


Figura 2.11. Fotografías de las cuatro capas, a), d) capas externas; b), c) capas internas.

Para obtener una vista más detallada de los dos tipos de anillos de las cuatro capas que forman el polarizador circular, en la Figura 2.12 se muestra una vista en el microscopio cuando las capas tienen una capa de fotoresista en donde se puede apreciar el sobreataque en los elementos en el proceso fotolitográfico. El sobreataque se puede observar como una línea oscura alrededor del anillo seccionado bisectado. Los valores del sobreataque están en el orden de $10\ \mu\text{m}$, por lo que al realizar las máscaras se toman en cuenta 10 micras más a las dimensiones originales de los elementos.

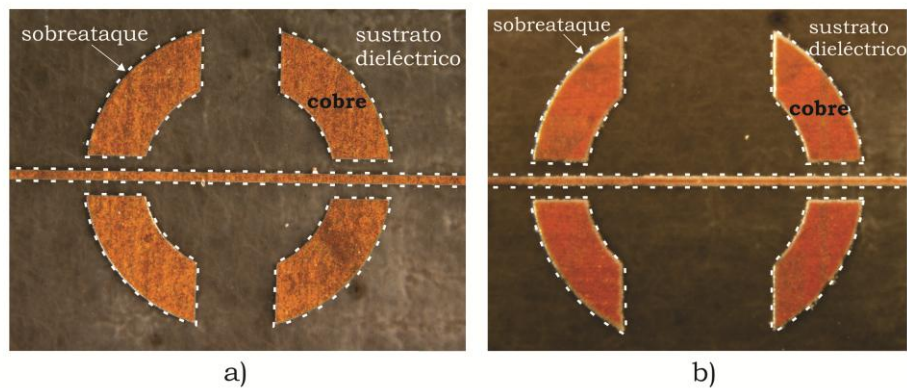


Figura 2.12. Vista en el microscopio de los tipos de anillos para las cuatro capas, a) anillo para las capas externas y b) anillo para las capas internas.

Una fotografía más detallada de una de las capas fabricadas se muestra en la Figura 2.13a. Se fabricaron los marcos hechos de acrílico plexiglás que se utilizan como soporte y espaciadores para asegurar la distancia requerida entre capas ($d=2.5\ \text{mm}$). Se usan cuatro pernos de metal para alinear los elementos de las capas. El polarizador ensamblado de cuatro capas se muestra en la Figura 2.13b.

Se realizaron las mediciones experimentales del prototipo, en el Laboratorio de Caracterización y Pruebas UNAMems de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, para validar los resultados que se obtuvieron en la simulación.

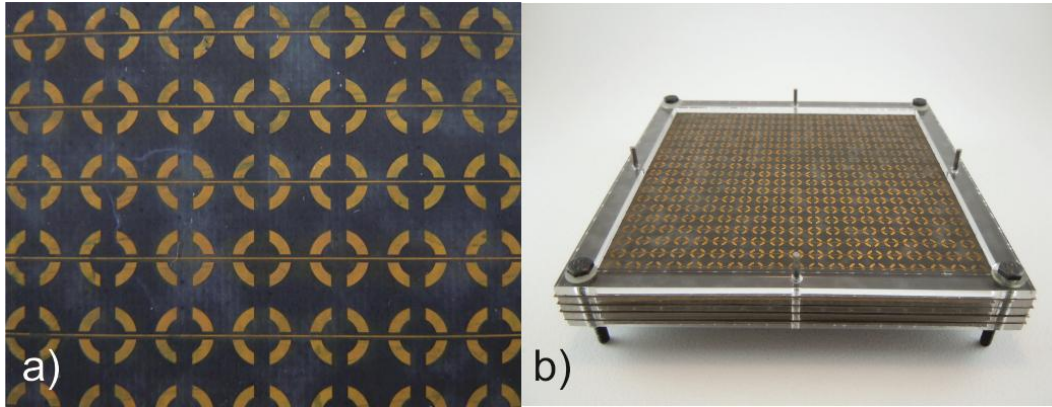


Figura 2.13. a) Una capa de la SSF y b) ensamblado de las cuatro capas del polarizador circular.

El arreglo de medición se muestra en la Figura 2.14. Este contiene dos antenas de corneta cónicas, corrugadas y conectadas a un analizador vectorial de redes (AVR). Se usan transiciones de guía de onda rectangular a circular para transformar el modo TE_{10} , de la guía de onda rectangular WR-28, al modo TE_{11} , linealmente polarizado, de la guía de onda circular. Las antenas de corneta se alinean para su máxima recepción. La antena transmisora provee una OPL cuyo vector de campo eléctrico se orienta a 45° con respecto al eje x . Las distancias entre las antenas y el polarizador están puestas para asegurar la zona de campo lejano. Se usó un lente dieléctrico de teflón de 9 cm de diámetro para transformar la onda esférica, radiada de la antena de corneta transmisora, en una onda cuasi plana propagándose hacia el polarizador. Se usaron dos etapas con mecanismos de rotación para poner las diferentes posiciones angulares tanto del polarizador como de las antenas de corneta transmisora y receptora.

Se utilizó una etapa con un mecanismo rotatorio para medir las características de transmisión para diferentes ángulos de elevación incidentes θ_{inc} de \vec{E}_{inc} . Las rotaciones del polarizador son a lo largo del eje y , mientras que el ángulo azimuthal φ_{inc} es igual a 0° . En la Figura 2.15 se observa una vista detallada del polarizador circular de cuatro capas montado en el mecanismo de rotación.

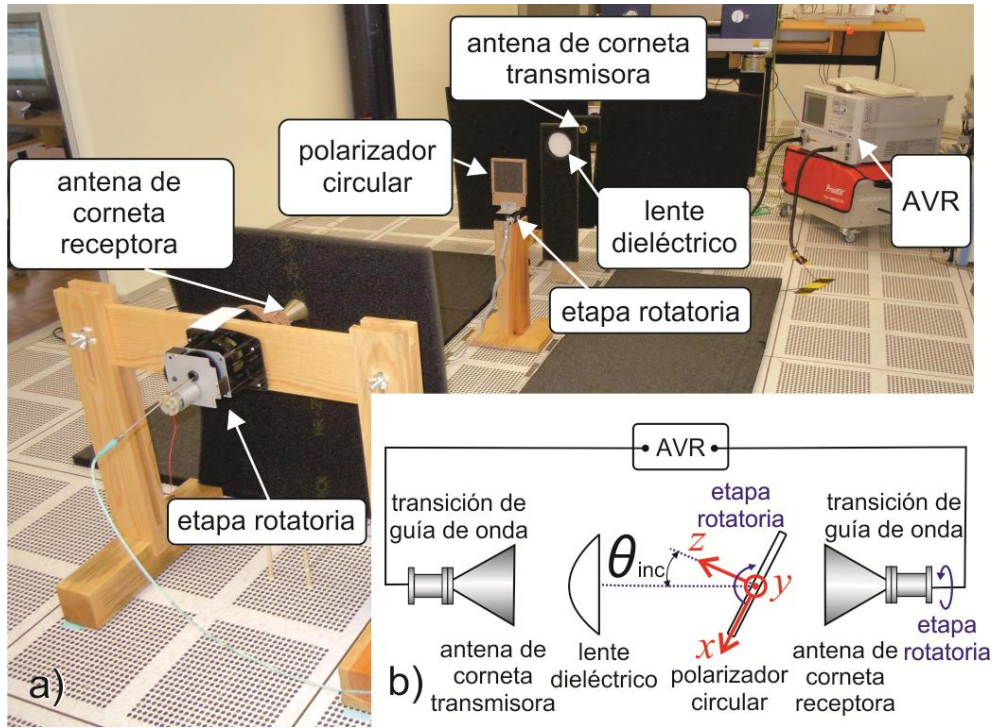


Figura 2.14. Arreglo experimental. a) Fotografía y b) diagrama vista transversal.

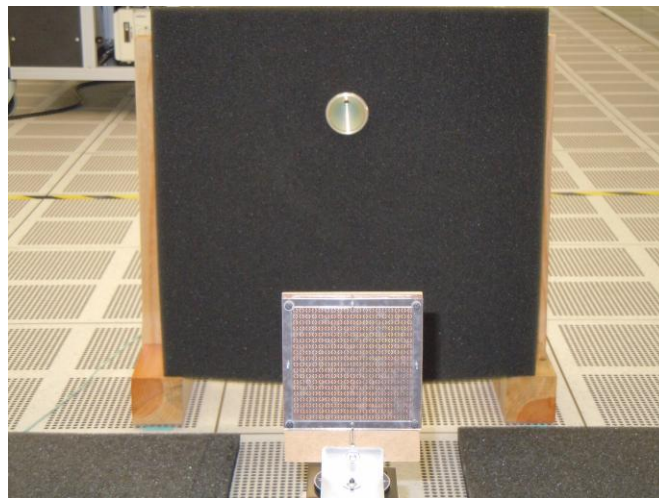


Figura 2.15. Polarizador circular en el mecanismo de rotación.

El RA medido para diferentes θ_{inc} en la banda de frecuencias de 25 a 38 GHz, así como la extracción del coeficiente de conversión de la OPL a la OPC, se muestra en la Figura 2.16. También, se muestra en la misma figura el RA

simulado para la SSF infinita. El polarizador circular provee RA menor a 3 dB en la banda de frecuencias de 25.5 a 36.5 GHz para θ_{inc} hasta 25°.

Se encontró una concordancia razonable entre la simulación numérica y los resultados experimentales. Se puede observar que la respuesta medida del RA confirma la tendencia calculada de la simulación. Sin embargo, es importante notar que en la simulación se considera una estructura periódica infinita, mientras que experimentalmente se midió un prototipo con dimensiones finitas (11 x 11 cm²). No obstante, el aumento del RA medido con respecto a los resultados simulados puede también explicarse por los siguientes factores: 1) tolerancias de fabricación debido al sobreataque y distancias no óptimas entre capas, 2) la poca elipticidad de la OPL incidente, 3) desalineación angular del vector de campo eléctrico de la OPL incidente con el eje puesto a 45°, 4) desalineación entre capas y 5) efectos de bordes.

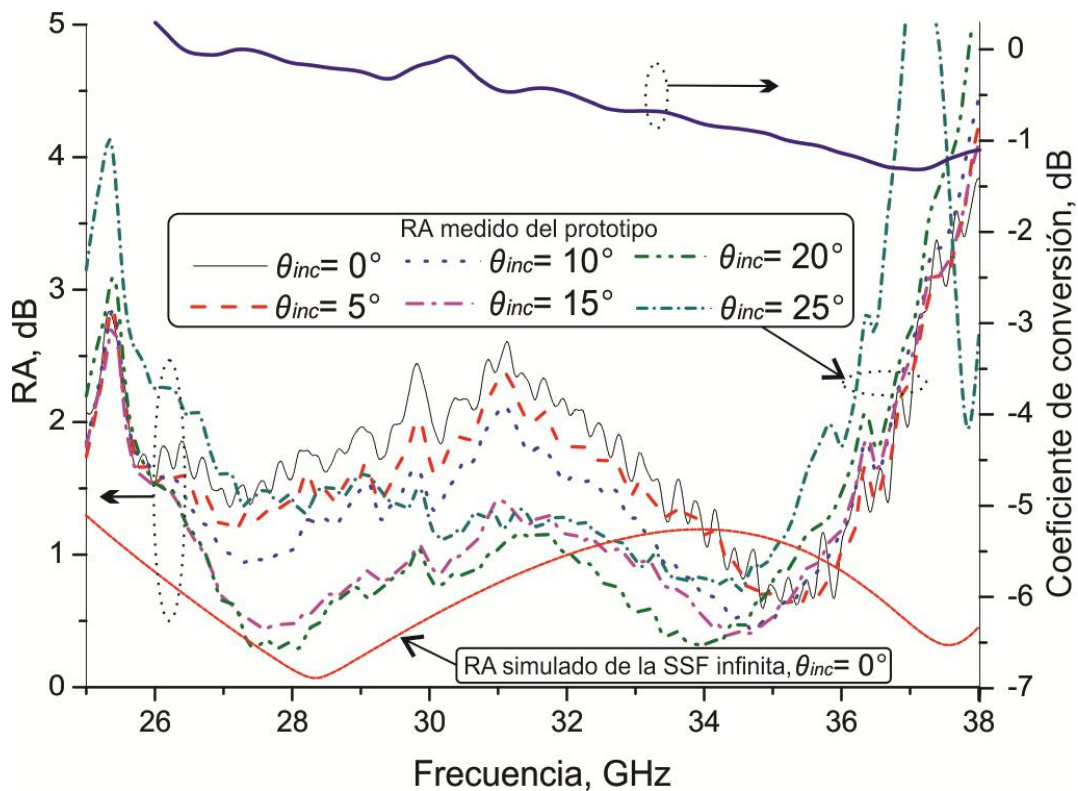


Figura 2.16. RA y coeficiente de conversión medido para OPL a OPC del prototipo del polarizador circular de cuatro capas y RA simulado de la SSF infinita.

Para medir la elipse de polarización, la antena receptora se controla por una segunda etapa con un mecanismo rotatorio para poner diferentes ángulos de rotación en el plano xy . Entonces la magnitud del campo eléctrico transmitido se mide en diferentes ángulos para obtener los ejes menor y mayor. Se graficaron las elipses ajustadas a los datos medidos. Se escogieron diez frecuencias distribuidas uniformemente a lo largo del ancho de banda para observar la tendencia de las elipses de polarización. En la Figura 2.17 se muestran las elipses de polarización de la onda transmitida en 25.5, 26.8, 28.1, 29.4, 30.7, 32.0, 33.3, 34.6, 35.9 y 37.2 GHz para θ_{inc} igual a 0° .

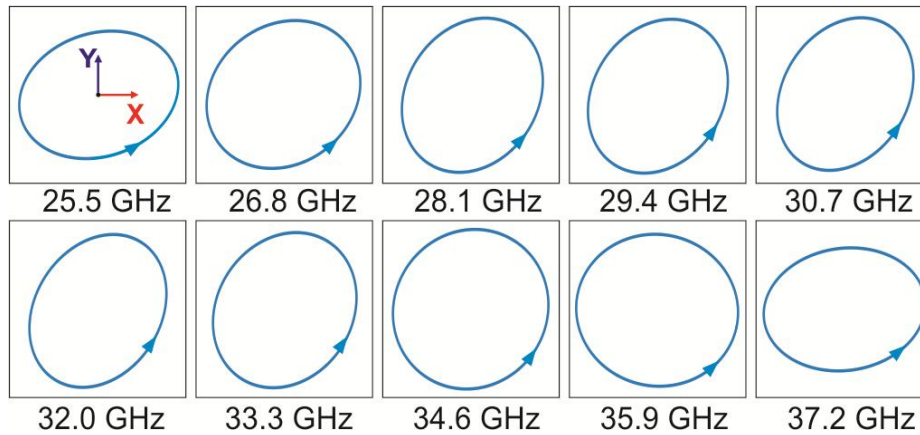


Figura 2.17. Elipses de polarización del prototipo de polarizador circular de cuatro capas para 10 frecuencias diferentes en $\theta_{inc} = 0^\circ$. Las ondas están orientadas de tal modo que están entrando al papel.

Cuando la diferencia de fase $\Delta\varphi$ es cercana a -90° , los ejes de la elipse de polarización se alinean a lo largo de los ejes x y y . Sin embargo, en el caso cuando $|T_{//}|$ es aproximadamente igual a $|T_{\perp}|$ y $\Delta\varphi$ difiere de -90° , el eje mayor de la elipse se alinea a 45° con respecto a los ejes x y y . Así, se concluye que en los lados de la banda las distorsiones en la polarización circular son principalmente causadas por las elevadas reflexiones. Por otra parte, un poco de elipticidad se observa en la banda de frecuencia de 28.1 a 33.3 GHz porque la diferencia de fase $\Delta\varphi$ difiere del valor ideal de -90° .

2.10 Aplicación del polarizador circular diseñado

Como una aplicación del polarizador circular de cuatro capas basado en SSF, de anillos seccionados y bisectados, se presenta una superficie selectiva de polarización circular (SSPC) en cascada, basada en anillos seccionados bisectados [36]. La SSPC permite la transmisión de un sentido de la polarización circular, mientras que refleja el otro sentido. Para validar el diseño propuesto, se diseñó, fabricó y caracterizó un prototipo de nueve capas, en cascada, el cual opera en la banda Ka. Los resultados experimentales muestran que se obtienen para un sentido de la polarización circular coeficientes de transmisión mayores a -1 dB y razones axiales menores a 3 dB, mientras que para el sentido opuesto de la polarización circular se obtienen coeficientes de transmisión menores a -20 dB sobre una banda de frecuencia de 26.39 a 35.43 GHz.

2.11 Superficie selectiva de polarización circular en cascada basada en anillos seccionados bisectados

Para aumentar la pureza de una OPC, se han analizado y estudiado superficies selectivas de polarización circular (SSPC), las cuales son capaces de discriminar entre la polarización circular de mano derecha e izquierda. Se han propuesto en la literatura diferentes geometrías de celda unitaria para SSPC [37-43]. Como una aplicación del polarizador circular diseñado, se presenta una SSPC en cascada, basada en anillos seccionados bisectados. Esta geometría ha sido usada en el diseño del polarizador circular de banda ancha con bajas razones axiales (RAs) para altos ángulos de incidencia [31]. La SSPC propuesta permite la transmisión de la polarización circular en un sentido, mientras que refleja el otro sentido. Para validar la SSPC, se diseñó, fabricó y caracterizó un prototipo de nueve capas que opera en la banda Ka.

2.12 Principio de operación de la SSPC

La SSPC propuesta se muestra en la Figura 2.18a, la cual consiste en la conexión de tres bloques en cascada. El primer y tercer bloque son polarizadores circulares (PCs) y el segundo bloque es un polarizador lineal (PL). Cada PC se construye como una estructura de cuatro capas para aumentar el ancho de banda.

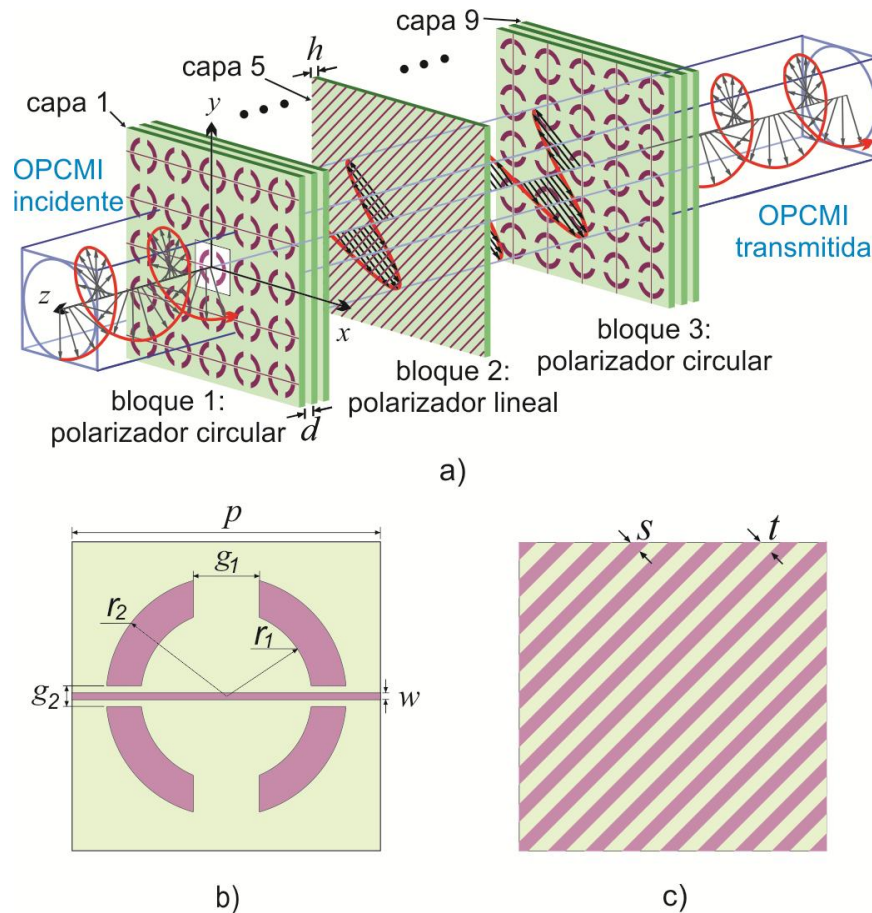


Figura 2.18. SSPC basada en anillos seccionados bisectados. a) SSPC que transmite una OPCMI y refleja una OPCMD. b) Geometría de la celda unitaria del PC. c) Geometría del polarizador lineal.

La geometría del elemento de los PCs se muestra en la Figura 2.18b. Esta geometría se define como: p es el periodo de la malla cuadrada, r_1 y r_2 son los

radios interior y exterior del anillo de metal seccionado, respectivamente; g_1 y g_2 son las longitudes de los espacios verticales y horizontales, respectivamente; y w es el ancho de la línea de metal que bisecta el anillo seccionado. La geometría del PL se describe en la Figura 2.18c y consiste de una rejilla metálica inclinada 45° con respecto al eje x . Las líneas metálicas tienen un ancho s y están separadas por un espaciamiento t . Todos los elementos metálicos están impresos en un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y espesor h . La distancia entre las capas dentro de los bloques y la distancia entre los bloques es d .

