



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRIA Y DOCTORADO EN
INGENIERIA**

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UN ELEMENTO ESPIRAFASE DE
ACTUACION ELECTROMECHANICA PARA UN ARREGLO
DE FASE REFLECTIVO DE BANDA ANCHA**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERIA

INGENIERIA ELECTRICA-TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

MARTINEZ LOPEZ LOURDES

TUTOR

DR. JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ



2008



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR

Secretario: DR. GOMEZ CASTELLANOS JAVIER

Vocal: DR. MARTINEZ LOPEZ JOSE ISMAEL

1er. Suplente: DR. GUTIERREZ CASTREJON RAMON

2do. Suplente: DR. RODRIGUEZ CUEVAS JORGE

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

TUTOR DE TESIS:

DR. MARTINEZ LOPEZ JOSE ISMAEL

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 darme vida, por todas las bendiciones y darme siempre lo mejor y por concederme el privilegio de llegar a este momento.

A mis padres Ismael y Julia, por darme la vida, por su amor y apoyo a cada momento, por su ejemplo de trabajo, por todos los consejos y la enseñanza a lo largo de mi vida, sin ustedes no hubiera sido posible alcanzar este logro que también es de ustedes.

A mis hermanos Ismael, Ángel, Rosalba, a mi tía Rufina, a mi cuñada Karina y a mi sobrino Isaac, por todo el amor, el apoyo, los consejos y enseñanza y por todos los momentos inolvidables que hemos compartido juntos.

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

A José Antonio, por todo su apoyo y su amistad incondicional.

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

A mis profesores de posgrado por su enseñanza y esfuerzo en mi formación profesional.

A mi director de tesis, Dr. José Ismael Martínez López, por su apoyo, su tiempo y dedicación, por sus valiosos consejos y enseñanza que hicieron posible la realización de este trabajo.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk por su apoyo, consejos, enseñanza, tiempo y dedicación durante la realización de este trabajo y por sus valiosos comentarios que lo enriquecieron.

A mi Jurado, integrado por los Doctores Oleksandr Martynyuk, Javier Gómez Castellanos, José Ismael Martínez López, Ramón Gutiérrez Castrejón y Jorge Rodríguez Cuevas, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo.

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

A la Dirección General de Estudios de Posgrado, DGEP, por el apoyo económico.

Índice general

Introducción	1
1. Tecnología de arreglos de fase	4
1.1 Introducción	4
1.2 Aplicaciones de los arreglos de fase	6
1.3 Investigación y retos en arreglos de fase	8
1.4 Tipos de antenas de arreglos de fase	9
1.5 Desplazador de fase	11
1.6 Arreglo reflectivo	13
1.7 Teoría básica de los arreglos reflectivos	16
1.8 Ventajas y desventajas de los arreglos reflectivos	18
1.9 Investigación y retos en arreglos reflectivos	20
1.10 Empleo del principio espirafase en el desarrollo de los arreglos reflectivos	22
1.11 Conclusiones	29
Bibliografía	30
2. Análisis electromagnético de arreglos reflectivos basados en anillos de metal cargados	32
2.1 Introducción	32
2.2 Características del arreglo reflectivo plano	
2.3 Consideraciones de diseño del arreglo reflectivo	35
2.4 Arreglo reflectivo de banda ancha basada en anillos de metal cargados	35
2.5 Principio de operación del arreglo reflectivo	36
2.6 Métodos de análisis electromagnéticos	38
2.6.1 Método de momentos	38
2.6.2 Método del elemento finito	39
2.6.3 Métodos variacionales	40
2.6.4 Método de diferencias finitas	41
2.6.5 Método de modelado de líneas de transmisión	42

2.7	Formulación modal	45
2.7.1	Modos Floquet escalares	47
2.7.2	Modos Floquet vectoriales	50
2.8	Método del acoplamiento modal	53
2.9	Modelo matemático	54
2.10	Conclusiones	58
	Bibliografía	59
3.	Optimización del elemento radiador	62
3.1	Introducción	62
3.2	Arreglo reflectivo en banda X-Ku	63
3.3	Arreglo reflectivo de anillos metálicos con cargas reactivas	64
3.4	Arreglo reflectivo de anillos metálicos con cortos	69
3.5	Arreglo reflectivo con diafragmas de anillos metálicos con cortos	71
3.6	Arreglo reflectivo con diafragmas de anillos metálicos con cortos y extensiones	74
3.7	Optimización del arreglo reflectivo con cargas reactivas	79
3.8	Optimización del arreglo reflectivo con cortos	80
3.9	Conclusiones	89
	Bibliografía	90
4.	Módulo hexagonal utilizando el elemento radiador diseñado	91
4.1	Introducción	91
4.2	Minimotores como elementos de actuación	93
4.3	Diseño de la placa hexagonal	96
4.4	Etapas del módulo hexagonal	101
4.5	Conclusiones	107
	Bibliografía	108
	Conclusiones generales	109

Resumen

Se presenta el análisis, diseño y optimización de un elemento espirafase con actuación electromecánica para un arreglo reflectivo de banda ancha. El elemento radiador con desplazador de fase integrado está basado en el principio de cambio de fase de Fox y consiste en un anillo de metal con cuatro secciones o espacios que será impreso en un sustrato dieléctrico circular, en cada espacio se conecta una carga reactiva. Asimismo a una distancia d del plano de los elementos se coloca una pantalla metálica. El propósito es obtener una diferencia de fase de 180° entre las componentes ortogonales que son reflejadas por el arreglo sobre una significativa banda de frecuencias. El centro del elemento espirafase es acoplado a la flecha de un minimotor de pasos para proveer un giro independiente en cada elemento y así poder establecer una distribución de fase lineal entre los elementos del arreglo para reflejar la onda incidente hacia una dirección deseada y poder así explorar el espacio circundante.

Se optimizó el diseño para obtener una operación del arreglo en las bandas X-Ku-K (9.64-28.97 GHz) y proveer una diversidad de aplicaciones en dicho intervalo de frecuencias.

Introducción

La investigación, el diseño y desarrollo de la tecnología de antenas de arreglos de fase ha tenido un rápido crecimiento debido a la necesidad de desarrollar sistemas que realicen aplicaciones de rastreo, seguimiento, exploración, detección e identificación de fuentes de señal, así como aplicaciones en diversos campos de comunicaciones. Sin embargo, debido a la gran cantidad de elementos que conforman al arreglo, la principal desventaja que tiene esta tecnología es su elevado costo, lo que limita su utilización casi exclusivamente a sistemas militares. Es por eso que un reto muy importante representa la reducción del costo y las mejoras en la calidad de su desempeño, para así también satisfacer las demandas en aplicaciones civiles.

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. Al tener la posibilidad de desarrollar estos miles de elementos bajo un proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico, se tiene un ahorro considerable en cuanto a tiempos y costo de fabricación, de manera que cada elemento tenga las funciones de radiador y desplazador de fase a la vez. Esta es la característica principal e innovadora de las antenas *reflectarrays* o arreglos reflectivos.

Es necesario analizar y optimizar las características del elemento radiador integrado con su desplazador de fase en un ambiente de arreglo periódico que considere el acoplamiento mutuo entre los elementos, para así determinar el desempeño del arreglo total.

El principio de operación de la antena requiere de una distribución de fase lineal progresiva entre sus elementos radiadores para dirigir el haz hacia una determinada dirección. Utilizando el principio espirafase basado en el cambio de fase de Fox [1] es posible modificar la fase de la onda electromagnética en los elementos radiadores al controlar su posición angular. Si un elemento de una antena de polarización circular es rotado desde su posición original en un ángulo γ , entonces la fase de la onda de polarización circular reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de la rotación) de 2γ . De esta forma, mediante el uso de minimotores acoplados a los elementos radiadores del arreglo, es posible modificar las características de fase de la onda reflejada al desplazar angularmente dichos radiadores.