Ahora, considerando que una OPC incidente de mano izquierda (OPCMI) con un número de onda k_0 viaja en la dirección $-z$ hacia la SSPC, como se muestra en la Figura 2.18a. El vector de campo eléctrico de esta onda se presenta como la suma de las ondas polarizadas linealmente x y y con magnitud de E_0 :

$$\vec{E}_{inc} = E_0(\hat{x} - j\hat{y})e^{jk_0z}. \quad (2.10)$$

En el bloque 1, la componente x de \vec{E}_{inc} es paralela a las líneas de metal, mientras que la componente y es perpendicular. Para la componente x , cada superficie del bloque 1 exhibe un comportamiento inductivo debido a las líneas de metal y para la componente y presenta una respuesta capacitiva principalmente debido a los espacios horizontales del anillo. Por lo tanto, se introduce una diferencia de fase positiva entre las componentes x y y para la onda que viaja a través de este bloque. En la salida del bloque 1, el campo eléctrico transmitido se presenta como sigue:

$$\vec{E}_t = E_0(T_x\hat{x} - jT_y\hat{y})e^{jk_0z}, \quad (2.11)$$

donde $T_x = |T_x|e^{j\phi_x}$ y $T_y = |T_y|e^{j\phi_y}$ son los coeficientes de transmisión para las polarizaciones x y y , respectivamente. Como resultado aparece una diferencia

de fase $\Delta\varphi = \varphi_x - \varphi_y$ entre las dos componentes de la onda transmitida. Si se ajustan el espaciado entre las capas y la geometría del elemento, para obtener un $\Delta\varphi$ de 90° y $|T_x| = |T_y|$, la OPCMI incidente se convierte entonces en una onda transmitida con polarización lineal OPL con un vector de campo eléctrico orientado -45° con respecto al eje x .

En el bloque 2, el vector de campo eléctrico de la OPL mencionado es perpendicular a la rejilla metálica del PL, así esta onda pasa a través del PL. El tercer bloque es idéntico al bloque 1 pero rotado 90° dentro del plano XY con respecto al primer bloque. Este bloque final convierte la OPL posterior a una OPCMI.

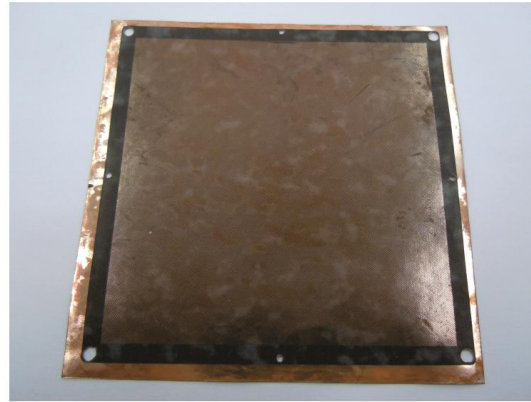
Ahora, por el contrario, para el caso de una onda incidente polarizada circularmente de mano derecha (OPCMD) viajando hacia la SSPC en la dirección de $-z$, el bloque 1 transforma esta onda a una OPL con este vector de campo eléctrico paralelo a la rejilla metálica del PL. Así, esta onda se refleja por el PL.

Consecuentemente, esta SSPC permite la transmisión de una OPCMI mientras refleja una OPCMD. Si el bloque 2 de la SSPC mostrada en la Figura 2.18a se rota 90° dentro del plano XY , se puede obtener un SSPC que transmite una OPCMD incidente mientras refleja una OPCMI incidente.

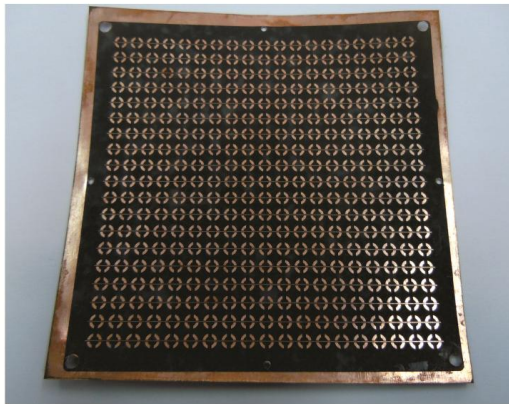
2.13 Geometría optimizada de la SSPC

Se diseñó una SSPC de nueve capas para operar en la banda Ka. Los PCs se optimizaron siguiendo la misma aproximación del polarizador circular, descrito en [32]. Para las simulaciones se considera un sustrato dieléctrico con $\varepsilon_r = 2.2$, $\tan \delta = 0.0009$ y $h = 0.127$ mm. Se considera una SSPC con $p = 5$ mm y $d = 2.5$ mm. Las dimensiones correspondientes a la geometría optimizada de la celda unitaria se muestran en la Tabla 2.3. En la Figura 2.19 se muestra la celda unitaria para las nueve capas de la SSPC

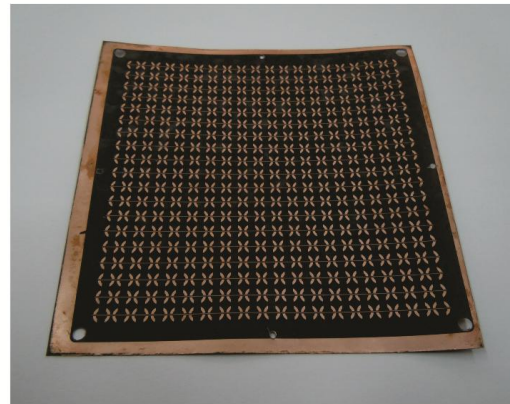
observa la capa del polarizador lineal del segundo bloque y una de las capas externas e internas del polarizador circular del tercer bloque como se puede ver en la Figura 2.18a.



a)



b)



c)

Figura 2.20. Fotografías de las capas que forman el segundo y tercer bloque. a) Capa del polarizador lineal del bloque 2, b) capa externa y c) capa interna del bloque 3.

Se muestra en la Figura 2.21 una vista más detallada, que permite observar estos dos tipos de anillos para las capas externas e internas del tercer bloque que forman las cuatro capas del segundo polarizador circular. Esta es una vista en el microscopio cuando los anillos tienen una capa de fotoresina, donde se puede apreciar el sobreataque en los elementos en el proceso fotolitográfico.

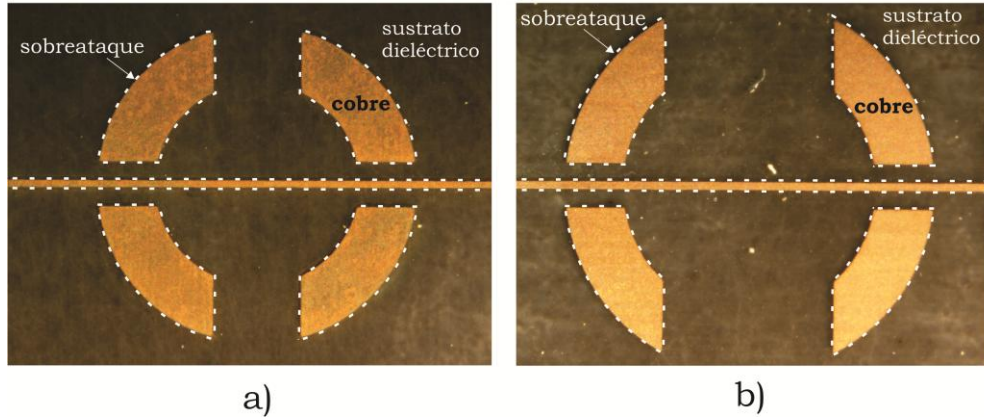


Figura 2.21. Vista en el microscopio de los tipos de anillos que forman las cuatro capas, a) anillo capa externa y b) anillo capa interna.

Se construyeron espaciadores en la forma de marcos de acrílico para asegurar la distancia $d = 2.5$ mm. El prototipo del polarizador ensamblado de nueve capas se muestra en la Figura 2.22.

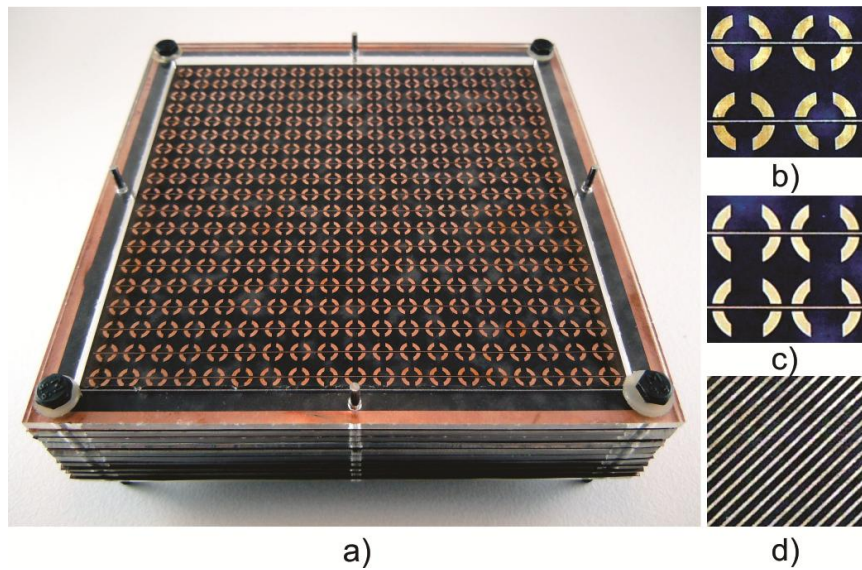


Figura 2.22. Prototipo de la SSPC. a) SSPC ensamblada de nueve capas. b) Elementos en las capas 1, 4, 6 y 9. c) Elementos en las capas 2, 3, 7 y 8. d) Vista detallada de la capa 5.

El arreglo de medición contiene dos antenas cónicas de corneta, corrugadas, conectadas a un analizador vectorial de redes (AVR). Se usan dos polarizadores circulares de guía de onda y dos transiciones de guía de onda rectangular a circular para transformar el modo TE_{10} , de la guía de onda rectangular, a un modo TE_{11} polarizado circularmente en la guía de onda circular. Un lente dieléctrico se usa para enfocar la onda incidente en la SSPC. En la Figura 2.23 se muestra el arreglo experimental para la medición de la SSPC y en la Figura 2.24 se observa más detalladamente la SSPC de nueve capas.

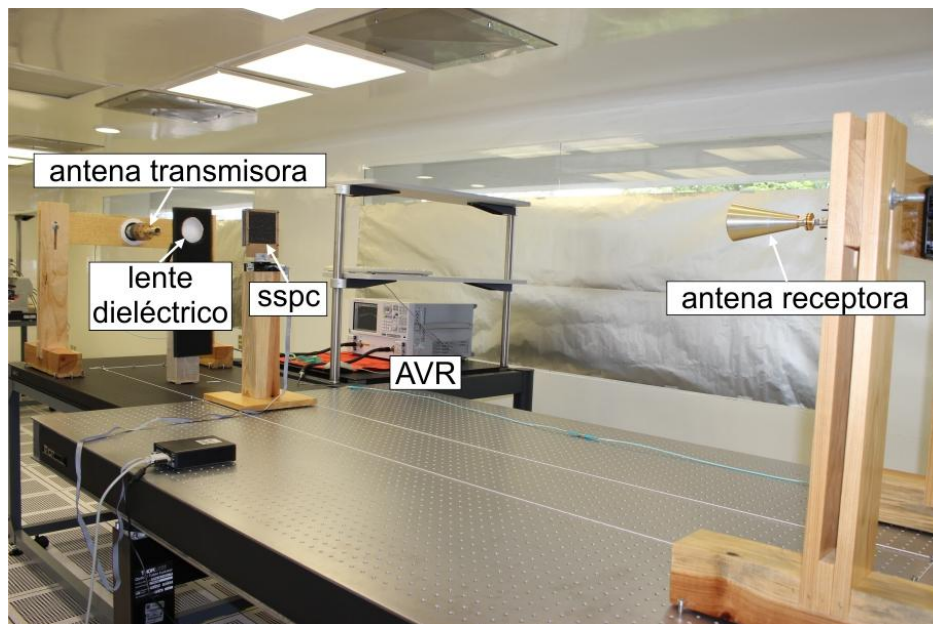


Figura 2.23. Arreglo experimental.



Figura 2.24. SSPC de nueve capas.

Las magnitudes de los coeficientes de transmisión simulados y medidos de la SSPC en el caso de una OPCMI ($|T_{MI}|$) y una OPCMD ($|T_{MD}|$) se muestran en la Figura 2.25.

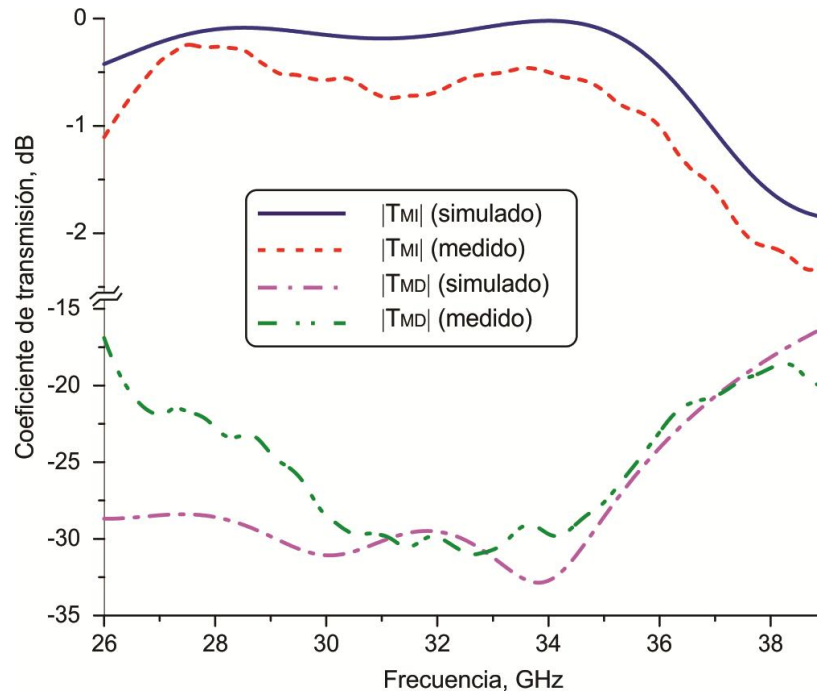


Figura 2.25. Magnitudes del coeficiente de transmisión medido y simulado de la SSPC en el caso de una OPCMI y OPCMD.

Se observa una buena coincidencia entre los resultados simulados y medidos. De acuerdo a los resultados experimentales la discriminación de la OPCMD es menor a -20 dB en la banda de frecuencia de 26.39 a 37.32 GHz. La SSPC diseñada asegura que el coeficiente de transmisión para la OPCMI es mayor a -1 dB en el intervalo de frecuencia de 26.12 a 35.99 GHz. La razón axial medida de la onda transmitida es menor a 3 dB en la banda de frecuencia de 26 a 35.43 GHz. La menor discrepancia entre los resultados simulados y medidos puede explicarse por las tolerancias de fabricación, la leve elipticidad producida por los polarizadores de guía de onda circular y por los efectos de borde.

Las razones axiales RAs calculadas y medidas de la onda transmitida para el caso de una OPCMI incidente se muestran en la Figura 2.26.

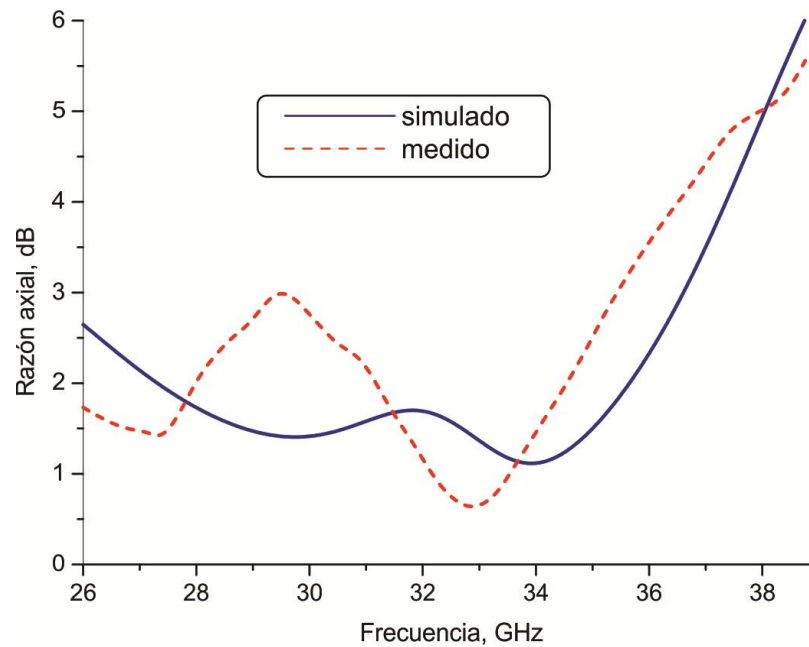


Figura 2.26. RAs medidas y simuladas de la onda transmitida en el caso de una OPCMI incidente.

Los resultados medidos en la banda de frecuencias de 26.39 a 35.43 GHz demuestran que la SSPC fabricada provee RAs menores a 3 dB con coeficientes de transmisión mayores a -1 dB para un sentido de la polarización circular, mientras que para el sentido opuesto, la SSPC provee coeficientes de transmisión menores a -20 dB.

2.15 Conclusiones

En este capítulo se investigaron los diferentes tipos de polarizadores circulares y se estudiaron las ventajas y desventajas. Se investigó y desarrolló un polarizador circular multicapa, para la banda Ka, basado en SSFs de anillos seccionados bisectados. Se diseñó, fabricó y caracterizó un polarizador circular de cuatro capas en cascada, basado en SSFs de anillos de metal seccionados bisectados por una línea de metal. Los resultados medidos muestran que este polarizador provee valores de razones axiales menores que 3 dB en la banda de frecuencia de 25.5 a 36.5 GHz para θ_{inc} hasta 25°. Existe una coincidencia razonable entre los resultados simulados y los resultados experimentales que fueron obtenidos.

Asimismo, se presenta una SSPC en cascada, basada en anillos seccionados bisectados, para mejorar la pureza en la polarización circular. Se diseñó, fabricó y caracterizó un prototipo de SSPC de nueve capas en cascada, para la banda Ka, basada en anillos de metal seccionados bisectados por una línea de metal. Los resultados medidos demuestran que la SSPC provee valores de razón axial menores a 3 dB y coeficientes de transmisión mayores a -1 dB para un sentido de la polarización circular, mientras que para el sentido opuesto, la SSPC provee coeficientes de transmisión menores a -20 dB en la banda de frecuencia de 26.39 a 35.43 GHz. Se obtuvo una buena coincidencia entre los resultados simulados y los resultados medidos. La importancia del convertidor de polarización y la superficie selectiva de polarización es la de proveer una onda electromagnética de polarización circular para iluminar los arreglos reflectivos en un amplio ancho de banda.

Bibliografia

- [1] A. Kajiwara, "Line-of-sight indoor radio communication using circularly polarized waves," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 3, Aug. 1995, pp. 487-493.
- [2] V. Rafii, J. Nourinia, C. Ghobadi, J. Pourahmadazar, and B. S. Virdee, "Broadband circularly polarized slot antenna array using sequentially rotated technique for C-band applications," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, 2013, pp. 128-131.
- [3] B. A. Munk, *Finite Antenna Arrays and FSS*, IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc. Publication, Wiley-Interscience, 2003.
- [4] J. J. Pakan, "Antenna Polarizer Having Two Phase Shifting Mediums," U. S. Patent No. 2,978,702, Apr. 1961.
- [5] D. S. Lerner, "A wave polarization converter for circular polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 13, No. 1, Jan. 1965, pp. 3-7.
- [6] P. J. Meier, and S. Arnow, "Wide-band polarizer in circular waveguide loaded with dielectric discs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-13, No. 6, Nov. 1965, pp. 763-767.
- [7] G. Bertin, B. Piovano, L. Accatino, and M. Mongiardo, "Full-wave design and optimization of circular waveguide polarizers with elliptical irises," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 4, Apr. 2002, pp. 1077-1083.
- [8] G. Virone, R. Tascone, O. A. Peverine, and R. Orta, "Optimum-iris-set concept for waveguide polarizers," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 17, No. 3, Mar. 2007, pp. 202-204.
- [9] S.-W. Wang, C.-H. Chien, C.-L. Wang, and R.-B. Wu, "A circular polarized designed with a dielectric septum loading," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 7, Jul. 2004, pp. 1719-1723.

- [10] T.-L Zhang, and Z.-H Yan, "A Ka dual-band circular waveguide polarizer", *IEEE 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE'06)*, Guilin, Oct. 2006, pp. 1-4.
- [11] T.-Y. Huang, Y.-C. Yu, and R.-B. Wu, "Dual-band/broadband circular polarizers designed with cascaded dielectric septum loadings," *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Cambridge, USA, Mar. 2006, pp. 475-477.
- [12] N. Yoneda, M. Miyazaki, T. Horie, and H. Satou, "Mono-grooved circular waveguide polarizers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seattle, Washington, Jun. 2002, pp. 821-824.
- [13] N. Yoneda, M. Miyazaki, H. Matsumura, and M. Yamato, "A design of novel grooved circular waveguide polarizers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 12, Dec. 2000, pp. 2446-2452.
- [14] A. J. Simmons, "Phase shift by periodic loading of waveguide and its application to broad-band circular polarization," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 3, No. 6, Dec. 1955, pp. 18-21.
- [15] K. K. Chan and H. Ekstrom, "Dual band/wide band waveguide polarizer," *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, Sidney, New South Wales, Dec. 2000, pp. 66-69.
- [16] S.-M. Hwang, and B.-Ch. Ahn, "New design method for a dual band waveguide iris polarizer," *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications*, Hangzhou, Aug. 2007, pp. 435-438.
- [17] G. Figlia, D. Forigo, F. Mercurio, and D. Savini, "An iris polarizer in coaxial waveguide," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-S Digest*, San Jose, California, Jun. 1989, pp. 961-964.
- [18] L. Young, L. A. Robinson, and C. A. Hacking, "Meander-line polarizer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 21, No. 3, May 1973, pp. 376-378.