En este trabajo se propone el diseño de un elemento radiador de tipo espirafase de actuación electromecánica para la integración de un arreglo de fase reflectivo de banda ancha. El arreglo de fase estará formado por la unión de un número n de elementos radiadores como el diseñado, según requiera la aplicación. La posición angular de cada elemento radiador es controlada de forma independiente por un minimotor cuya flecha está acoplada al elemento radiador.

Los objetivos del presente trabajo son

- Propuesta de diseño de elementos de arreglos de fase que incluyen el radiador plano con su desplazador de fase, para formar un arreglo reflectivo.
- Analizar el modelo matemático en el cual se basa el funcionamiento, y la geometría adecuada del elemento radiador, así como la periodicidad que considere el acoplamiento mutuo entre los elementos para obtener el desempeño total del arreglo reflectivo.
- Simular el comportamiento electromagnético de un elemento radiador periódico y obtener los parámetros de desempeño del arreglo.
- Optimizar las características de desempeño del elemento radiador para lograr una significativa banda de frecuencias.

El presente trabajo está dividido en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se muestran los conceptos generales y se analiza la historia, aplicaciones y el funcionamiento de las antenas de arreglos de fase, arreglos reflectivos y principio espirafase, en los cuales se base el principio de funcionamiento del elemento radiador. En el capítulo 2 se presenta el modelo matemático utilizado para el análisis de una estructura periódica infinita de arreglos reflectivos de anillos de metal con cargas reactivas. En el capítulo 3 se presenta la simulación del comportamiento electromagnético de la estructura periódica infinita del elemento radiador de anillos de metal seccionados con cargas reactivas estando en un mismo plano y para cuando están independientes entre sí con rotación mecánica, así como la obtención de algunos parámetros necesarios para mejorar el desempeño del arreglo. Asimismo se presenta la optimización del elemento radiador, a

través de la modificación de los parámetros geométricos del elemento, para obtener un ancho de banda considerable.

En el capítulo 4 se presenta el diseño de un módulo hexagonal utilizando el elemento radiador, así como la propuesta de implementación, etapa de potencia, decodificador de posición y control electrónico, para ser implementado en un arreglo de fase reflectivo.

Capítulo 1

Tecnología de Arreglos de Fase

1.1 Introducción

La necesidad de tener funciones de alto desempeño en aplicaciones de vigilancia simultánea, exploración, detección, seguimiento e identificación de objetos o fuentes de señal, han estimulado considerablemente la actividad en la investigación, diseño y desarrollo de la tecnología de antenas de arreglos de fase.

Las antenas de arreglos de fase ofrecen grandes ventajas sobre las antenas convencionales. Estas son principalmente, la capacidad del control electrónico del haz para agilizar el apuntamiento y rastreo, el control del patrón de radiación, la detección y el seguimiento de múltiples objetivos de forma simultánea, sus características de adaptabilidad y la versatilidad para obtener respuestas que satisfagan los requerimientos de sistemas específicos. Esto ha motivado que durante las últimas tres décadas exista un fuerte interés por parte de muchos países en desarrollar esta tecnología, teniendo aplicaciones en diversos campos como la radioastronomía, radiometría y en muchas áreas de telecomunicaciones.

La principal desventaja que presentan los arreglos de fase es su elevado costo, limitando su aplicación a sistemas militares. Sin embargo, el rápido crecimiento de los sistemas de radar y comunicaciones en la banda Ka (de 26 a 40 GHz) ha motivado la investigación y desarrollo a nivel mundial de arreglos de fase en dicha banda. Los retos más importantes en este desarrollo han sido la reducción de costos y la obtención de mejores parámetros de desempeño para así satisfacer las crecientes demandas en aplicaciones militares y civiles.

Las antenas de arreglos de fase están formadas generalmente por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante. Es necesario desarrollar la tecnología que pueda producirlos en grandes volúmenes a un bajo costo. La posibilidad de desarrollarlos bajo un proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico de tal forma que cada elemento integre las funciones de radiador y de desplazador de fase permite un considerable ahorro en cuanto a tiempos y costos de fabricación. Las características del elemento radiador y la posibilidad de integrarlo con dispositivos de control de fase determinan la característica de la antena y la posibilidad tecnológica de realizarla.

Un arreglo de fase está formado por elementos radiadores en coherencia de fase. Estos pueden ser dipolos, aperturas, espirales, reflectores parabólicos y muchos otros tipos de antenas. El arreglo de fase periódico plano consiste en elementos radiadores idénticos que están ubicados en los nodos de una malla periódica. Si una distribución de fase lineal progresiva es aplicada entre los elementos adyacentes del arreglo entonces es posible direccionar el haz del arreglo en el espacio circundante. En la Figura 1.1 se muestra la formación de un frente de onda plano para un arreglo lineal de cuatro elementos para dos condiciones de operación, la primera para cuando no existe una distribución de fase entre elementos y la segunda para una distribución de fase lineal constante entre los elementos.

La desviación del haz mediante la modificación de fase en los elementos radiadores individuales que forman el arreglo ha tenido muchas aplicaciones en la industria militar y espacial, y en diversos campos de radiocomunicación, radiolocalización y radioastronomía.

Una de las principales características de los arreglos de fase es la capacidad de controlar dinámicamente el patrón de radiación y así desplazar el haz para explorar el espacio.

La exploración electrónica puede garantizar una alta velocidad debido a que la distribución de las excitaciones de amplitud y fase en la apertura fija de la antena se controla mediante dispositivos electrónicos, asegurando una velocidad máxima en la exploración para aplicaciones de sistemas de comunicación.

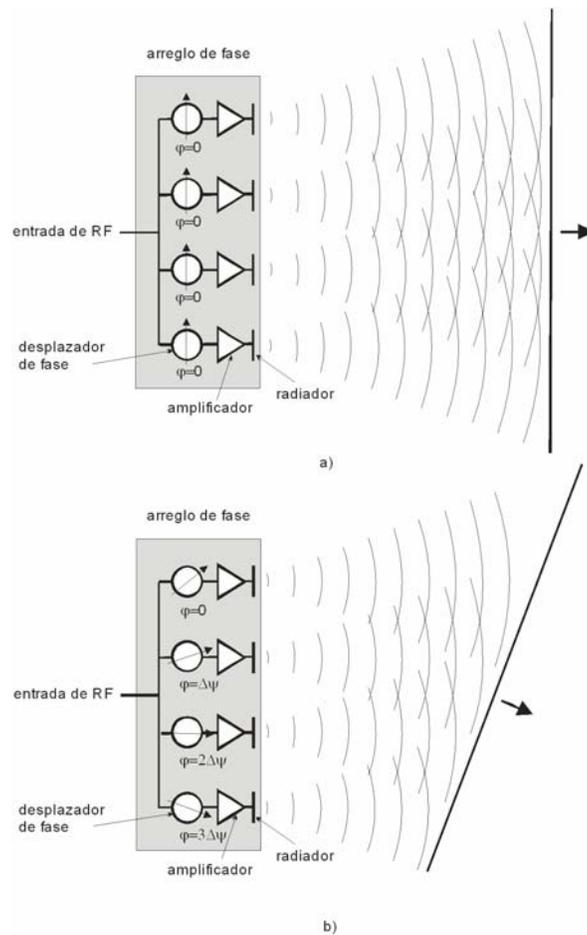


Figura 1.1: Arreglo de fase. a) Cero distribución de fase y b) distribución de fase lineal constante.

1.2 Aplicaciones de los arreglos de fase

La tecnología de antenas de arreglos de fase tuvo su origen en la industria militar, siendo observada su potencialidad en cuanto a la agilidad y versatilidad de exploración del haz y en el mejoramiento del desempeño al obtener mejores exactitudes en el rastreo. Los arreglos de fase han contribuido de forma significativa en los sistemas de defensa de varios países, en particular en las plataformas militares de alto costo como son buques de guerra y aviones de combate, en los cuales se depende críticamente de los arreglos de fase para su supervivencia.