- [19] J. J. Epis, "Broadband Antenna Polarizer," U. S. Patent No. 3,754,271, Aug. 1973.
- [20] C. Terret, J. R. Levrel, and K. Mahdjoubi, "Susceptance computation of a meander-line polarizer layer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, No. 9, Sep. 1984, pp. 1007-1011.
- [21] R. S. Chu and K. M. Lee, "Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 35, No. 6, Jun. 1987, pp. 652-661.
- [22] R. A. Marino, "Accurate and efficient modeling of meander-line polarizers," *Microwave J.*, Nov. 1998, pp. 22-34.
- [23] M.-A. Joyal, and J.-J. Laurin, "Design of thin circular polarizers", *IEEE AP-S/URSI International Symposium on Antennas and Propagation*, Spokane, Washington, Jul. 2011, pp. 2653-2656.
- [24] M. Letizia, J.-F. Zürcher, B. Fuchs, C. Z. Gastón, and J. R. Mosig, "Circularly polarized multi-beam lens antenna system. Comparison between 2 polarizers," *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Mar. 2012, pp. 2775-2778.
- [25] E. Doumanis, G. Goussetis, J. L. Gomez-Tornero, R. Cahill, and V. Fusco, "Anisotropic impedance surfaces for linear to circular polarization conversion," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 1, Jan. 2012, pp. 212-219.
- [26] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill, and R. Dickie, "Comparison of frequency-selective screen-based linear to circular split-ring polarization convertors," *Microwave Antennas Propagation*, Vol. 4, No. 11, Nov. 2010, pp. 1764-1772.
- [27] M. Letizia, B. Fuchs, C. Zorraquino, J. F. Zurcher, and J. R. Mosig, "Oblique incidence design of meander-line polarizers for dielectric lens antennas," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 45, Nov. 2012, pp. 309-335.

- [28] M. Joyal and J. Laurin, "Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 6, Jun. 2012, pp. 3007-3011.
- [29] S. Yan and G. A. E. Vandenbosch, "Compact circular polarizer based on chiral twisted double split-ring resonator," *Applied Physics Letters*, Vol. 102, No. 10, Mar. 2013, p. 103503.
- [30] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill, and R. Dickie, "32 GHz single layer sub-millimeter wave FSS based split slot ring linear to circular polarization convertor," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 7, Jul. 2010, pp. 2457-2459.
- [31] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, 2014, pp. 153-156.
- [32] A. Kondo, "Design and characteristics of ring-slot FSS," *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 3, Jan. 1991, pp. 240-241.
- [33] P. S. Taylor, A. C. M. Austin, E. A. Parker, M. J. Neve, J. C. Batchelor, J. T.-P. Yiin, M. Leung, G. B. Rowe, A. G. Williamson, and K. W. Sowerby, "Angular independent frequency selective surfaces for interference control in indoor wireless environments," *Electronics Letters*, Vol. 48, No. 2, Jan. 2012, pp. 61-62.
- [34] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York, NY, USA: Wiley, 1997.
- [35] G. T. Márkov and D. M. Sazónov, *Antennas*, URSS, 1975.
- [36] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, A. E. Martynyuk, "Cascaded circular-polarisation-selective surface based on bisected split rings," *Electronics Letters*, Vol. 50, No. 19, Sep. 2014, pp. 1335-1336.

- [37] R. Pierrot, "Elements resonants en polarisation circulaire et reflecteur semi-transparent compose de ces elements," French Patent 89.609, 1.512.598, Dec. 1966.
- [38] G. A. Morin, "A simple circular polarization selective surface (CPSS)," *IEEE AP-S Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, May 1990, pp. 100-103.
- [39] J. E. Roy and L. Shafai, "Reciprocal circular polarization selective surface," *IEEE Antennas Propagation Magazine*, Vol. 38, No. 6, 1996, pp. 18-33.
- [40] V. E. Fusco and B. Nair, "Circular polarization selective surface characterization and advanced applications," *IEE Proceedings Microwave Antennas and Propagation*, Vol. 153, No. 3, Jun. 2006, pp. 247-252.
- [41] I.-Y. Tarn and S.-J. Chung, "A new advance in circular polarization selective surface –a three layered cpss without vertical conductive segments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 2, Feb. 2007, pp. 460-467.
- [42] S. Mener, R. Guillard, R. Sauleau, C. Cheymol, and P. Potier, "Design and characterization of a cpss-based unit-cell for circularly polarized reflectarray applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 4, Apr. 2013, pp. 2313-2318.
- [43] M.-A. Joyal and J.-J. Laurin, "Design and analysis of a cascade circular-polarization-selective surface at K band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, No. 6, Jun. 2014, pp. 3043-3053.

Capítulo 3

Análisis de arreglos reflectivos reconfigurables basados en anillos de metal seccionados con cargas reactivas

3.1 Introducción

En este capítulo se presenta el desarrollo de los arreglos reflectivos de banda ancha capaces de reconfigurar dinámicamente su haz de exploración utilizando elementos espirafase. Se muestran los principios en los cuales se basan los arreglos reflectivos, se presenta el modelo matemático para conocer el desempeño del arreglo reflectivo y el principio de funcionamiento para el diseño, la simulación y la optimización de la celda unitaria de los arreglos reflectivos, para operar en la banda Ka, teniendo aplicaciones de banda ancha.

Basados en el principio de cambio de fase de Fox [1], la reflexión de la onda incidente polarizada circularmente desde el arreglo, con posiciones angulares uniformes en las cargas reactivas de los elementos en un ángulo γ , aparece un cambio de fase de 2γ en la onda reflejada polarizada circularmente. Sin

embargo, al colocar posiciones angulares no uniformes en las cargas reactivas de los elementos, aparece un cambio de fase no uniforme en la onda reflejada polarizada circularmente. Por lo tanto, es posible introducir una distribución de fase lineal entre los elementos del arreglo y poder redireccionar la onda plana reflejada como se desee.

Es necesario introducir un mecanismo de corrimiento de frecuencia en cada elemento del arreglo para controlar las fases de las ondas reflejadas y poder sumarlas de forma coherente en una dirección deseada. La no uniformidad de las posiciones de las cargas en los anillos metálicos seccionados, provoca la presencia de un desplazamiento de fase no uniforme en la onda reflejada de polarización circular. Por lo tanto, si se introduce un desplazamiento de fase progresivo distribuido linealmente entre los elementos del arreglo, es posible direccionar la onda reflejada según se requiera. Así, con un adecuado posicionamiento de las cargas reactivas en los anillos metálicos seccionados, el ángulo de reflexión se cambia.

Los arreglos reflectivos reconfigurables diseñados deben cumplir con el principio de cambio de fase de Fox, así como obtener valores del coeficiente de conversión mayores a -1 dB para una amplia banda de frecuencia. También se requiere poder explorar en altos ángulos de escaneo, así como la posibilidad de tener bajas pérdidas en la formación electrónica del haz, para obtener antenas de arreglos reflectivos de gran apertura y alta ganancia para comunicaciones de espacio profundo [2-4].

El análisis electromagnético permitirá obtener las características de desempeño del arreglo reflectivo. Mediante el uso de programas de simulación numérica propios y comerciales se podrá estimar el impacto de la interconexión electromagnética de los elementos en un ambiente periódico. Para tener una propuesta de diseño del elemento radiador, se presentan los principios en los que se basan los elementos radiadores de los arreglos reflectivos reconfigurables.

3.2 Principio espirafase en los arreglos reflectivos

El principio denominado espirafase fue investigado por Phelan y se ha utilizado en el desarrollo de los arreglos de fase [5]. Una antena espirafase está formada por una espiral que se conmuta con diodos para tener un desplazamiento de fase en la apertura, simulando así una rotación de la espiral sobre su propio eje sin la necesidad de moverla físicamente, logrando así la exploración del espacio a través del haz de la antena. Entonces, si se introducen dispositivos de control en los elementos de la antena, es posible simular una rotación mecánica del elemento, modificando así, la fase de la onda reflejada para poder direccionarla como se desee.

3.3 Principio de cambio de fase de Fox

El concepto espirafase está basado en el principio de cambio de fase de Fox [1], que establece que si una onda de polarización circular (OPC) incide sobre una sección de control, diseñada de tal forma que provea dos diferentes coeficientes de reflexión para dos modos de polarización ortogonales con vectores de densidad de campo eléctrico paralelo y perpendicular a los ejes PP' como se muestra en la Figura 3.1, entonces, la OPC reflejada tendrá una diferencia de fase de 2γ con respecto a la onda incidente.

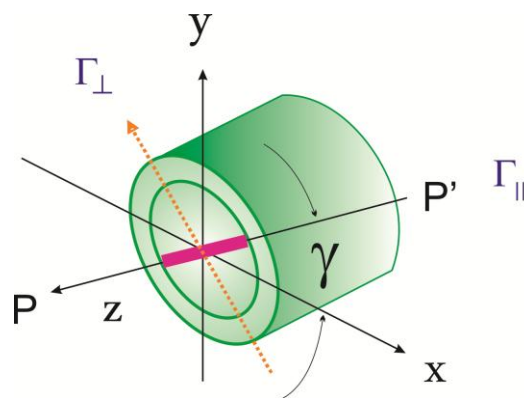


Figura 3.1. Sección de control.

Si se considera que una onda plana de polarización circular de frecuencia $\omega/2\pi$ se propaga en la dirección negativa de z . Entonces el campo eléctrico de esta onda se puede escribir como:

$$\vec{E}_i = E_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{jkz}, \quad (3.1)$$

donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones X y Y , respectivamente, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ es el número de onda, ε_0 y μ_0 son la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del espacio libre, respectivamente y $j = \sqrt{-1}$.

El campo eléctrico de la onda reflejada se expresa como la suma de dos OPC que se propagan en la dirección positiva de Z :

$$\vec{E}_r = 0.5E_0 e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} + 0.5E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz}. \quad (3.2)$$

Entonces, la onda reflejada posee dos componentes. La primer componente de la suma en (3.2) es una OPC que tiene la misma dirección de rotación que el vector \vec{E}_i , la fase de esta onda reflejada es controlada por la sección de control y depende del ángulo γ , y por lo tanto la llamaremos onda controlada, mientras que la segunda componente de la suma, es una OPC reflejada cuyo vector de polarización gira en sentido contrario a la onda incidente. En esta onda reflejada no es posible controlar la fase porque es independiente del ángulo γ , por lo que la llamaremos onda no controlada. Entonces, si aseguramos que existe un desplazamiento de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la onda reflejada, es posible cancelar el segundo término de la ecuación. Por lo que una rotación en un ángulo γ , produce un cambio de fase de la onda reflejada de polarización circular de 2γ y la sección se comportará como un desplazador de fase ideal cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Gamma_{//} = -\Gamma_{\perp} \quad (3.3)$$

Entonces, si un elemento de una antena de polarización circular se rota en un ángulo γ desde su posición original, la fase de la onda de polarización circular reflejada estará adelantada o atrasada en un ángulo 2γ .

3.4 Teorema de Floquet y arreglos infinitos

Para realizar el análisis de los arreglos reflectivos es necesario tomar en cuenta los efectos del acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo. Es posible realizar un acoplamiento razonable para grandes arreglos asumiendo que son estructuras periódicas e infinitas. El teorema de Floquet es aplicable al análisis de arreglos infinitos.

El teorema de Floquet es esencialmente una extensión de la serie de Fourier para funciones periódicas [6]. Esta extensión permite una descripción modal de algún campo o función de una estructura plana infinita al resolver los campos o las corrientes desconocidas en una sola celda del arreglo periódico. Esta función periódica es una descripción apropiada para el campo en la vecindad de un arreglo periódico infinito que se excita uniformemente en amplitud pero con una fase variable linealmente. El teorema de Floquet permite analizar estructuras periódicas planas infinitas al describir los campos electromagnéticos en la región abierta, fuera de cualquier elemento del arreglo, en términos de un conjunto completo de modos ortogonales. Estos modos Floquet representan físicamente ondas planas TE o TM que se propagan o decaen fuera del plano donde se sitúa la estructura periódica. Los modos Floquet permiten la formulación de diferentes tipos de ecuaciones integrales.

3.5 Método del acoplamiento modal

El método del acoplamiento modal consiste en dividir el espacio del arreglo en diferentes regiones a lo largo del eje z como se muestra en la Figura 3.2. El arreglo está formado por un sustrato dieléctrico en el cual están impresos los elementos radiadores y una pantalla metálica situada a una distancia detrás del sustrato dieléctrico. En cada una de las regiones se hace una expansión de los campos mediante los modos Floquet. En el plano $z=0$, el campo total está formado por el campo incidente, el campo reflejado y el campo transmitido, los cuales están representados por los modos Floquet.

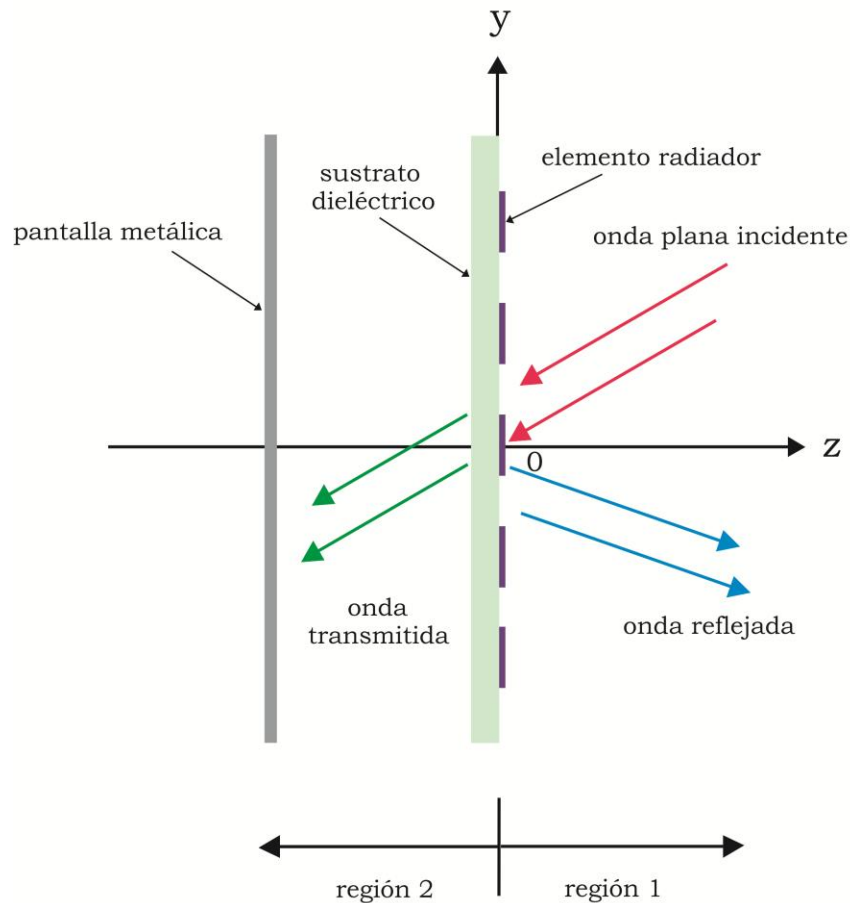


Figura 3.2. Arreglo reflectivo dividido en regiones.

Las componentes transversales de los campos incidentes \vec{E}_τ^i y \vec{H}_τ^i se expresan como una expansión de los modos Floquet vectoriales:

$$\vec{E}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{l=1}^2 A_{l00} \vec{\psi}_{l00} \exp(-jk_{00}^z z), \quad (3.4)$$

$$\vec{H}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \vec{a}_z \times \vec{\psi}_{l00} \exp(-jk_{00}^z z), \quad (3.5)$$

donde A_{l00} es la magnitud de la onda incidente, $\vec{\psi}_{l00}$ es el modo Floquet incidente, k_{00}^z es el número de onda del modo Floquet incidente, Y_{l00} son las admitancias modales para el modo Floquet incidente en la región 1 de $z \leq 0$ y los subíndices $l=1$ y $l=2$, indican los modos TE y TM, respectivamente.

Con base en lo anterior, se tienen las bases para el desarrollo de los modelos matemáticos que nos permiten analizar los arreglos reflectivos.

3.6 Propuesta de desarrollo de arreglos reflectivos

La posibilidad de desarrollar arreglos reflectivos basados en tecnologías de fabricación planares sobre un sustrato dieléctrico, presenta grandes ventajas como es el poseer un costo de fabricación relativamente bajo. Además de considerar la integración de desplazadores de fase, en cada uno de los elementos radiadores para el corrimiento de fase, y la utilización del principio espirafase, que permite utilizar la polarización circular, provee el desempeño de arreglos versátiles de alta integración que puedan dirigir el haz en una dirección determinada.

En el diseño de los arreglos reflectivos reconfigurables, se debe de tomar en cuenta el uso de modelos matemáticos adecuados, para poder optimizar el diseño del elemento radiador y obtener arreglos reflectivos de alto desempeño que sean incorporados en sistemas de antenas inteligentes para radio, radares y dispositivos móviles.

3.7 Consideraciones de diseño del elemento radiador

El elemento radiador con desplazador de fase integrado debe cumplir:

- Patrón de directividad amplio
- Baja sensibilidad a las tolerancias de fabricación
- Simple
- Compatible con las tecnologías planares de fabricación.

Una vez que se realizó la investigación de las diferentes topologías de elementos de tipo reflectivo de banda ancha, se hace una propuesta del elemento a utilizar en el arreglo. Se obtendrá su correspondiente modelo matemático para facilitar el diseño y la optimización del elemento en una cierta banda de frecuencias de operación.

Es necesario analizar el efecto de la interconexión electromagnética con otros elementos vecinos dentro del arreglo a través del análisis electrodinámico para estimar el comportamiento del elemento dentro de un ambiente de arreglo periódico.

3.8 Diseño del elemento radiador

En la mayoría de las aplicaciones es necesario diseñar antenas con muy buenas características de directividad, para satisfacer la necesidad de comunicación a larga distancia. El patrón de radiación de un solo elemento radiador es relativamente extenso y cada elemento provee bajos valores de directividad. Para obtener mayor directividad, es posible incrementar el tamaño de la antena con la unión de varios elementos, sin necesidad de aumentar el tamaño de los elementos individuales. Para asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante, los arreglos están formados por miles de elementos radiadores independientes.

Es importante analizar las características del radiador en un arreglo periódico que considere el acoplamiento mutuo entre los elementos, para así determinar el comportamiento del arreglo total. El campo total del arreglo está determinado por la suma de los campos radiados por los elementos individuales. Para proveer buenos patrones de directividad, es necesario que los campos de los elementos del arreglo interfieran constructivamente en la dirección deseada e interfieran destructivamente en el espacio restante. De manera ideal, esto se logra, sin embargo, en forma práctica solo se aproxima. El elemento radiador puede tener diferentes configuraciones, como son: ranuras simples, aperturas con stubs, aperturas con cortos, ranuras cargadas con diodos p-i-n o interruptores, parches de anillos metálicos seccionados con cargas reactivas, entre muchos otros. En la Figura 3.3 se muestran algunos ejemplos de los elementos radiadores.

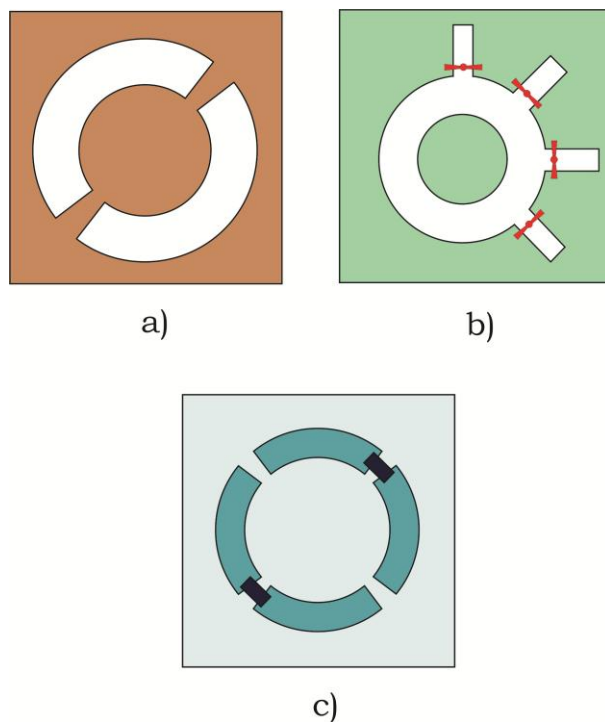


Figura 3.3. Tipos de elementos radiadores. a) Ranuras simples, b) ranuras cargadas con diodos p-i-n y c) parches de anillos metálicos con cargas reactivas.

Al analizar las diferentes topologías de elementos radiadores de tipo reflectivo, de banda ancha, se obtiene la propuesta del elemento a utilizar en el arreglo. Se decide trabajar con anillos de metal, ya que ofrecen muy buenas características como son la estabilidad de la frecuencia de resonancia contra el ángulo de incidencia, mayor ancho de banda, pequeña separación de banda y valores aceptables de niveles de polarización cruzada. Los arreglos de anillos en retículas cuadradas o triangulares proveen una separación de banda de 3:1 con anchos de banda de 26% y ángulos de incidencia hasta 45 grados [7].

3.9 Tipos de malla en los arreglos reflectivos

Para realizar el escaneo electrónico en un arreglo reflectivo, se presentan lóbulos de difracción que son haces principales secundarios indeseados que ocurren en ángulos de interferencia constructiva de alto orden, cuando el tamaño de la malla se hace eléctricamente grande. El tamaño de la malla para evitar los lóbulos de difracción debe de ser menor a una longitud de onda λ para el caso de incidencia normal, y para ángulos de incidencia más grandes, el espaciamiento debe de ser menor a $\lambda/2$ del espacio libre. En la Tabla 3.1 se muestra el espaciamiento máximo entre los elementos, para evitar los lóbulos de difracción para cada tipo de malla [8].

Tabla 3.1. Espaciamiento entre los elementos para evitar los lóbulos de difracción.

Tipo de malla	Espaciamiento máximo
Cuadrada	$a < \frac{\lambda}{1 + \text{sen}\theta_{\text{máx}}}$
Rectangular	$d_x < \frac{\lambda}{1 + \text{sen}\theta_{x\text{máx}}}, d_y < \frac{\lambda}{1 + \text{sen}\theta_{y\text{máx}}}$
Triangular	$a < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \text{sen}\theta_{\text{máx}}}$

En la Figura 3.4 se muestra la configuración para los tipos de malla. Así, a un elemento de la red de forma triangular le corresponde un área, aproximadamente, un 15% mayor que el área de un elemento de la red cuadrada, por lo que al utilizar la red triangular el número total de elementos puede disminuirse en un 13% con respecto al número de elementos de la red rectangular o cuadrada.

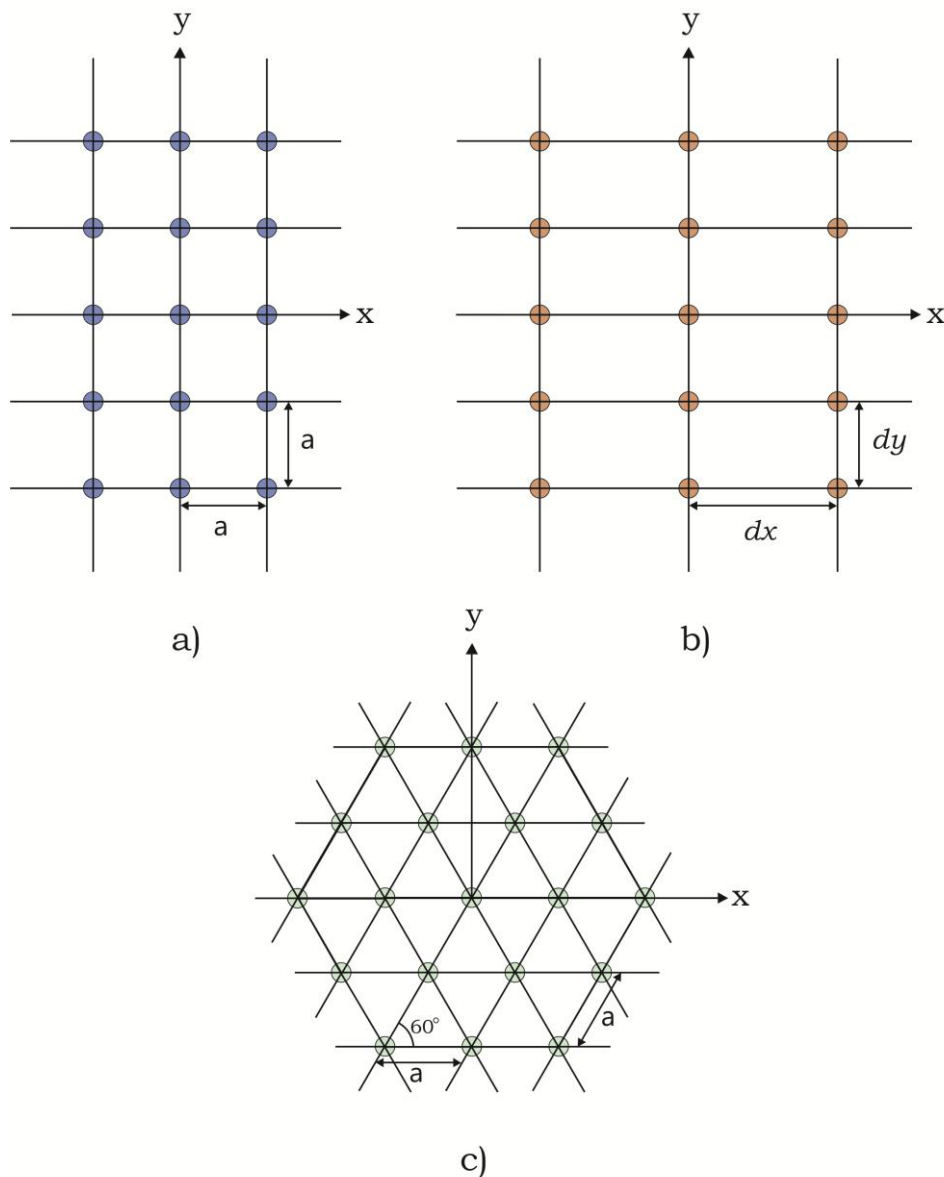


Figura 3.4: Tipos de mallas para los elementos del arreglo reflectivo. a) Cuadrada, b) rectangular y c) triangular.

3.10 Principio de operación del arreglo reflectivo basado en anillos seccionados con cargas reactivas

El principio de operación de las antenas tipo espirafase se describe en [9]. De acuerdo a este principio, una onda incidente polarizada circularmente (OPC) se dispersa por la estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos, teniendo diferentes ángulos de rotación, y una pantalla de metal situada a una distancia d detrás del arreglo. En la Figura 3.5 se observa la geometría del elemento radiador y del arreglo reflectivo.

El elemento del arreglo reflectivo está diseñado para proveer coeficientes de reflexión paralelos a los ejes u y v , con magnitudes iguales y una diferencia de fase de 180° , entre ellos. Entonces, la reflexión de una OPC desde el arreglo con posiciones angulares uniformes de los elementos en un ángulo γ , aparece un cambio de fase adicional de 2γ en la OPC reflejada. Sin embargo, cuando se tiene posiciones angulares no uniformes entre los elementos, se obtiene la presencia de una distribución de fase lineal para formar un frente de fase plano en la OPC reflejada, la cual se redirecciona como se desee.

Para el desarrollo de este trabajo, se parte del análisis del elemento radiador tipo espirafase del arreglo reflectivo, para la banda K-Ka (18-40 GHz), desarrollado en [10]. Se busca optimizar la respuesta para tener aplicaciones en la banda Ka (26-40 GHz).

El arreglo reflectivo está compuesto por una superficie periódica de elementos radiadores tipo espirafase, basados en anillos de metal seccionados con cuatro espacios, a los que se conectan cargas reactivas representadas por los elementos 1, 2, 3 y 4. En la Figura 3.5a se muestra el elemento radiador del arreglo reflectivo. Las reactancias de los elementos cargados 1 y 2 es $jX1$, mientras que la reactancia para los elementos 3 y 4 es $jX2$. Estos elementos están situados en los nodos de una malla triangular sobre el plano XY , con espaciado entre ellos de b . Los anillos de metal están impresos en un sustrato dieléctrico de permitividad ϵ_r y de grosor h . Una pantalla metálica de

conductor perfecto está ubicada a una distancia d , detrás del sustrato dieléctrico, como se muestra en la Figura 3.5b.

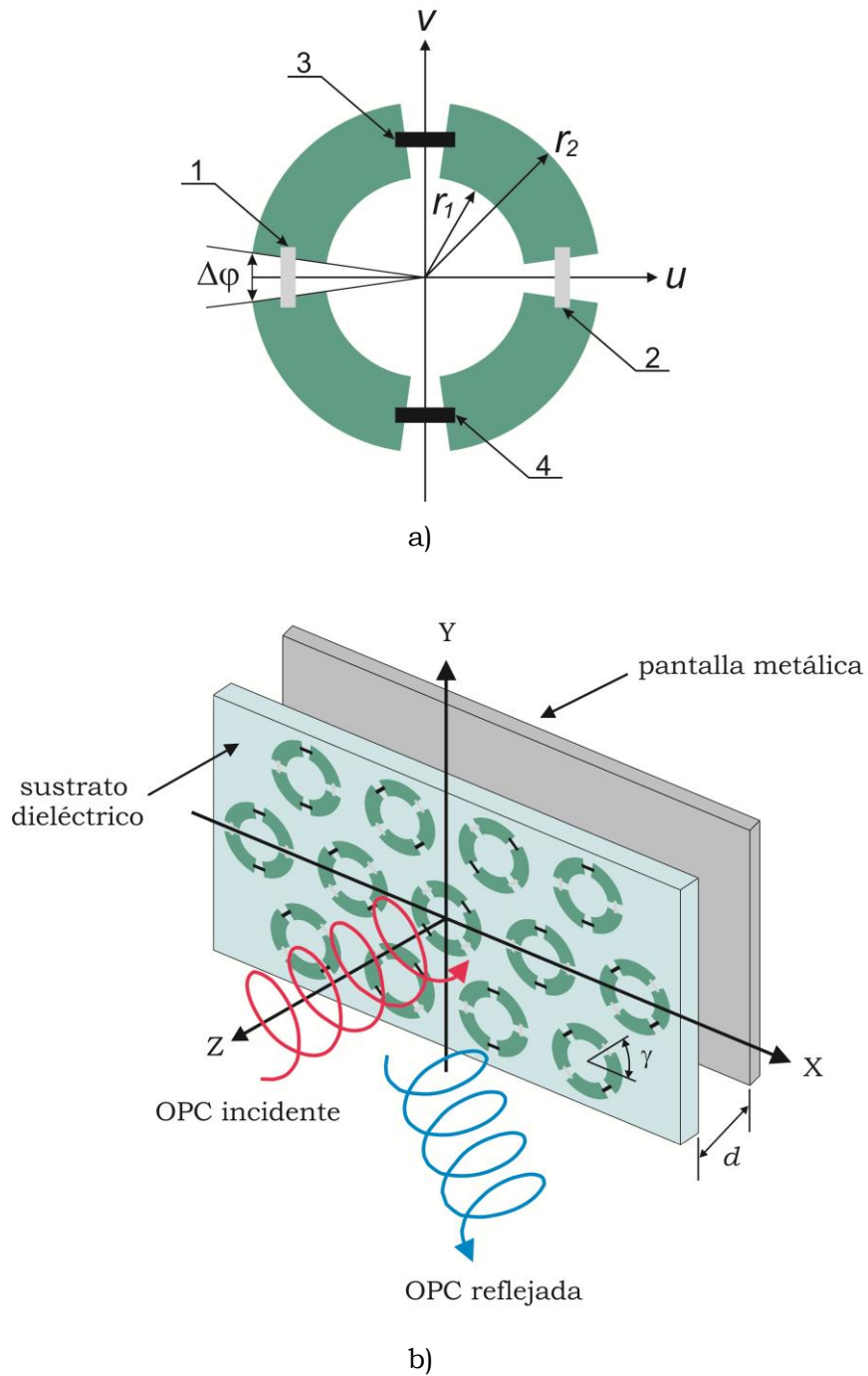


Figura 3.5. Geometría. a) Elemento radiador y b) arreglo reflectivo.

Los elementos tienen posiciones angulares no uniformes, las cuales se determinan por el ángulo γ . Debido a las diferentes reactancias, el elemento

reflectivo provee dos diferentes coeficientes de reflexión Γ_u y Γ_v , para las dos ondas polarizadas linealmente con planos de polarización paralelos a los ejes u y v , respectivamente. Por lo tanto, es posible cambiar adecuadamente la geometría del elemento del arreglo, las reactancias de los elementos y la distancia de la pantalla metálica, para introducir y mantener un cambio de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPC reflejada para obtener la siguiente condición:

$$\Gamma_u = -\Gamma_v \quad (3.6)$$

Entonces, la reflexión de una OPC de mano izquierda desde el arreglo con todos los elementos teniendo las mismas posiciones angulares de γ , aparece una diferencia de fase de -2γ en la OPC reflejada. Sin embargo, si se introduce una rotación incremental uniforme progresiva entre los elementos adyacentes del arreglo reflectivo como se muestra en la Figura 3.5b, aparece una distribución de fase lineal capaz de formar un frente de fase plano en la OPC reflejada. Así, esta onda se refleja en una dirección predefinida.

En un arreglo tipo espirafase, existe un fuerte acoplamiento electromagnético entre los elementos del arreglo, por lo que es necesario el desarrollo de un modelo matemático de onda completa que tome en cuenta esta fuerte interconexión electromagnética, para poder predecir el desempeño del arreglo y así, optimizar los parámetros en una extensa banda de frecuencias.

3.11 Modelo matemático

Para analizar las características de reflexión de un arreglo reflectivo reconfigurable y poder optimizar los parámetros del arreglo en una extensa banda de frecuencia, se utilizó el desarrollo de un modelo matemático de onda completa, basado en el Método de Momentos.

Por simplicidad, se considera que el anillo seccionado, con cargas reactivas, es impreso en un sustrato dieléctrico uniforme y la celda del arreglo tiene la forma de un paralelogramo como se muestra en la Figura 3.6. Este modelo toma en cuenta el fuerte acoplamiento electromagnético que existe entre los elementos del arreglo. El arreglo se analiza como una estructura periódica, infinita, usando el teorema de Floquet. Los anillos de metal delgados de conductor perfecto, están situados en los nodos de una malla triangular equilátera con un periodo b como se muestra en la Figura 3.6. Inicialmente, para el caso del arreglo, con posiciones angulares uniformes de todos los elementos, la celda unitaria del arreglo llamada celda “sencilla” contiene solo un anillo de metal seccionado, con cargas reactivas.

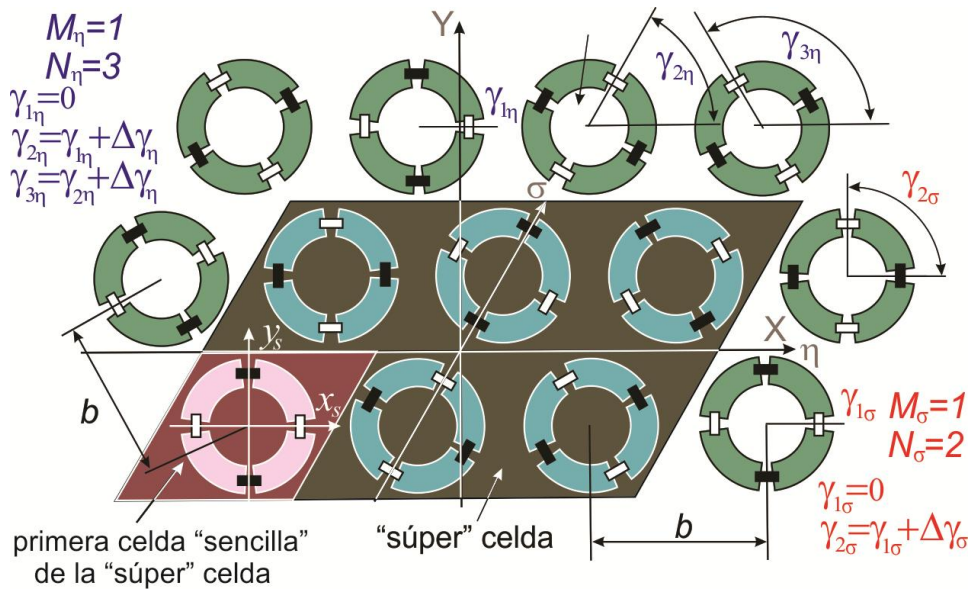


Figura 3.6. Celda sencilla y súper celda del arreglo reflectivo para $\Delta\gamma_\eta = \pi/3$ y

$$\Delta\gamma_\sigma = \pi/2 .$$

Se asume que una OPC de mano izquierda incide normalmente viajando hacia el arreglo y necesita redireccionarse en una determinada dirección, que está definida por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo azimutal φ_0 . Para lograr esto, se debe aplicar una distribución de fase lineal en las direcciones η y σ .

Por lo tanto, se tiene que asegurar un cambio de fase incremental entre los elementos adyacentes, en las direcciones η y σ , ψ_η y ψ_σ , respectivamente, para colocar posiciones angulares adecuadas de las celdas adyacentes “sencillas”. Así, la diferencia entre las posiciones angulares para dos celdas adyacentes, en las direcciones η y σ , $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$, respectivamente, están dadas por:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \psi_\eta / 2 = bk \sin \theta_0 \cos \varphi_0 / 2 \\ \Delta\gamma_\sigma &= \psi_\sigma / 2 = bk \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \pi / 3) / 2,\end{aligned}\tag{3.7}$$

donde k es el número de onda.

Sin embargo, cuando se colocan posiciones angulares no uniformes entre los elementos del arreglo reflectivo, se destruye la periodicidad inicial del arreglo. Así, la celda “sencilla” no puede considerarse como celda unitaria para el arreglo reconfigurado. Cuando la condición establecida por (3.8) se satisface, una nueva estructura periódica aparece, con una “súper” celda unitaria periódica, que contiene un número de N_η y N_σ celdas “sencillas” adyacentes, en las direcciones η y σ , respectivamente, como se observa en la Figura 3.6. Para lograrlo, $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ deben cumplir:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \pi M_\eta / N_\eta \\ \Delta\gamma_\sigma &= \pi M_\sigma / N_\sigma,\end{aligned}\tag{3.8}$$

donde M_η y M_σ es el número total de cambios de fase de 2π introducidos por la “súper” celda a lo largo de las direcciones η y σ , respectivamente. De hecho, cualquier valor de $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ se aproxima con una adecuada tolerancia por (3.8).

Así, el arreglo reflectivo reconfigurable se puede analizar como una estructura periódica, infinita, con una “súper” celda periódica. De acuerdo al teorema de

Floquet, el campo electromagnético reflejado desde el arreglo reflectivo, se presenta como una suma de modos Floquet. Debido al tamaño considerable de la “súper” celda, muchos de esos modos Floquet son ondas planas propagándose en diferentes direcciones. De todas estas ondas propagándose, la condición establecida por (3.7), asegura que solo dos de ellos viajan en la dirección deseada determinada por θ_0 y φ_0 .

Así, se puede considerar el arreglo reflectivo reconfigurable, infinito, como un convertidor modal, que transforma una OPC incidente (representada por dos modos Floquet incidentes), en una onda plana reflejada polarizada elípticamente (representada por dos modos Floquet reflejados, uno TE y uno TM) viajando en la dirección deseada. Para simular la dispersión de la OPC incidente del arreglo reflectivo, se formula y resuelve un sistema de ecuaciones integrales.

Para permitir la rápida recalculación del arreglo reflectivo reconfigurable para diferentes posiciones angulares de los elementos, la densidad de corriente eléctrica superficial total desconocida en los anillos seccionados de metal \bar{J}_e , se presenta como una suma de dos componentes:

$$\bar{J}_e = \bar{J}_e^s + \bar{J}_e^v, \quad (3.9)$$

donde \bar{J}_e^s es la densidad de corriente eléctrica superficial que aparece cuando la OPC excita el arreglo reflectivo, considerando los anillos de metal sin espacios, y \bar{J}_e^v es la densidad de corriente eléctrica superficial, que existe debido a los voltajes V_k inducidos a través de los espacios cargados por la onda incidente. Es importante notar que en (3.9), el cálculo de \bar{J}_e^s necesita realizarse una vez y después solo \bar{J}_e^v se recalcula para tomar en cuenta los diferentes ángulos de rotación de los elementos.

Al principio, \bar{J}_e^s se calcula usando una aproximación conocida, presentada en [11]. Para calcular esta componente, la celda unitaria del arreglo con anillos sin espacios, se define como la celda “sencilla”. Así, la solución se encuentra

solo por la primera celda “sencilla” y entonces, se expande, usando el teorema de Floquet para las demás celdas “sencillas”, contenidas en la “súper” celda. La aplicación de las condiciones de frontera para los campos eléctrico y magnético tangencial en la primera celda “sencilla”, conducen a la siguiente ecuación integral de Fredholm:

$$\iint_A \left[\sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{Y_m^s + Y_m^{sd}} \bar{\Psi}_m^s(x_s, y_s) \bar{\Psi}_m^{s*}(x_s', y_s') \right] \cdot \bar{J}_{el}^s(x_s', y_s') dS = C_0 \left(\frac{2Y_{m'}^s}{Y_{m'}^s + Y_{m'}^{sd}} \bar{\Psi}_{m'}^s(x_s, y_s) + j \frac{2Y_{m''}^s}{Y_{m''}^s + Y_{m''}^{sd}} \bar{\Psi}_{m''}^s(x_s, y_s) \right), \quad (3.10)$$

donde \bar{J}_{el}^s es la densidad de corriente eléctrica superficial, que aparece en la primera celda “sencilla”, cuando la onda incidente excita la estructura periódica, con anillos sin espacios; $\bar{\Psi}_m^s$ es el grupo completo de modos Floquet correspondiente a la celda “sencilla”; Y_m^s es la admitancia del correspondiente modo Floquet $\bar{\Psi}_m^s$; Y_m^{sd} es la admitancia modificada del correspondiente modo Floquet $\bar{\Psi}_m^s$ que toma en cuenta el sustrato dieléctrico, el espacio de aire y la pantalla de metal; $\bar{\Psi}_{m'}^s$ y $\bar{\Psi}_{m''}^s$ son los modos Floquet incidentes que forman la OPC incidente; $Y_{m'}^s$ y $Y_{m''}^s$ son las admitancias de los modos Floquet incidentes; C_0 es la magnitud de la OPC incidente y A es el área del anillo de metal en la primera celda “sencilla”; (x_s, y_s) son las coordenadas cartesianas con el origen en el centro de la primera celda “sencilla”; $j = \sqrt{-1}$ y el símbolo * denota el complejo conjugado.