Actualmente se han incorporado radares de arreglos de fase debido a la necesidad de búsqueda, detección y seguimiento a muy alta velocidad de

objetos móviles. El arreglo de fase es capaz de ejecutar diferentes modos de operación y debido a la agilidad de desplazamiento de su haz puede seguir simultáneamente a varios objetivos, sin que con esto se descuide la detección de nuevos objetivos que de alguna manera pudieran aparecer en su rango de detección.

Después de la guerra fría ha habido una transferencia de la tecnología militar a los sistemas comerciales. Esta tecnología migró a los sistemas de telecomunicaciones en el espacio, particularmente a los satélites de comunicaciones de órbita baja [2].

Estos sistemas están formados por constelaciones de satélites ubicados en diferentes planos orbitales para proveer una cobertura global. La característica de movilidad de los satélites hace que los requerimientos para las antenas sean más altos en cuanto a su versatilidad de directividad, y es aquí donde los arreglos de fase proveen el mejor desempeño en comparación con las antenas de tipo reflector convencionales.

Una tendencia actual es la utilización de frecuencias más altas en los enlaces satelitales para aumentar la capacidad de información. En los enlaces en banda Ka se tienen serios problemas con la atenuación por lluvia y para obtener altas confiabilidades se requiere de un haz concentrado que sea brincante, es decir, que sus características de amplitud, frecuencia, fase y dirección sean controladas dinámicamente como una función del ambiente para minimizar los efectos de la lluvia y otros fenómenos meteorológicos, por lo que nuevamente las antenas en arreglos de fase ofrecen una excelente alternativa de solución.

Otra aplicación importante de los arreglos de fase es en radioastronomía y en sistemas radiométricos, en donde gracias a los arreglos de fase es posible tener resoluciones espaciales por debajo de las milésimas de segundo de arco.

Se considera que la radioastronomía llegó a ser una rama importante de la ciencia solo después que adoptó los radiotelescopios basados en arreglos de fase [3].

Algunos arreglos de fase son muy grandes y los más potentes utilizados como radares sofisticados, vigilancia y sistemas de comunicaciones militares para naves y barcos pueden costar cientos de millones de dólares. Su alto costo los ha mantenido alejados de diseminar su aplicación más allá de las militares y de las comunicaciones satelitales de alto grado. Sin embargo, se está trabajando para su miniaturización e integración en la electrónica de silicio tanto para sistemas militares como comerciales.

1.3 Investigación y retos en arreglos de fase

En aplicaciones futuras, los sistemas de arreglos de fase tendrán una operación de banda ancha de tal forma que un arreglo será capaz de desempeñar varias funciones interrelacionadas e interdependientes con una alta eficiencia y confiabilidad. Por ejemplo, las plataformas que posean un sistema de apertura compartida tendrán solamente un arreglo de fase capaz de soportar el radar, las funciones de guerra electrónica, las comunicaciones y las aplicaciones de navegación. Otra función de los arreglos será en el control eficiente del tráfico aéreo de aeropuertos civiles y militares de gran capacidad. La ventaja es que la misma antena podrá ser utilizada tanto en las funciones de vigilancia del aeropuerto, como en la medición precisa de la aproximación de las aeronaves, en las comunicaciones y en la medición de fenómenos meteorológicos debido a que los diferentes sistemas de arreglos de fase comparten los mismos principios básicos [4].

Uno de los retos en el desarrollo de los nuevos sistemas de arreglos de fase es acoplar las nuevas capacidades revolucionarias del procesamiento digital de señales con la evolución de las arquitecturas de aperturas activas. Estas arquitecturas están basadas en cientos o miles de elementos cuyo diseño y optimización resulta indispensable para asegurar arreglos de alto desempeño.

La necesidad de un análisis detallado es muy importante debido a la aparición de nuevos tipos de arreglos y elementos. Existe un énfasis en arreglos pequeños y en arreglos con lóbulos laterales reducidos. También existe un interés en elementos que soporten la polarización circular y que permitan obtener amplios sectores de exploración. La posibilidad de contar con un modelo matemático que permita predecir la respuesta del arreglo y optimizar el diseño es muy importante sobre todo cuando se considera el costo y el tiempo de fabricación de los prototipos.