La ecuación integral con respecto a \bar{J}_e^V se obtiene de la misma manera que la ecuación integral (3.10). La diferencia es que las condiciones de frontera se aplican hacia todos los anillos seccionados, con cargas reactivas, contenidas en la “súper” celda. Una importante consideración es que el campo eléctrico es diferente de cero en las regiones de los espacios cargados. Así, se obtiene la siguiente ecuación integral:

$$\iint_{A'} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{Y_m^L + Y_m^{Ld}} \bar{\Psi}_m^L(x, y) \bar{\Psi}_m^{L*}(x', y') \right] \cdot \bar{J}_e^V = - \sum_{k=1}^{N_p N_o} [V_{k,1} \bar{F}_{k,1} + V_{k,2} \bar{F}_{k,2} + V_{k,3} \bar{F}_{k,3} + V_{k,4} \bar{F}_{k,4}], \quad (3.11)$$

donde $\bar{\Psi}_m^L$ es el sistema completo de modos Floquet correspondientes a la “súper” celda; Y_m^L es la admitancia del modo Floquet $\bar{\Psi}_m^L$; Y_m^{Ld} es la admitancia del modo Floquet $\bar{\Psi}_m^L$ que toma en cuenta el sustrato dieléctrico y la pantalla de metal; A' es el área total de todos los anillos seccionados contenidos en la “super” celda; $V_{k,i}$ son los voltajes inducidos hacia la i -ésima carga reactiva en el k -ésimo anillo de metal, y $\bar{F}_{k,i}(\rho_k, \varphi_k)$ es la función vectorial que convierte el voltaje $V_{k,i}$ en la correspondiente intensidad de campo eléctrico $\bar{E}_{k,i}$. La ecuación (3.11) es válida solo sobre la superficie de los anillos seccionados que la “súper” celda contiene.

Cuando las dimensiones de las cargas reactivas son insignificantes con respecto a la longitud de onda λ , y cada carga reactiva tiene la forma de un sector anular de tamaño angular $\Delta\varphi$, la función $\bar{F}_{k,i}(\rho_k, \varphi_k)$ se expresa de la siguiente forma:

$$\bar{F}_{k,i}(\rho_k, \varphi_k) = \bar{a}_{\varphi_k} [1(r_2) - 1(r_1)] [1(\gamma_{k,i} + \Delta\varphi/2) - 1(\gamma_{k,i} - \Delta\varphi/2)] / \rho_k \Delta\varphi, \text{ para } k=1, \dots, N_\eta N_\sigma, \quad (3.12)$$

donde ρ_k y φ_k son las coordenadas polares locales con origen en el centro de la k -ésima celda “sencilla”; \bar{a}_{φ_k} es el vector unitario azimutal definido en la k -ésima celda “sencilla”; $1(x)$ es la función escalón unitario Heaviside, y $\gamma_{k,i}$ es la posición angular de la i -ésima carga reactiva en el k -ésimo anillo.

El lado derecho de la ecuación integral (3.11) contiene los voltajes inducidos desconocidos $V_{k,i}$. Por lo tanto, se necesitan ecuaciones adicionales a fin de resolver (3.11). Como los tamaños de las cargas reactivas son insignificantes con respecto a la longitud de onda λ , la ley de Ohm se aplica para cada carga reactiva, para obtener esas ecuaciones adicionales:

$$\int_{P_{n,i}} \bar{J}_{en} \cdot d\bar{\ell} = \int_{P_{n,i}} (\bar{J}_{en}^s + \bar{J}_{en}^v) \cdot d\bar{\ell} = V_{n,i} \bar{y}_{n,i}, \quad n=1 \dots N_\eta N_\sigma, \quad i=1 \dots 4, \quad (3.13)$$

donde \bar{J}_{en} es la densidad de corriente eléctrica superficial total en el n -ésimo anillo, $P_{n,i}$ es la trayectoria radial a través de las secciones angulares del anillo de metal, y $y_{n,i}$ es la admitancia correspondiente de la i -ésima carga reactiva conectada al n -ésimo anillo. Notar que de acuerdo al modelo matemático solo la parte derecha en (3.11) y (3.13) cambia cuando los elementos del arreglo reflectivo reconfigurable se rotan.

Las ecuaciones integrales (3.10), (3.11) y el sistema de ecuaciones (3.13) se resuelven simultáneamente, de la misma manera que el sistema de ecuaciones integrales para los resonadores de anillos ranurados, con cargas reactivas en [12]. La solución está basada en el método de Galerkin. Los modos coaxiales modificados $\bar{a}_z \times \bar{\Phi}_l$ se usan como funciones base y de peso, donde \bar{a}_z es el vector unitario en la dirección z , y $\bar{\Phi}_l$ es el grupo completo de funciones propias de guía de onda coaxial [6]. Esta aproximación se usa para expresar el producto escalar del modo Floquet y las funciones vectoriales $\bar{a}_z \times \bar{\Phi}_l$, en una forma cerrada [13].

Como resultado, la densidad de corriente eléctrica superficial en la “súper” celda se expresa como:

$$\bar{J}_e = \sum_{n=1}^{N_r N_\sigma} \bar{J}_{en} = \sum_{n=1}^{N_r N_\sigma} \sum_{l=1}^M A_{n,l} \bar{a}_z \times \bar{\Phi}_l(x - x_n, y - y_n), \quad (3.14)$$

donde $A_{n,l}$ es la magnitud calculada de la l -ésimo modo coaxial modificado ($\bar{a}_z \times \bar{\Phi}_l$) en el n -ésimo anillo de metal, x_n y y_n son las coordenadas del centro de la n -ésima celda “sencilla”, y M es el número total de modos coaxiales modificados tomados en cuenta en cada anillo.

Cuando \bar{J}_e se calcula, se puede evaluar el campo electromagnético en frente del arreglo reflectivo reconfigurable, y entonces, obtener las características de reflexión del arreglo reflectivo reconfigurable. Ahora, es posible expresar el campo eléctrico tangencial en frente del arreglo como una suma de modos Floquet:

$$\vec{E}_z = \bar{\Psi}_{m'}^L(x, y)e^{jk_{zm'}z} + j\bar{\Psi}_{m''}^L(x, y)e^{jk_{zm''}z} + \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_m \bar{\Psi}_m^L(x, y)e^{-jk_{zm}z}, \quad (3.15)$$

donde $\bar{\Psi}_{m'}^L(x, y)$ y $\bar{\Psi}_{m''}^L(x, y)$ son los modos Floquet incidentes que forman la OPC incidente; Γ_m es la magnitud del m -ésimo modo Floquet dispersado, y k_{zm} es la constante de propagación para el m -ésimo modo Floquet en la dirección z .

Las magnitudes de los modos Floquet dispersados Γ_m se calculan como en [13]:

$$\Gamma_m = \begin{cases} -\frac{1}{Y_m^L + Y_m^{Ld}} \int_{A'} \vec{J}_e(x, y) \cdot \bar{\Psi}_m^{L*}(x, y) dS & \text{for } m \neq m' \text{ and } m \neq m'' \\ \frac{\int_{A'} \vec{J}_e(x, y) \cdot \bar{\Psi}_m^{L*}(x, y) dS - (Y_m^L - Y_m^{Ld})}{Y_m^L + Y_m^{Ld}} & \text{for } m = m' \text{ or } m = m'' \end{cases} \quad (3.16)$$

Para evaluar la eficiencia de la conversión modal, el coeficiente de conversión L_c se calcula como la razón entre las densidades de potencia de los dos modos Floquet reflejados y los dos modos Floquet incidentes:

$$L_c = \frac{Y_{m_1}^L |\Gamma_{m_1}|^2 + Y_{m_2}^L |\Gamma_{m_2}|^2}{Y_{m'}^L + Y_{m''}^L}, \quad (3.17)$$

donde m_1 y m_2 son los índices de los modos Floquet reflejados propagándose en la dirección deseada.

3.12 Conclusiones

En este capítulo se presenta la formulación de la idea de un arreglo reflectivo de elementos radiadores tipo espirafase, basados en anillos de metal seccionados, con cargas reactivas, el cual se basa en el principio de cambio de fase de Fox. Se realiza la propuesta de desarrollo para los arreglos reflectivos, y los principios en los cuales se basa su funcionamiento. Se presentan las características de diseño que debe presentar el elemento radiador, de los arreglos reflectivos, para poder tener un desempeño óptimo.

Se presenta el modelo matemático, el cual permite considerar el fuerte acoplamiento entre los elementos de un arreglo, con celdas “sencillas”, con posiciones angulares no uniformes, con el propósito de obtener el desempeño del arreglo de fase reflectivo a partir de una onda plana de polarización circular incidente. El arreglo de fase reflectivo utiliza el principio de cambio de fase de Fox en su funcionamiento, por lo que definiendo adecuadamente la geometría del anillo, así como la posición de las reactancias, es posible direccionar el haz principal en la dirección requerida.

Mediante el modelo matemático, es posible analizar y diseñar la geometría de las celdas unitarias de los arreglos reflectivos, que cumplan con las especificaciones de diseño originales. Se pretende que los arreglos reflectivos sean reconfigurables, esto se logra cuando los anillos se rotan, introduciendo una distribución de fase lineal entre los elementos, con el propósito de poder redireccionar la onda como se requiera y así poder explorar el espacio, en una amplia banda de frecuencias.

Bibliografía

- [1] A. Fox, "An adjustable wave-guide phase changer," *Proceedings of de IRE PIRE*, Vol. 35, No. 12, Dec. 1947, pp. 1489-1498.
- [2] J. Huang, "Reflectarray antennas," *Chapter in Advances on Antennas, Reflectors and Beam Control, Research Signpost*, India, 2005.
- [3] J. Huang, "The development of inflatable array antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 43, No. 4, Aug. 2001, pp. 44-50.
- [4] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 2, Feb. 1997, pp. 287-296.
- [5] H. R. Phelan, "Spiraphase-a new, low-cost phase array. Part I. Theory and concept," *Microwave Journal*, Vol. 19, No. 12, Dec. 1976, pp. 41-44.
- [6] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley-Interscience, 1972.
- [7] E. A. Parker, and S. M. Hamdy, "Rings as elements for frequency selective surfaces," *Electronics Letters*, Vol. 17, No. 17, Aug. 1981, pp. 612-614.
- [8] G. T. Márkov and D. M. Sazónov, *Antenas*, traducción, A. Grdian, URSS 1978.
- [9] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar," *Microwave Journal*, Vol. 20, Jul. 1977, pp. 67-73.
- [10] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, and Y. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, California, Jun. 2005, pp. 573-576.

- [11] J. P. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 23, No. 1, Jan. 1975, pp. 70-75.
- [12] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, Jan. 2004, pp. 142-153.
- [13] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, and J. I. Martinez Lopez, "Reflective phased array based on split metal rings with p-i-n diode switches," *IEEE First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, Nov. 2006, pp. 1-5.

Capítulo 4

Arreglos reflectivos reconfigurables de banda ancha basados en anillos de metal seccionados con cargas reactivas

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el diseño, simulación y optimización de arreglos reflectivos reconfigurables de banda ancha con elementos tipo espirafase, basados en anillos seccionados, con cargas reactivas. Estos arreglos reflectivos pueden redireccionar una onda incidente polarizada circularmente, en la dirección determinada por la reflexión de ángulos de elevación altos, con pérdidas de conversión bajas y razones axiales bajas, en una extensa banda de frecuencias. Se utilizó el modelo matemático de onda completa desarrollado, para calcular las características de reflexión de los arreglos reflectivos. Este modelo se utilizó para diseñar los arreglos reflectivos, para la banda Ka. Para validar los resultados numéricos, se realizaron las mediciones experimentales de dos superficies periódicas reflectivas con elementos fijos, de anillos seccionados, con cargas reactivas.

4.2 Geometría del arreglo reflectivo

La geometría de la celda unitaria del arreglo reflectivo, que se observa en la Figura 4.1, se determina por la optimización de los circuitos equivalentes mostrados en la Figura 4.2. Un circuito resonante serie L_1 - C_1 corresponde a los anillos sin espacios, las capacitancias C_u y C_v caracterizan el comportamiento de los espacios localizados en los ejes u y v , respectivamente, la línea de transmisión TL_{sus} toma en cuenta el sustrato dieléctrico y TL_{sp} toma en cuenta la distancia entre la estructura periódica y la pantalla metálica, y finalmente un circuito corto corresponde a la pantalla metálica [1].

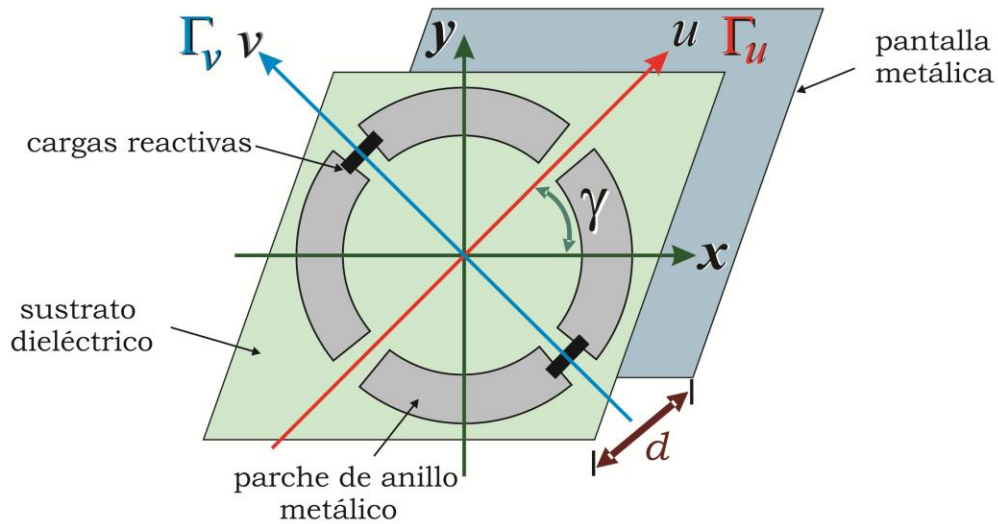


Figura 4.1. Geometría de la celda unitaria.

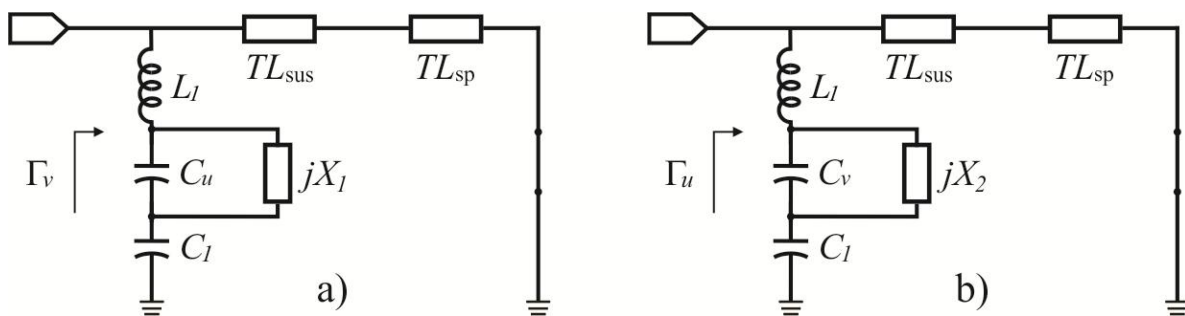


Figura 4.2. Circuitos equivalentes. a) Polarización paralela al eje v y b) polarización paralela al eje u .

La meta de la optimización es sintetizar la geometría de la celda unitaria, cuyos coeficientes de reflexión paralelos a los ejes u y v , exhiben magnitudes similares y una diferencia de fase cercana a 180° , sobre una extensa banda de frecuencias. Entonces, los parámetros optimizados del circuito equivalente se convierten en parámetros geométricos del arreglo, con la ayuda del modelo matemático [2].

Para simplificar la fabricación del arreglo reflectivo, un par de espacios no se carga, mientras que el otro par se carga con una línea metálica impresa. Así, el primer par exhibe un comportamiento capacitivo, mientras que el segundo exhibe un desempeño inductivo.

4.3 Elemento radiador basado en anillo de metal seccionado con cargas reactivas

La geometría del elemento radiador del arreglo reflectivo se determinó usando el método de optimización del circuito equivalente mostrado en la Figura 4.2. Se realiza la optimización para obtener y mantener un cambio de fase diferencial de 180° entre los coeficientes de reflexión Γ_u y Γ_v , en una extensa banda de frecuencias.

Los elementos radiadores se sitúan en los nodos de una malla triangular. El sustrato dieléctrico que se utiliza es Rogers ULTRALAM 3850 con permitividad relativa de $\epsilon_r = 2.9$, tangente de pérdidas $\tan \delta = 0.0025$, y espesor h de 0.025 mm. El elemento radiador se basa en un anillo de metal seccionado, con cuatro espacios. Se colocan inductancias en los dos espacios verticales, mientras que en los dos espacios horizontales, no se conectan cargas. Se coloca una pantalla metálica a una distancia d detrás del sustrato dieléctrico. Con el propósito de reducir costos y tiempos de fabricación, se busca implementar las cargas reactivas a través del propio proceso fotolitográfico de fabricación de los anillos, para evitar la complejidad y las pérdidas de inserción al soldar alambres y otros componentes externos a los elementos.

Entonces, las capacitancias se obtienen al seccionar el anillo y las inductancias a través de una línea de metal. En la Figura 4.3 se muestra la geometría del elemento radiador. Así, el arreglo reflectivo está formado por un número infinito de celdas unitarias. En la Figura 4.4 se muestra una sección del arreglo reflectivo. En la Tabla 4.1 se muestran las dimensiones de la celda.

Tabla 4.1. Dimensiones de la geometría de la celda unitaria del arreglo reflectivo.

b (mm)	r_1 (mm)	r_2 (mm)	g_1 (mm)	g_2 (mm)	w (μm)	d (mm)
5	1.8	2.1	1	0.8	100	2

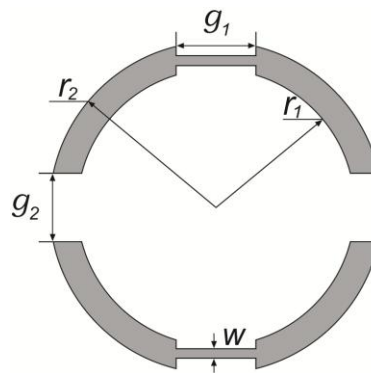


Figura 4.3. Geometría de la celda unitaria del arreglo.

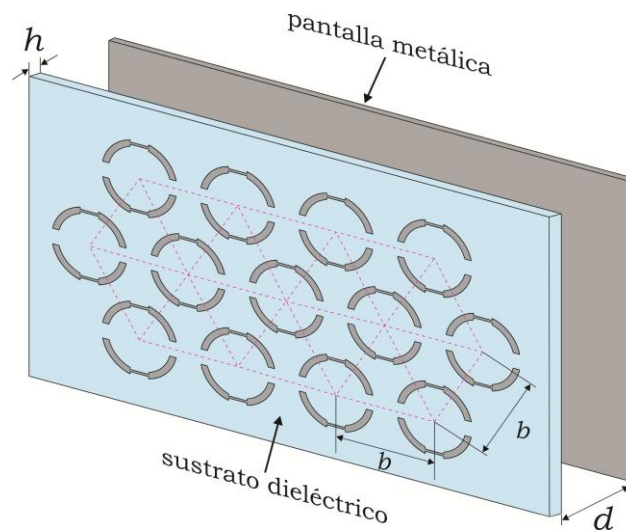


Figura 4.4. Sección del arreglo reflectivo sin distribución de fase entre los elementos.

Los parámetros que se optimizaron en el elemento radiador son: el periodo de la celda, dado por b ; el tamaño del anillo, al aumentar o disminuir el radio exterior r_2 y el radio interior r_1 ; la distancia de los espacios g_1 y g_2 ; el ancho w de la línea impresa; y la distancia d de la pantalla metálica.

Se pretende obtener una diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión y que su magnitud sea aproximadamente 1, para así satisfacer el principio de cambio de fase de Fox [3], es decir, que se cumpla la condición $\Gamma_{//} = -\Gamma_{\perp}$, por lo que el valor del coeficiente de conversión L_c será aproximadamente 0 dB.

El principio de cambio de fase de Fox se satisface para una sola frecuencia, sin embargo, se puede estimar la banda de frecuencias del arreglo reflectivo al considerar un nivel de referencia para el coeficiente de conversión L_c mayor a -1 dB. El coeficiente de conversión L_c del arreglo reflectivo, para la celda unitaria optimizada se muestra en la Figura 4.5.

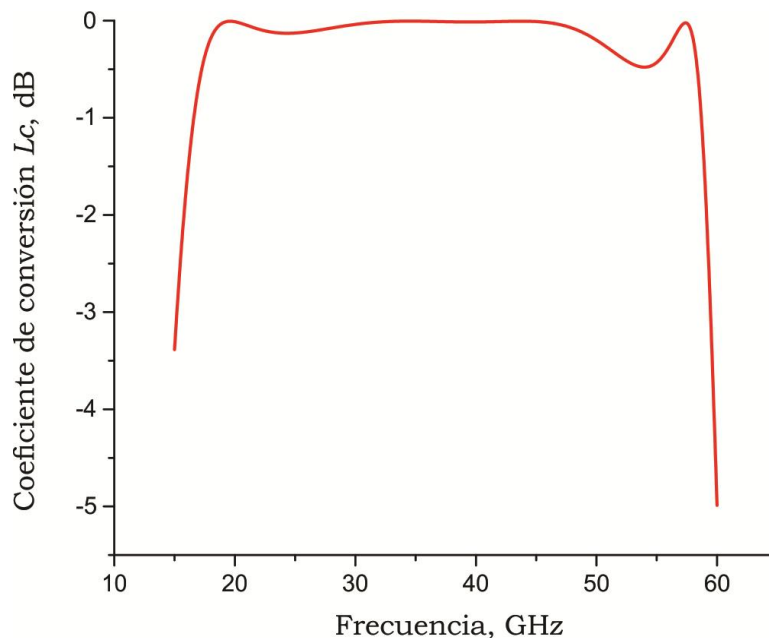


Figura 4.5. Coeficiente de conversión del arreglo reflectivo para elementos sin distribución de fase.