Los principales avances fueron alcanzados en tecnologías de arreglos impresos, en la miniaturización y mejora de desempeños de módulos de transmisión y recepción, en el diseño de matrices pasivas de Butler y redes de formación del haz, en tecnologías de circuito impreso, en técnicas de procesamiento digital de señales, en formación digital del haz, en diseño termomecánico y en técnicas de integración.

Para la nueva generación de comunicaciones móviles vía satélite se van a requerir desarrollos adicionales en términos de los desempeños de enlaces como son la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), la relación de

ganancia y temperatura de ruido (G/T) y el reuso de frecuencias. Las constelaciones multimedia de satélites de órbita baja también descansarán en el desarrollo de antenas de arreglos de fase activas de haces múltiples en una configuración de radiación directa. El principal sistema de satélite propuesto para una configuración de banda ancha es Skybridge (Alcatel space), un proyecto de 3.5 mil millones de dólares basado en ochenta satélites que trabajarán en la banda Ku [5].

En el sistema de posicionamiento global (GPS) se está considerando la posibilidad de agregar un número más grande de elementos radiadores en el arreglo transmisor para proveer una mayor PIRE sobre la cobertura. En lo que se refiere al segmento terrestre hay un mercado promisorio y de rápido crecimiento para los arreglos de fase para aeronavegación así como en los automóviles y en terminales móviles de usuario [5].

A pesar de todo el desarrollo alcanzado en las áreas militares y espaciales y de los aspectos promisorios de la aplicación de esta tecnología en los sistemas comerciales, la tecnología de arreglos de fase aún enfrenta retos; siendo el más importante, el alto costo de los arreglos, por ejemplo, si consideramos que cada elemento del arreglo puede costar un promedio de 1000 dólares y que un arreglo puede tener miles de elementos, entonces se hablaría de un sistema cuyo costo de fabricación es de millones de dólares, lo que limita el uso de esta tecnología solo a sistemas militares ya que el costo representa un factor determinante en la viabilidad del desarrollo de los sistemas. Actualmente la investigación a nivel mundial en esta tecnología tiene como una de sus prioridades la reducción sustancial del costo de los arreglos. Por esta razón resulta urgente y necesario desarrollar arreglos de fase de bajo costo para su aplicación en las nuevas generaciones de sistemas que requerirán operaciones de antenas de alto desempeño.

1.4 Tipos de antenas de arreglos de fase

Existen dos clases generales de arreglos de fase, los activos y los pasivos. En la Figura 1.2 se muestra la representación básica de la arquitectura de ambos tipos de arreglos de fase. Los arreglos pasivos utilizan un transmisor y un receptor central conectado a los elementos radiadores, sin embargo, cada elemento radiador tiene la capacidad de efectuar el desplazamiento de fase. En los arreglos activos cada elemento radiador se encarga de generar la

potencia necesaria para la transmisión y la amplificación a bajo ruido en la recepción, así como de su control de fase. En los arreglos activos los módulos de transmisión-recepción (T/R) son usados en cada elemento para así proveer un control de amplitud y fase. El transmisor que se usa en un arreglo pasivo convencional es reemplazado por amplificadores de potencia que están distribuidos en cada módulo T/R.