Se observa que se tienen valores mayores a -1 dB, en la banda de frecuencias de 16.598 a 58.698 GHz, obteniéndose aplicaciones en las bandas Ku (12 a 18 GHz), K (18 a 26 GHz), Ka (26 a 40 GHz) y U (40 a 60 GHz).

Para tener aplicaciones en la banda Ka y superiores, se realiza un escalamiento en las dimensiones de la celda unitaria del arreglo reflectivo, con el propósito de desplazar la banda hacia frecuencias mayores y poder tener altos ángulos de escaneo.

Los parámetros escalados de la celda unitaria optimizada, del arreglo reflectivo, se presentan en la Tabla 4.2. En la Figura 4.6 se presenta el coeficiente de conversión L_c del arreglo reflectivo, con las dimensiones de la geometría de la celda unitaria escalada mostrada en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2. Dimensiones de la geometría de la celda unitaria escalada del arreglo reflectivo.

b (mm)	r_1 (mm)	r_2 (mm)	g_1 (mm)	g_2 (mm)	w (μm)	d (mm)
3.2	1.152	1.344	0.64	0.512	64	1.28

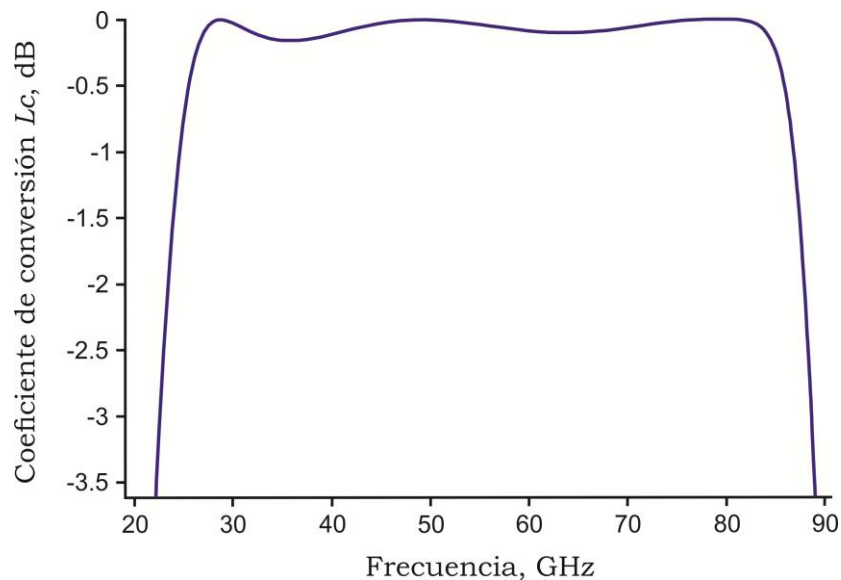


Figura 4.6. Coeficiente de conversión L_c del arreglo reflectivo con celda unitaria escalada sin distribución de fase.

Se observa que se obtienen valores de coeficientes de conversión L_c mayores a -1 dB, en la banda de frecuencia de 24.68 a 86.9 GHz, obteniéndose aplicaciones en las bandas Ka (26 a 40 GHz), U (40 a 60 GHz), V (50 A 75 GHz) y W (75 a 110 GHz).

Se realiza la simulación electromagnética de la celda unitaria del arreglo reflectivo, ahora sin la pantalla metálica atrás, a partir de una onda de polarización lineal, para obtener el coeficiente de reflexión en las direcciones vertical y horizontal a la estructura. En la Figura 4.7 se muestra el coeficiente de reflexión, para las polarizaciones horizontal y vertical del arreglo reflectivo. Se observa que existen resonancias en ciertas frecuencias, una resonancia en la polarización vertical y otra en la polarización horizontal, esto ocasiona que al momento de mover los elementos para poder escanear, afecte la banda de frecuencias apareciendo estas resonancias dentro del intervalo de frecuencias, limitando así, la banda de aplicaciones en que el arreglo de fase reflectivo pueda operar. Por esta razón, es necesario que estas frecuencias de resonancia estén lo más alejadas posible una de la otra, con el objetivo que quede libre de resonancias, en la banda de frecuencias de operación.

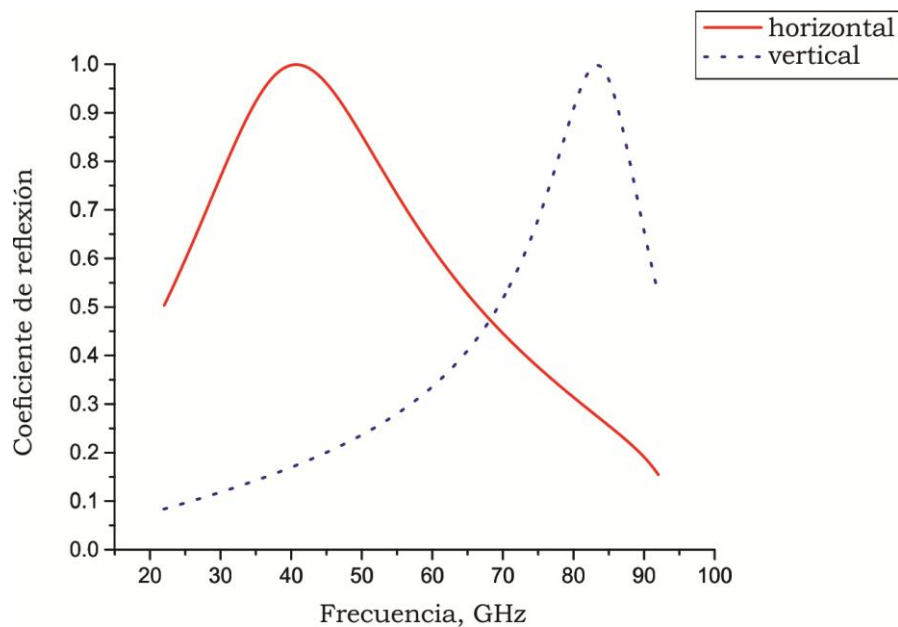


Figura 4.7. Coeficientes de reflexión para las polarizaciones horizontal y vertical del arreglo reflectivo.

Se observa que aparecen resonancias en las frecuencias de 40.6 GHz para la polarización horizontal y en 83.3 GHz para la polarización vertical. La resonancia en la polarización horizontal afecta la banda de trabajo, por lo que se requiere que esta resonancia aparezca en frecuencias menores. Es deseable que estas resonancias se encuentren lo más alejadas posible entre ellas, para evitar resonancias cuando los elementos tengan una distribución de fase, para que el arreglo de fase reflectivo pueda escanear en una extensa banda de frecuencias, sin que estas resonancias afecten.

4.4 Arreglo reflectivo reconfigurable basado en anillos metálicos seccionados con cargas reactivas ubicadas no uniformemente

El arreglo reflectivo tendrá una fuerte interacción mutua electromagnética entre los elementos, por lo que es necesario tomar en cuenta el modelo matemático adecuado, que considere los efectos del acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo, para poder predecir las características de radiación del arreglo reflectivo completo.

El modelo matemático debe considerar que los elementos adyacentes están en posiciones angulares no uniformes, con respecto a una configuración uniforme, para poder introducir una distribución de fase lineal entre los elementos, en las direcciones x y y del arreglo reflectivo.

Este modelo matemático está basado en un método de onda completa y considera que una celda “sencilla” contiene un anillo de metal seccionado, con cargas reactivas. Si se considera que una onda de polarización circular incide normalmente al arreglo y se requiere que la onda reflejada tenga una dirección determinada por el ángulo de elevación θ_0 y por el ángulo azimutal φ_0 , dos celdas “sencillas” adyacentes deben proveer desplazamientos de fase

progresivos de ψ_x y ψ_y , en la onda reflejada, en las direcciones de x y y , respectivamente.

Cuando se define la celda unitaria para cumplir las condiciones de periodicidad, el arreglo reflectivo se analiza como una estructura periódica, usando el teorema de Floquet [4].

Una onda electromagnética homogénea se descompone en una combinación de dos ondas planas cuyo campo \vec{E} o \vec{H} es perpendicular al plano de incidencia y corresponde al modo Floquet TE o TM incidente, por lo que la estructura dispersará la onda incidente, cuyas ondas reflejadas se representan por modos Floquet TE o TM que se propagan o desvanecen fuera del plano del arreglo. El campo electromagnético sobre el arreglo reflectivo se presenta como una suma de modos Floquet. A partir de la “súper” celda, la cual está formada por muchas celdas “sencillas”, con posiciones angulares no uniformes, se propagan muchos modos Floquet, sin embargo, dos de los modos Floquet forman una onda plana que se propaga en la dirección deseada. Así, el arreglo reflectivo transforma una onda incidente de polarización circular, la cual se expresa por dos modos Floquet incidentes, en una onda plana reflejada de polarización elíptica, expresada por dos modos Floquet reflejados, que se propagan en una determinada dirección.

En la Figura 4.8 se muestra una “súper” celda, formada por siete celdas unitarias “sencillas”, con una distribución de fase lineal entre los elementos, para el caso de la celda unitaria escalada, que forma el segundo arreglo reflectivo con la geometría dada en la Tabla 4.2.

Se tiene una distribución de fase lineal entre los siete elementos, que forman la “súper” celda. En la Figura 4.9 se muestra una sección del arreglo reflectivo formado por “súper” celdas, periódicas, infinitas, para las condiciones $N_\eta = 7$, $N_\sigma = 1$, $\Delta\gamma_\eta = \pi/7$, $\Delta\gamma_\sigma = 0$. Se realiza la simulación de la dispersión de la OPC, que incide normalmente por el arreglo periódico, infinito, para obtener las características de reflexión de la onda a través del arreglo.

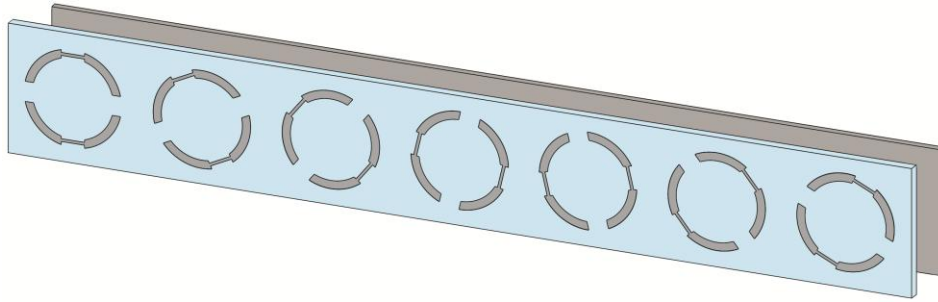


Figura 4.8. Súper celda formada por siete celdas sencillas con distribución de fase lineal entre los elementos.

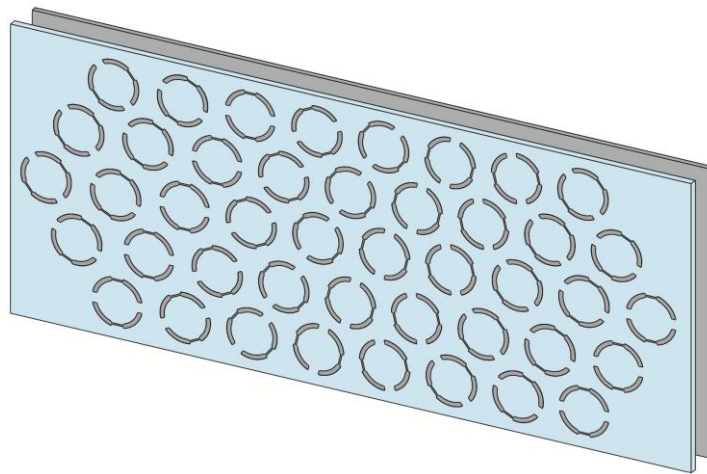


Figura 4.9. Sección del arreglo reflectivo formada por súper celdas periódicas, infinitas, con distribución lineal entre los elementos.

En la Figura 4.10 se presenta las magnitudes de los modos Floquet TE y TM que se propagan a través del arreglo reflectivo, en una determinada dirección. Se observa que en la banda donde se alcanza una magnitud de 0.7, el arreglo reflectivo es capaz de escanear en un ángulo determinado. En frecuencias menores a 40 GHz y mayores a 76 GHz, se presentan oscilaciones, esto se debe a las resonancias que aparecen en las frecuencias de 40.6 GHz para la polarización horizontal y en 83.3 GHz para la polarización vertical. Por esta razón, es deseable que las resonancias estén lo más alejadas posible, para que no interfieran en la banda de frecuencias y así poder extender el intervalo de frecuencias de trabajo.

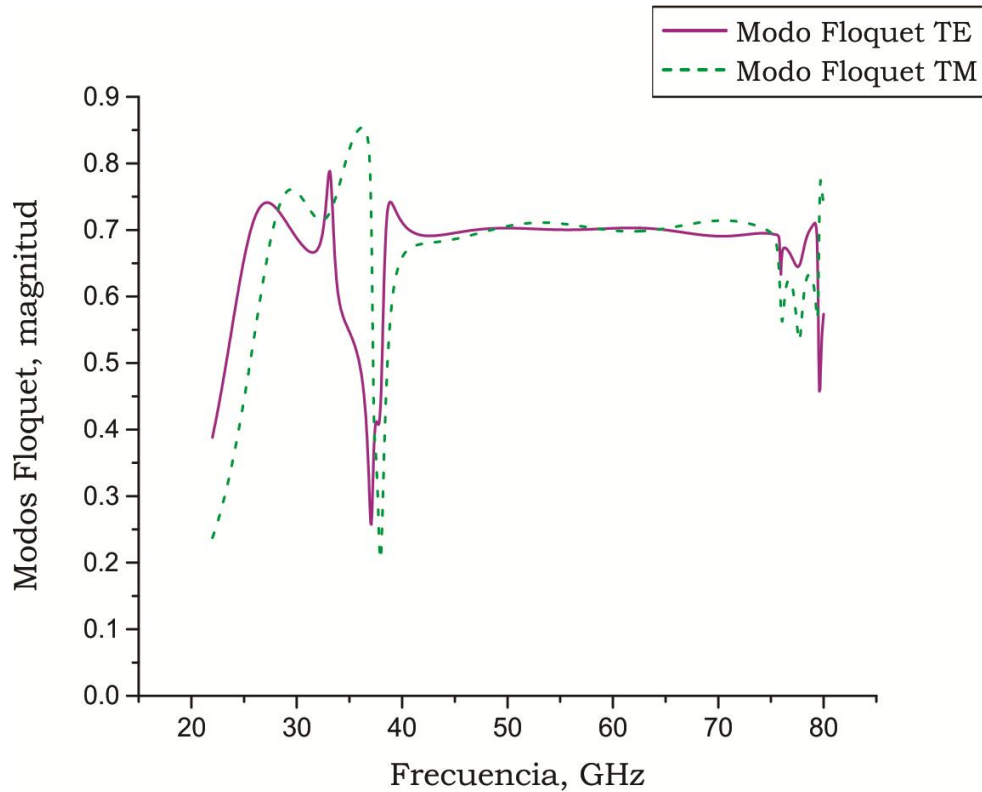


Figura 4.10. Modos Floquet que se propagan a través del arreglo reflectivo en una determinada dirección.

El coeficiente de conversión L_c del arreglo reflectivo, formado por “súper” celdas de 7x1 elementos, en la banda de frecuencias, se muestra en la Figura 4.11. En la Figura 4.12 se muestra el coeficiente de conversión L_c del arreglo reflectivo, de “súper” celdas periódicas, infinitas, formadas por 4x8 elementos, para las condiciones $N_\eta = 4$, $N_\sigma = 8$, $\Delta\gamma_\eta = \pi/4$, $\Delta\gamma_\sigma = \pi/8$.

Se observa que la banda de frecuencias de trabajo se interrumpe para las frecuencias de 36.5 a 43 GHz, en las cuales hay una caída en el coeficiente de conversión.

Este arreglo reflectivo puede tener aplicación en un arreglo multibanda, teniendo dos intervalos de frecuencias, con valores de coeficientes de conversión mayores a -1 dB, para las frecuencias de 25.3 a 37.9 GHz y de 40 a 75.3 GHz.

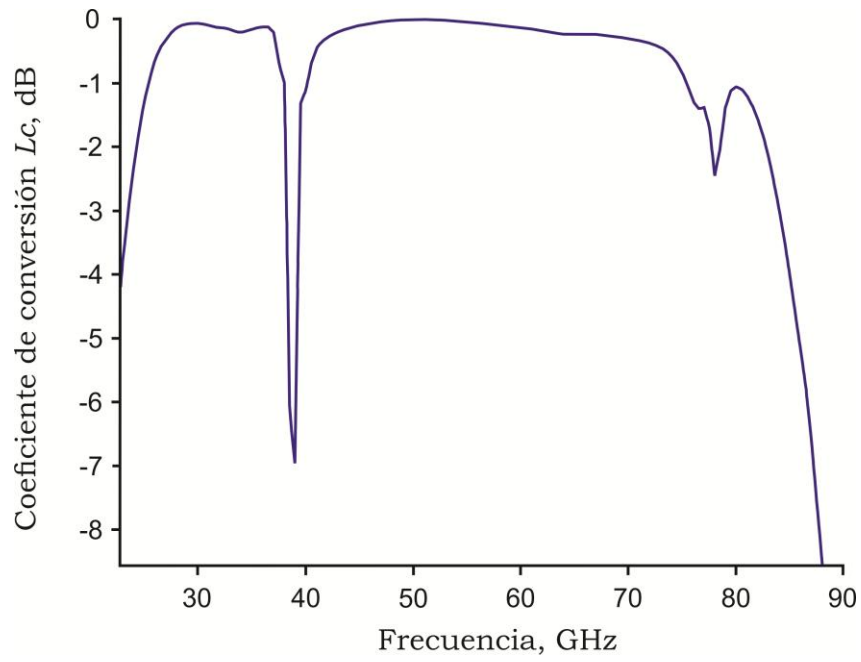


Figura 4.11. Coeficiente de conversión para el arreglo reflectivo celda 7x1.

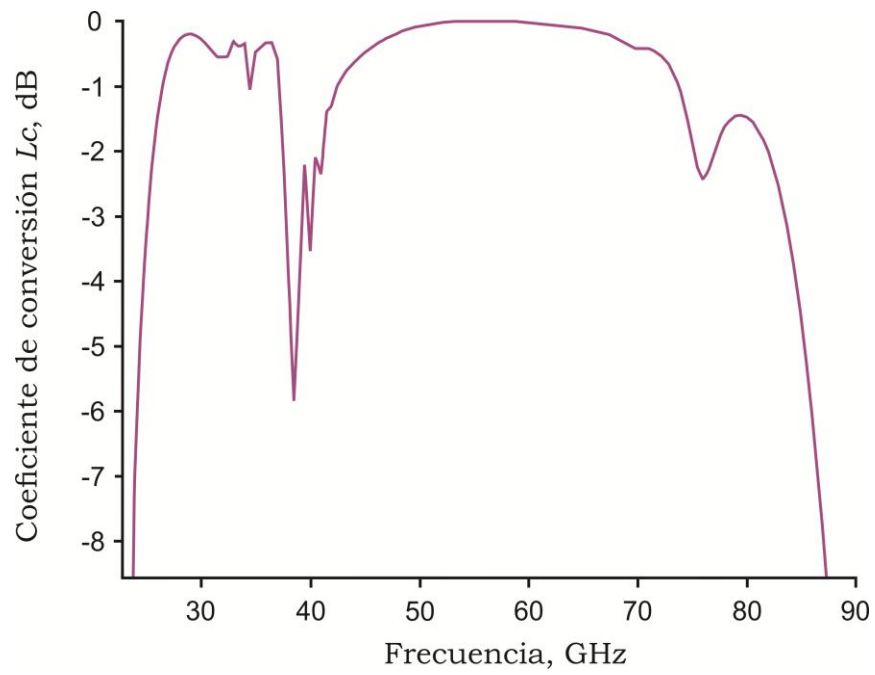


Figura 4.12. Coeficiente de conversión para el arreglo reflectivo con celda 4x8.

4.5 Arreglo reflectivo reconfigurable para la banda Ka basado en anillos seccionados con cargas reactivas

La geometría del arreglo reflectivo para la banda Ka, se determina por la optimización del circuito equivalente mostrado en la Figura 4.2. La meta de la optimización es sintetizar la geometría de la celda unitaria, cuyos coeficientes de reflexión, paralelo a los ejes u y v (Γ_u y Γ_v , respectivamente), exhiben magnitudes similares con una diferencia de fase cercana a 180° , sobre una extensa banda de frecuencias. Los parámetros optimizados del circuito equivalente se convierten en parámetros geométricos del arreglo con la ayuda del modelo matemático. Para reducir los costos de fabricación y simplicidad para ensamblar el arreglo reflectivo, un par de espacios no se carga, mientras que el otro par se carga con líneas de metal. Es necesario que las resonancias estén lo más alejadas posible entre ellas para que no afecte la banda de trabajo y esté libre de resonancias, por lo que se requiere que la resonancia aparezca a bajas frecuencias. Por lo tanto, se necesita aumentar la longitud de la línea de metal para aumentar el efecto inductivo, teniendo así, una línea de metal en forma de U. Esta línea de metal se calcula para obtener la misma inductancia, como la obtenida en el circuito equivalente. Con esta geometría modificada, no es necesario soldar componentes externos y el arreglo reflectivo se fabrica usando un proceso fotolitográfico estándar.

Los parámetros optimizados son: el periodo b , el radio interior r_1 y el radio exterior r_2 , los tamaños de las secciones angulares del anillo de metal $\Delta\phi_1$ y $\Delta\phi_2$, el ancho de la línea de metal w , las longitudes l_1 y l_2 de la línea de metal, y finalmente la distancia de la pantalla metálica d .

Las dimensiones de la geometría con los valores optimizados del anillo seccionado, con cargas reactivas, del arreglo reflectivo, para la banda Ka, se muestran en la Tabla 4.3. En la Figura 4.13 se muestra la geometría del anillo seccionado, con cargas reactivas, y en la Figura 4.14 se muestra una sección

del arreglo formado por celdas unitarias, periódicas, infinitas, para el caso en el que no existe una distribución de fase lineal entre los elementos.

Tabla 4.3. Dimensiones de la geometría del elemento del arreglo para la banda Ka.

b (mm)	d (mm)	r_1 (mm)	r_2 (mm)	$\Delta\phi_1$ (°)	$\Delta\phi_2$ (°)	l_1 (mm)	l_2 (mm)	w (μm)
3.75	2	1.35	1.71	31.3	10.9	0.96	0.82	80

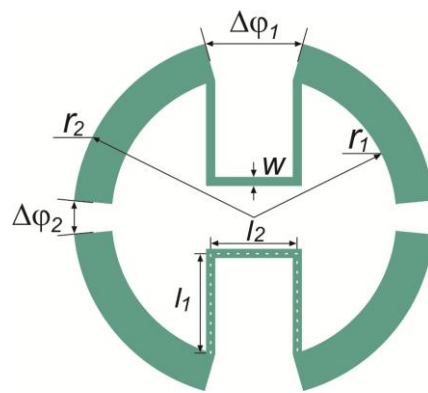


Figura 4.13. Geometría de la celda unitaria del arreglo.

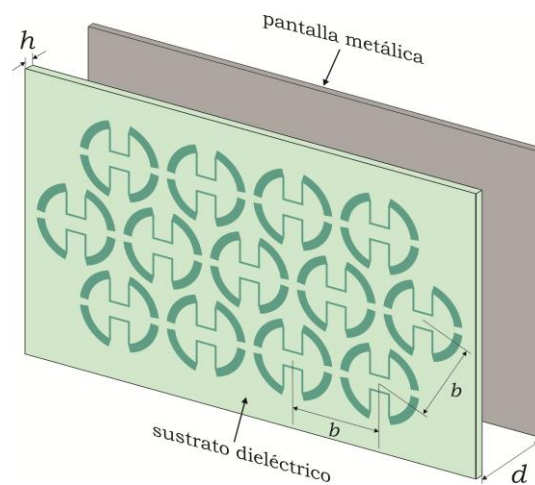


Figura 4.14. Sección del arreglo reflectivo formado por celdas unitarias periódicas, infinitas, sin distribución de fase lineal entre los elementos.

Se realizó la simulación electromagnética de la celda unitaria del arreglo reflectivo, con las dimensiones de la geometría dada en la Tabla 4.3, considerando el sustrato dieléctrico Rogers ULTRALAM 3850 con permitividad relativa de ϵ_r de 2.9, $\tan \delta$ de 0.0025 y espesor h de 0.025 mm y la pantalla metálica atrás, excitada con una onda de polarización circular, para obtener las características de reflexión del arreglo reflectivo.

4.6 Resultados de la simulación de la súper celda de 7x1 del arreglo reflectivo para la banda Ka

Partiendo de estas celdas unitarias que forman los arreglos reflectivos, ahora se propone que sean reconfigurables, los cuales son capaces de escanear en una banda de frecuencias determinada por los ángulos θ_0 y φ_0 . Los modos Floquet son reflejados por los arreglos en una determinada dirección. Esto se logra al introducir una distribución de fase lineal entre los elementos, en las direcciones η y σ del arreglo.

Para el caso del arreglo reflectivo reconfigurable, para la banda Ka, se realiza la simulación electromagnética de la súper celda, formada por siete celdas unitarias “sencillas”, con una distribución de fase lineal entre los elementos, como se muestra en la Figura 4.15. Las dimensiones de la geometría de las celdas unitarias están dadas en la Tabla 4.3.

Asimismo, se muestra en la Figura 4.16, una sección del arreglo reflectivo, formado por “súper” celdas periódicas, infinitas, para las condiciones $N_\eta = 7$, $N_\sigma = 1$, $\Delta\gamma_\eta = \pi/7$, $\Delta\gamma_\sigma = 0$. Se realiza la simulación electromagnética del arreglo reflectivo en el cual incide normalmente una OPC, para obtener los modos Floquet reflejados por el arreglo reflectivo, como se muestran en la Figura 4.17.

Se puede observar que los modos Floquet reflejados presentan oscilaciones en frecuencias menores a 22.5 GHz y mayores a 40 GHz, por lo que no afecta el

intervalo de frecuencias de la banda Ka, donde el arreglo reflectivo tiene aplicaciones. Este arreglo reflectivo, basado en anillos de metal seccionados, con cargas reactivas, puede tener aplicaciones en la banda Ka y es capaz de dirigir el haz de la onda reflejada en una determinada dirección a grandes ángulos de escaneo.

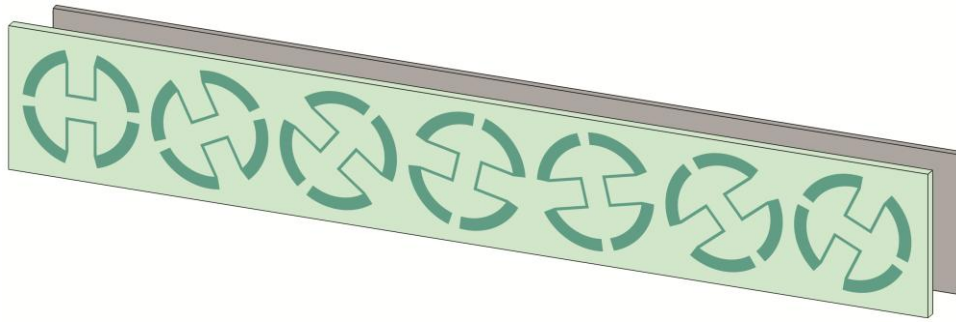


Figura 4.15. Súper celda formada por siete celdas sencillas con distribución de fase lineal entre los elementos.

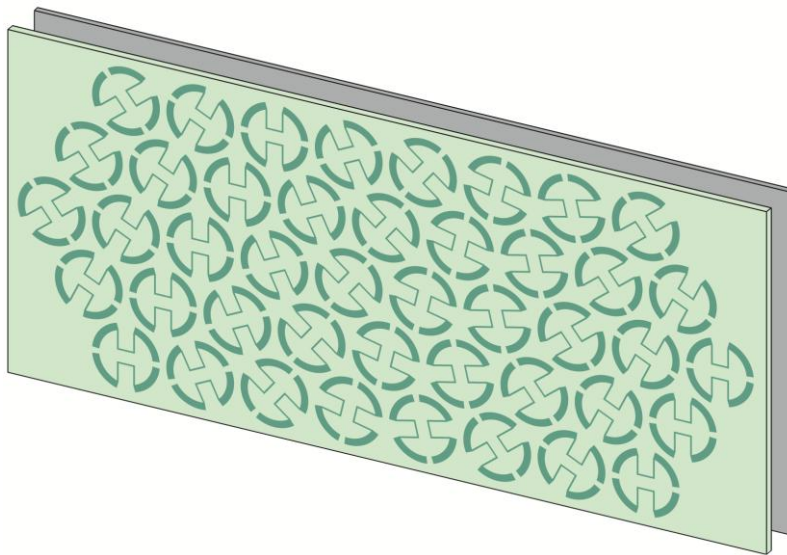


Figura 4.16. Sección del arreglo reflectivo formado por súper celdas periódicas.

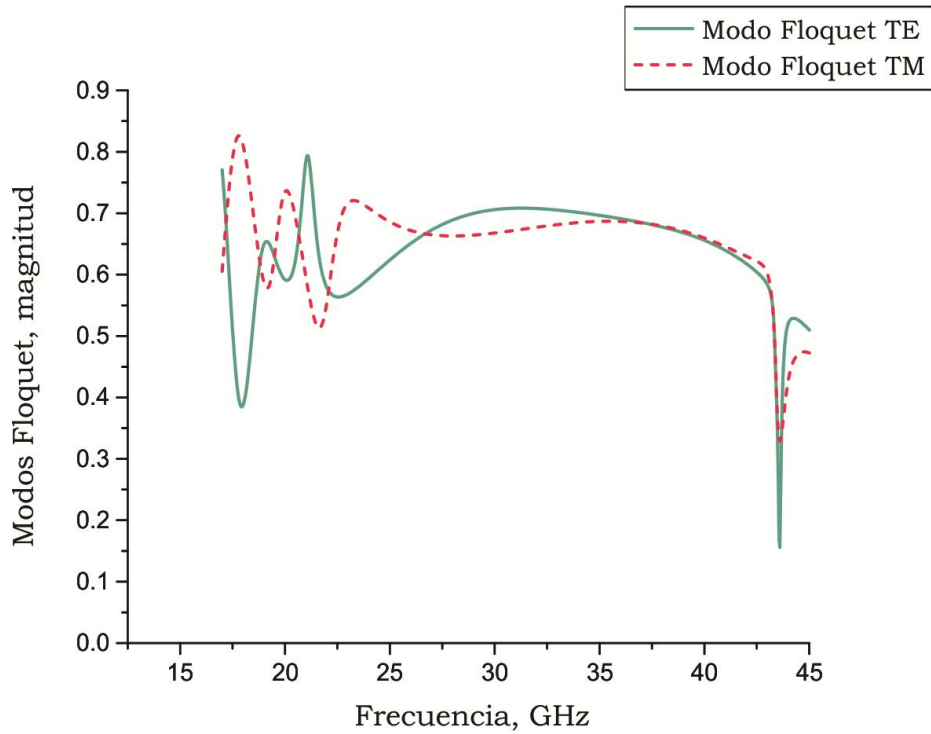


Figura 4.17. Modos Floquet propagándose a través del arreglo reflectivo para la banda Ka.

Se realiza la simulación electromagnética de la celda unitaria del arreglo reflectivo, con las dimensiones de la geometría dada en la Tabla 4.3, sin la pantalla metálica atrás, excitada con una onda de polarización lineal y obtener las frecuencias de resonancia para la polarización horizontal y vertical.

En la Figura 4.18 se muestra el coeficiente de reflexión para las polarizaciones horizontal y vertical. Se observa que la resonancia para la polarización horizontal, aparece en la frecuencia de 21.67 GHz, mientras que para la polarización vertical, la resonancia aparece a frecuencias altas, sin embargo, por el efecto inductivo, al aumentar la longitud de la línea de metal, aparece una oscilación en la frecuencia de 44.55 GHz. Esta oscilación queda fuera de la banda de trabajo, por lo que no afecta el intervalo de frecuencias para la banda Ka.

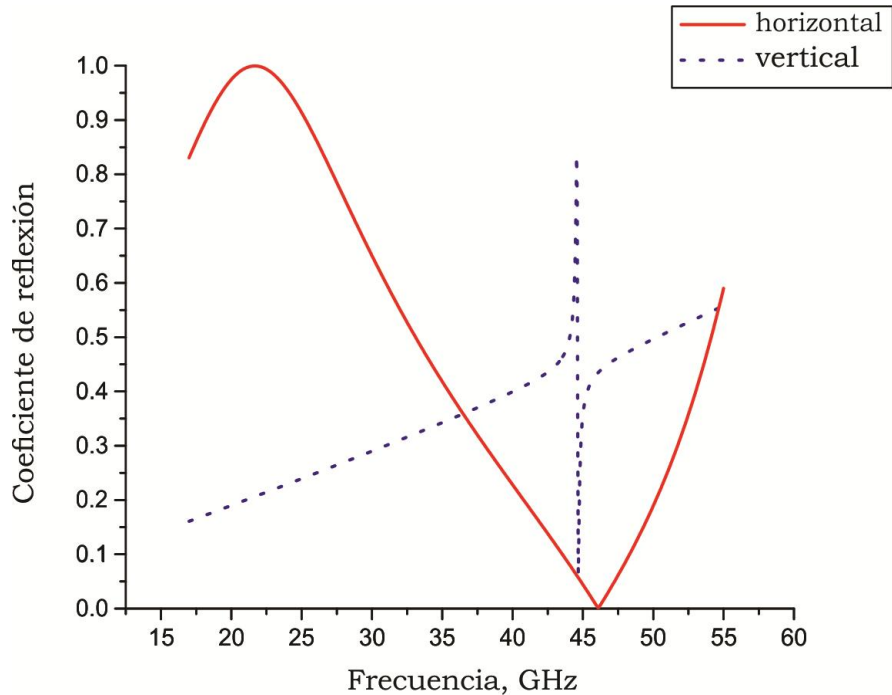


Figura 4.18. Coeficientes de conversión para la polarización horizontal y vertical del arreglo reflectivo.

4.7 Resultados de la simulación numérica del arreglo periódico infinito para la banda Ka

Se realizó la simulación de la dispersión de la OPC, que incide normalmente en el arreglo periódico, infinito. Las simulaciones se realizan para $\varphi_0 = -30^\circ$ y $\varphi_0 = 0^\circ$. La inductancia de la línea de metal en forma de U tiene un valor de 0.89 nH. La dependencia de la fase de los coeficientes de reflexión sobre la frecuencia de la componente co-polarizada, para diez diferentes ángulos de rotación γ del elemento se muestra en la Figura 4.19. La fase ϕ_i del coeficiente de reflexión corresponde al ángulo de rotación $\pi/10$.

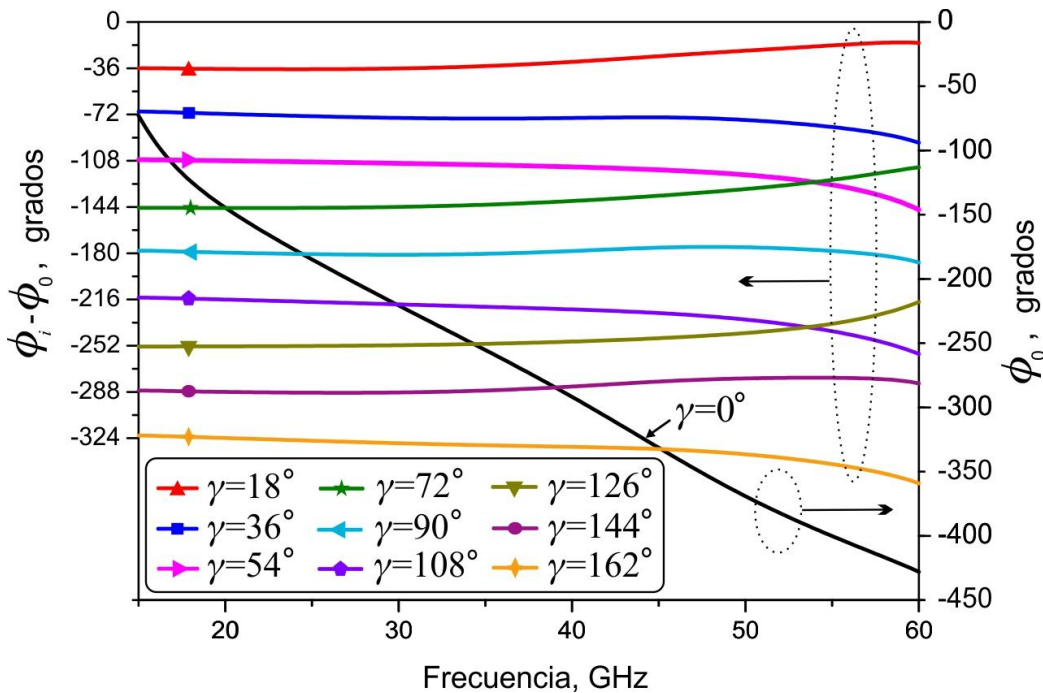
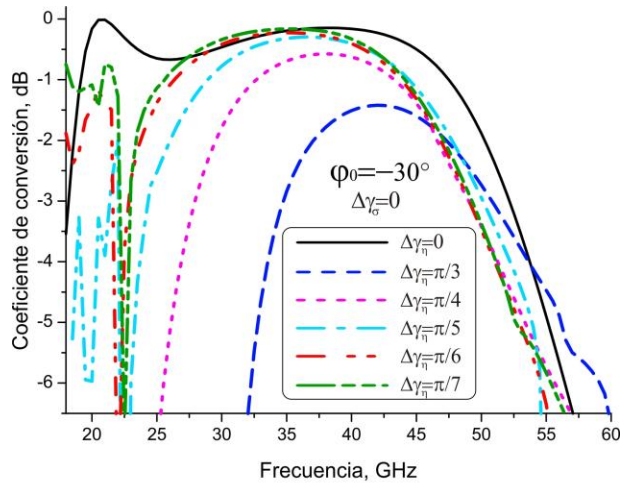


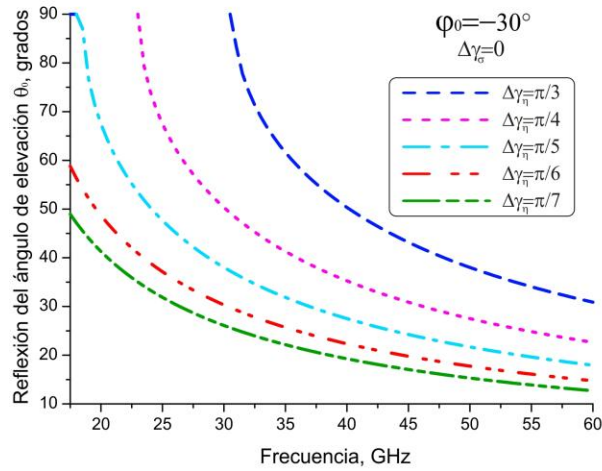
Figura 4.19. Fase del coeficiente de reflexión sobre la frecuencia de la componente co-polarizada para diferentes ángulos de rotación del elemento.

Se puede observar una alta linealidad de las características de fase simulada, sobre una extensa banda de frecuencias, para los diferentes ángulos de rotación. Se obtiene un error máximo de 11° , en la banda de frecuencias de 26 a 47 GHz.

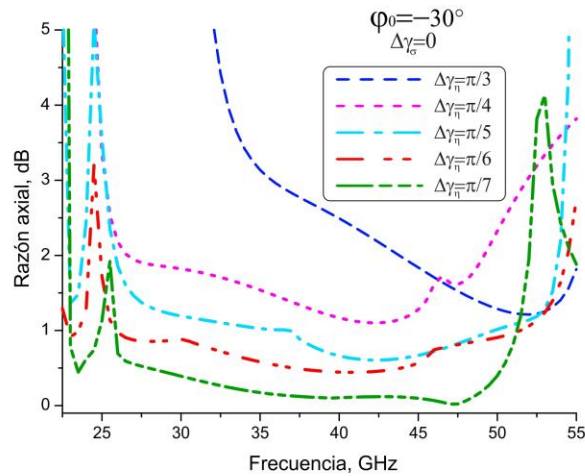
Los resultados de la simulación numérica para los dos arreglos reflectivos de banda Ka diseñados se muestran en la Figura 4.20 y Figura 4.21. En el caso de posiciones angulares uniformes de elementos, el arreglo reflectivo, de banda Ka, convierte una OPC de mano izquierda, que incide normalmente, a una OPC de mano izquierda, que se refleja normalmente, con pérdidas de conversión menores a 1 dB, en la banda de frecuencias de 19.2 a 47.5 GHz. Sin embargo, esta banda de frecuencias se reduce considerablemente cuando se introducen posiciones angulares no uniformes de los elementos, a fin de reconfigurar θ_0 y φ_0 , con valores diferentes de cero.



a)

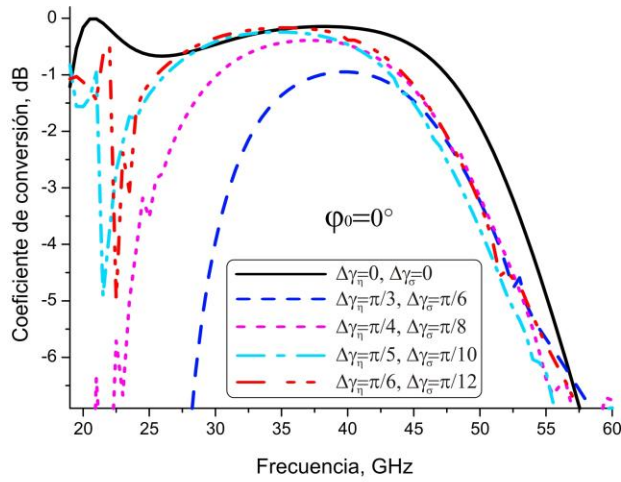


b)

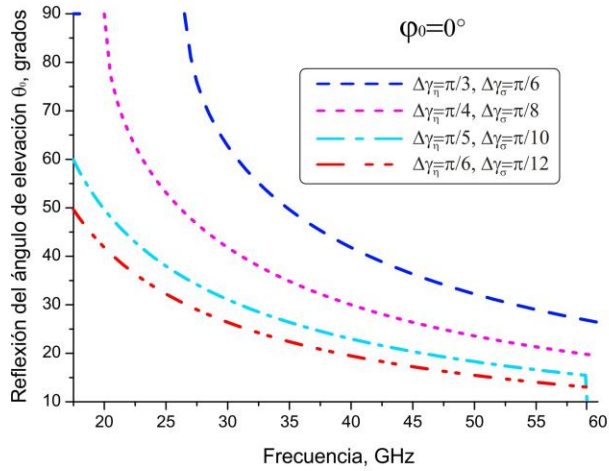


c)

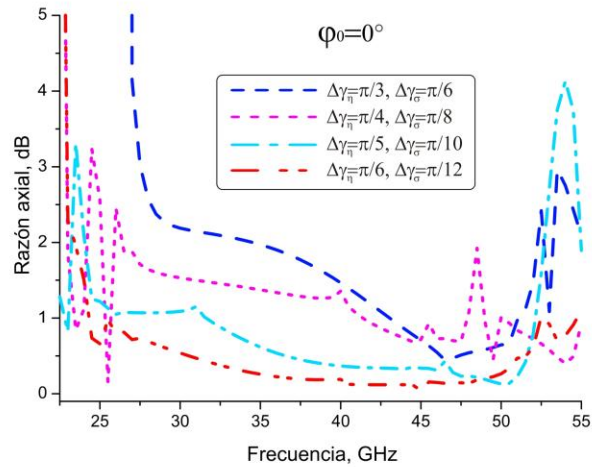
Figura 4.20. Características de reflexión del arreglo reflectivo de banda Ka para el caso de $\varphi_0 = -30^\circ$. a) Coeficiente de conversión, b) reflexión del ángulo de elevación, y c) razón axial de la onda reflejada.



a)



b)



c)

Figura 4.21. Características de reflexión del arreglo reflectivo de banda Ka para el caso de $\varphi_0 = 0^\circ$. a) Coeficiente de conversión, b) reflexión del ángulo de elevación, y c) razón axial de la onda reflejada.

La reducción de la banda de frecuencia reconfigurable, ocurre debido a varias razones. La primera de todas, la degradación del coeficiente de conversión L_c ocurre por ángulos de elevación grandes, porque el patrón de radiación de los anillos seccionados, con cargas reactivas, excitados, es no omnidireccional. Esta degradación es más pronunciada en altas frecuencias. Por otro lado, en bajas frecuencias, se puede observar la completa destrucción de las características de reflexión, debido al fenómeno resonante en el anillo seccionado, con cargas reactivas, que ocurre en la frecuencia de 22.5 GHz. Sin embargo, el coeficiente de conversión L_c es mayor a -1.8 dB, en la banda de frecuencias de 24 a 46.3 GHz para θ_0 hasta 40°.

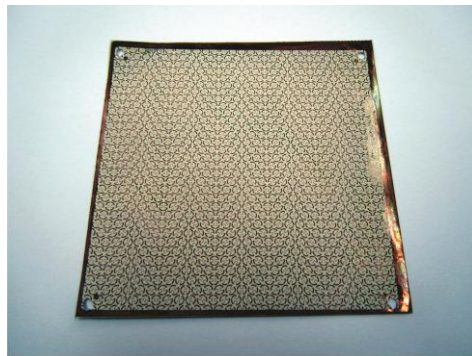
Se presentan en la Figura 4.20c y Figura 4.21c los datos calculados concernientes a la razón axial de la onda reflejada, viajando en la dirección determinada por las posiciones angulares de los elementos reactivos. Para ángulos de reflexión pequeños, la polarización es cercana a circular. Se puede observar un considerable aumento de la razón axial, para ángulos de reflexión grandes. No obstante, la razón axial es menor a 2 dB, en la banda de frecuencias de 26.6 a 46.3 GHz para θ_0 hasta 40°.

4.8 Resultados experimentales de las superficies periódicas reflectivas

Para validar el modelo matemático se fabricaron y caracterizaron dos superficies periódicas reflectivas (SPR), con elementos fijos. Cada SPR contiene 941 elementos, con las dimensiones dadas en la Tabla 4.3. Estos elementos están impresos en un sustrato Rogers ULTRALAM 3850, con espesor de 25 μm ($\epsilon_r = 2.9$, $\tan \delta = 0.0025$), usando un proceso fotolitográfico, en un área de 10x10 cm^2 . Se usaron marcos de acrílico plexiglás para dar soporte y mantener la distancia a la pantalla metálica ($d = 2$ mm).

En la primera SPR, llamada *SR_1*, la diferencia entre la posición angular de cualquiera de dos elementos adyacentes, en las direcciones η y σ están

puestos a $\Delta\gamma_\eta = \pi/5$ y $\Delta\gamma_\sigma = \pi/10$, respectivamente. Así, la “súper” celda, que contiene 5 elementos en la dirección η y 10 elementos en la dirección σ ($M_\eta = 1, N_\eta = 5, M_\sigma = 1, N_\sigma = 10$), forma la *SR_1*. Para la segunda SPR (*SR_2*), $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ son puestos a $\pi/6$ y $\pi/12$, respectivamente, formando la “súper” celda, que contiene 6 elementos en la dirección η y 12 elementos en la dirección σ ($M_\eta = 1, N_\eta = 6, M_\sigma = 1, N_\sigma = 12$). Estas configuraciones aseguran el apuntamiento del haz reflejado en el plano $\varphi = 0^\circ$. En la Figura 4.22 se muestran las dos SPR y en la Figura 4.23 se muestra una sección de cada una de las SPR y una vista en el microscopio de un elemento de la SPR, así como también, un elemento con un ángulo de rotación, en ambos casos se tiene una capa de fotoresina, por lo que se puede observar el sobreataque, que se presenta con una línea transparente alrededor del elemento y tiene un valor aproximado de $10\ \mu\text{m}$, por lo que se consideró que las dimensiones de los elementos tuvieran 10 micras más a las medidas originales.



a)



b)

Figura 4.22. SPR. a) *SR_1* y b) *SR_2*.

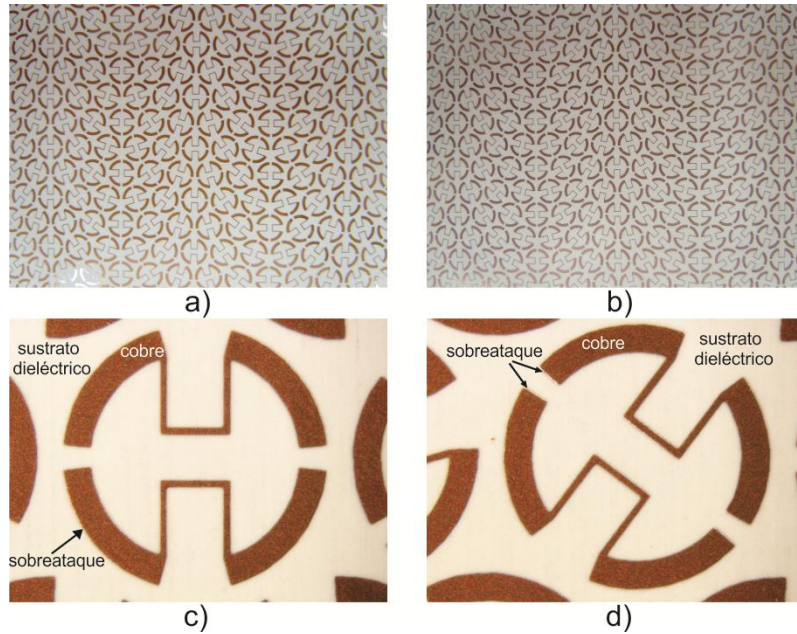


Figura 4.23. a) Sección de la SR_1 , b) sección de la SR_2 , c) elemento de las SPR y d) elemento de las SPR con ángulo de rotación.

De acuerdo al modelo matemático, en la frecuencia de 30 GHz, SR_1 y SR_2 reflejan la onda plana incidente polarizada circularmente de mano izquierda en la dirección establecida por $(\theta_0 = 31.1^\circ, \varphi_0 = 0^\circ)$ y $(\theta_0 = 26.4^\circ, \varphi_0 = 0^\circ)$, respectivamente.

Para probar esto, se construyó la configuración de la medición como se muestra en la Figura 4.24. Esta configuración intenta proveer una onda plana polarizada circularmente que incide normalmente hacia el arreglo. Esta contiene dos antenas de corneta cónicas, escalares, corrugadas y conectadas a un analizador vectorial de redes (AVR). Se utilizan transiciones de guía de onda rectangular a circular y una guía de onda de polarización circular para transformar el modo TE_{10} , de la guía de onda rectangular en un modo TE_{11} , polarizado circularmente, de la guía de onda circular. Se usa un lente dieléctrico para transformar la onda esférica, radiada desde la antena transmisora, en una onda cuasi plana propagándose hacia la SPR. Así, la OPC incidente de mano izquierda se transforma, por la SPR, en una OPC reflejada de mano izquierda, en la reflexión del ángulo de elevación θ_0 .

La antena de corneta receptora está ubicada a diferentes θ_0 , para detectar el campo electromagnético.

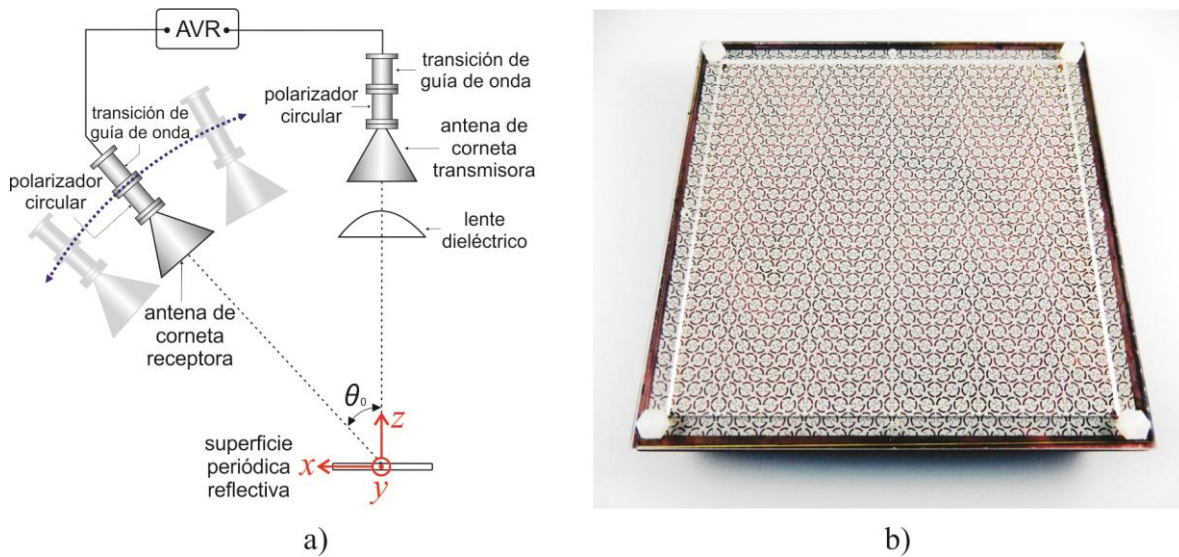


Figura 4.24. a) Configuración de la medición y b) SPR fabricada $M_\eta = 1$, $N_\eta = 5$,
 $M_\sigma = 1$, $N_\sigma = 10$.

En la Figura 4.25 se muestra una fotografía del arreglo de medición para las SPR (SR_1, SR_2) y en la Figura 4.26 se muestra una vista detallada de la SR_1.



Figura 4.25. Arreglo de medición para las SPR.



Figura 4.26. Vista de la SPR, SR_1 .

Los patrones de radiación de SR_1 y SR_2 en la frecuencia de 30 GHz se muestran en la Figura 4.27. El haz principal se dirige en θ_0 de 32.9° y 26.6° para SR_1 y SR_2 , respectivamente. Se puede observar que θ_0 medido concuerda bien con los cálculos teóricos de 31.1° y 26.4° para SR_1 y SR_2 , respectivamente, como se muestra en la Figura 4.21b.

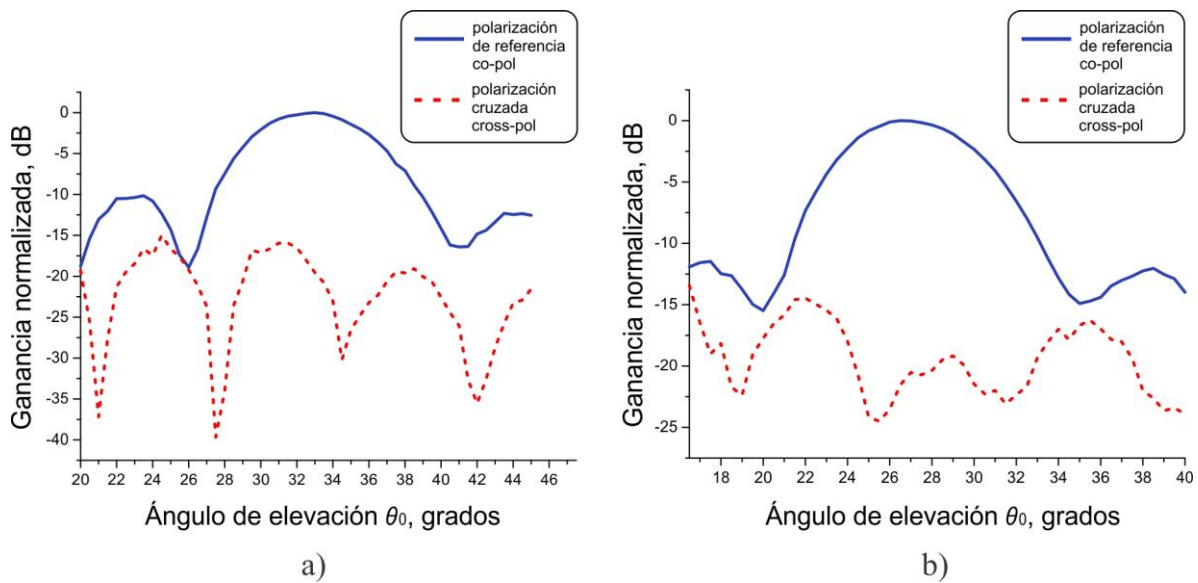


Figura 4.27. Patrones de radiación medidos de a) SR_1 y b) SR_2 .

4.9 Conclusiones

En este capítulo se presentó el análisis electromagnético para un arreglo de fase reflectivo reconfigurable, con elementos tipo espirafase, basados en anillos metálicos seccionados, con cargas reactivas, considerando una distribución de fase lineal entre los elementos adyacentes. Se utiliza el modelo matemático de onda completa, el cual permite considerar la fuerte interacción entre los elementos de un arreglo, de celdas sencillas, con posiciones angulares no uniformes, con el propósito de obtener el desempeño del arreglo de fase reflectivo a partir de una onda plana de polarización circular incidente. Este modelo matemático permite la rápida recalculación de las características de reflexión de los arreglos reflectivos reconfigurables. Con la ayuda de este modelo, se diseñó y optimizó un arreglo reflectivo, para la banda Ka. El arreglo de fase reflectivo utiliza el principio de cambio de fase de Fox en su funcionamiento, por lo que definiendo adecuadamente la geometría del anillo, así como la posición de las reactancias, es posible direccionar el haz principal en la dirección requerida.

Se diseñó un arreglo reflectivo, con elementos tipo espirafase, basados en anillos seccionados, con cargas reactivas, para la banda Ka. Este arreglo reflectivo puede redireccionar una OPC en una dirección determinada por los ángulos de elevación hasta 40° , con pérdidas de conversión menores a 1.8 dB y razones axiales menores a 2 dB, sobre una banda de frecuencias de 26.6 a 46.3 GHz.

Se fabricaron y caracterizaron dos superficies periódicas reflectivas SPR fijas, basadas en anillos de metal seccionados, con cargas reactivas, que operan en la banda Ka, para validar los resultados numéricos. Los patrones de radiación medidos de las superficies periódicas reflectivas SR_1 y SR_2 , en la frecuencia de 30 GHz, muestran que el haz principal se direcciona en un ángulo de elevación θ_0 de 32.9° para SR_1 y θ_0 de 26.6° para SR_2 , mientras que en los resultados teóricos se obtienen θ_0 de 31.1° para SR_1 y θ_0 de 26.4° para SR_2 . Los resultados medidos y simulados muestran una buena coincidencia.

Bibliografía

- [1] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, and Y. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Long Beach, CA, Jun. 2005, pp. 573-576.
- [2] A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, and J. I. Martinez Lopez, "Reflective phased array based on split metal rings with p-i-n diode switches," *IEEE First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, Nov. 2006, pp. 1-5.
- [3] A. Fox, "An adjustable wave-guide phase changer," *Proceedings of the IRE PIRE*, Vol. 35, No. 12, Dec. 1947, pp.1489-1498.
- [4] N. Amitay, V. Galindo, and C. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley-Interscience, 1972.

Conclusiones generales

La investigación sobre los arreglos periódicos de elementos tipo espirafase, utilizando anillos de metal seccionados, con cargas reactivas, muestra que estas estructuras poseen excelentes características que se usan en diferentes aplicaciones como son superficies selectivas de frecuencia, polarizadores circulares, superficies selectivas de polarización circular y arreglos de fase reflectivos reconfigurables.

Las conclusiones principales del presente trabajo se enuncian a continuación:

1. Los elementos basados en anillos seccionados con cargas reactivas son buenos candidatos para integrar el radiador plano y su desplazador de fase permitiendo desarrollar arreglos de fase reflectivos de tecnología planar y bajo costo de fabricación.
2. Al utilizar modelos matemáticos de onda completa que describan el funcionamiento de los arreglos de fase reflectivos, basados en elementos de anillos seccionados, con cargas reactivas, se hace posible la simulación numérica y electromagnética de estructuras periódicas de celdas con posiciones angulares no uniformes. Al introducir una distribución de fase lineal progresiva entre los elementos del arreglo reflectivo, se puede modelar el desvío del haz principal en una determinada dirección, asimismo considerando la fuerte interacción mutua electromagnética entre los elementos.
3. Al considerar la implementación de los capacitores e inductores de los elementos radiadores a través del propio proceso fotolitográfico de fabricación, se reducen significativamente los costos y tiempos de fabricación, asimismo se evita la complejidad y las pérdidas de inserción al soldar alambres u otros dispositivos, obteniendo arreglos reflectivos con mayor precisión en su manufactura.

4. Se diseñó, fabricó y caracterizó un polarizador circular, de cuatro capas en cascada, para la banda Ka, basado en SSFs de anillos seccionados bisectados. Los resultados experimentales obtenidos muestran una coincidencia razonable con los resultados simulados. Se obtienen valores de razones axiales menores a 3 dB en la banda de frecuencias de 25.5 a 36.5 GHz para θ_{inc} hasta 25°.
5. Se presenta una aplicación a partir del polarizador circular de cuatro capas diseñado. Se diseñó, fabricó y caracterizó un prototipo de SSPC, de nueve capas en cascada, para la banda Ka, basada en anillos seccionados bisectados. Los resultados medidos proveen valores de razones axiales menores a 3 dB y coeficientes de transmisión mayores a -1 dB para un sentido de la polarización circular, mientras que para el sentido opuesto provee coeficientes de transmisión menores a -20 dB en la banda de frecuencia de 26.39 a 35.43 GHz. Se obtiene una buena coincidencia entre los resultados simulados y los resultados medidos.
6. Se diseñó un arreglo reflectivo utilizando elementos tipo espirafase, basado en anillos seccionados, con cargas reactivas, para la banda Ka. En este arreglo reflectivo, la OPC incidente se redirecciona en una determinada dirección por los ángulos de elevación hasta 40°, con pérdidas de conversión menores a 1.8 dB y razones axiales menores que 2 dB sobre una banda de frecuencias de 26.6 a 46.3 GHz.
7. Se diseñaron, fabricaron y caracterizaron dos SPR, para la banda Ka, basadas en anillos seccionados, con cargas reactivas. Se fabricó un arreglo para *SR_1*, con súper celdas periódicas de 5x10 elementos, para las condiciones $N_\eta = 5$, $N_\sigma = 10$, $\Delta\gamma_\eta = \pi/5$, $\Delta\gamma_\sigma = \pi/10$ y un arreglo para *SR_2*, con súper celdas periódicas de 6x12 elementos, para las condiciones $N_\eta = 6$, $N_\sigma = 12$, $\Delta\gamma_\eta = \pi/6$, $\Delta\gamma_\sigma = \pi/12$.

Los patrones de radiación de las SPR muestran que en la frecuencia de 30 GHz, el haz principal se dirige en θ_0 de 32.9° y 26.6° , que concuerdan bien con los cálculos teóricos de 31.1° y 26.4° para *SR_1* y *SR_2*, respectivamente.

8. Se obtuvieron nuevos conocimientos científicos en las áreas de los polarizadores circulares, de las superficies selectivas de polarización circular y de los arreglos de fase reflectivos reconfigurables. Los resultados del presente trabajo fueron publicados en dos artículos y un tercer artículo fue aceptado para su publicación, en revistas internacionales indizadas en el Journal Citation Reports (JCR) [1, 2, 3].

[1] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "A multilayer circular polarizer based on bisected split-ring frequency selective surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, 2014, pp. 153-156.

[2] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, "Cascaded circular-polarisation-selective surface based on bisected split rings," *Electronics Letters*, Vol. 50, No. 19, Sep. 2014, pp. 1335-1336.

[3] L. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, A. E. Martynyuk, and J. I. Martinez-Lopez, "Wideband-reconfigurable reflectarrays based on rotating loaded split rings," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, In press.