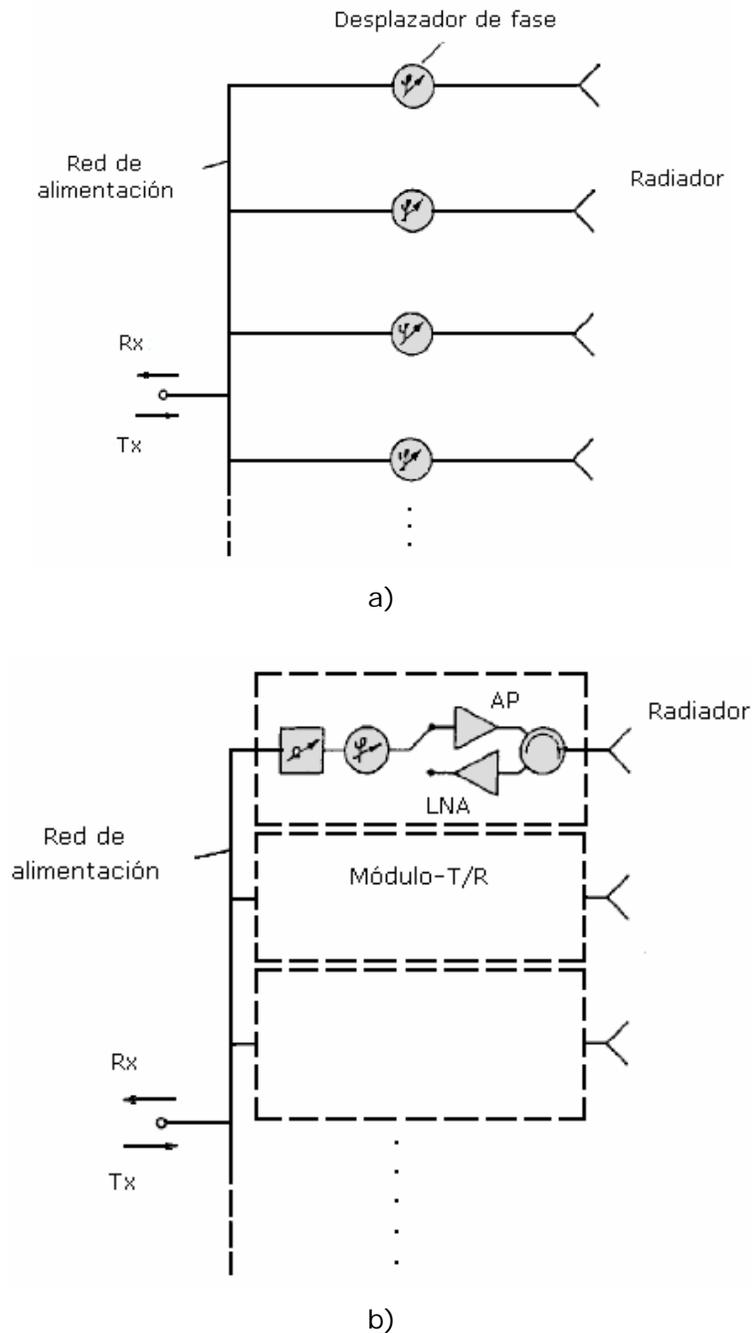


Figura 1.2: Principio de diseño. a) Arreglo de fase pasivo y b) arreglo de fase activo.

La principal ventaja de un arreglo activo es que se incrementa la sensibilidad del sistema. Además los módulos T/R proporcionan una flexibilidad completa en el control de la amplitud y fase tanto para transmitir como para recibir. Otra ventaja que se tiene con el arreglo activo es que las redes de alimentación no necesitan ser optimizadas para obtener bajas pérdidas, permitiendo así la flexibilidad en el diseño y la posibilidad de minimizar tamaño y peso.

Las mejoras en el desempeño incrementan la complejidad y el costo, esto es una desventaja, ya que los arreglos de fase requieren de miles de elementos. Un arreglo pasivo es generalmente menos costoso porque el número y el costo de sus componentes son menores. Los arreglos activos tienen mayor capacidad y confiabilidad, pero no han sido tan utilizados debido a su alta complejidad y costo. Aunque el costo de los arreglos activos ha descendido considerablemente en los últimos 10 años y aunque actualmente existen esfuerzos para reducirlos aún más, todavía el costo sigue siendo el mayor reto. Además de que las aplicaciones de radar y comunicaciones en el espacio también requieren adicionalmente de reducciones significativas de peso.

La primera generación de arreglos de fase la construyeron los arreglos de fase pasivos. La segunda generación está desarrollada a partir de arreglos activos que utilizan elementos discretos de estado sólido y la tercera generación está formada por arreglos activos basados en circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC).

El advenimiento de los MMIC de relativo bajo costo, el ensamblaje automático de componentes de microondas y las técnicas de procesamiento digital de alta velocidad han llegado a ser las alternativas preferidas para varios de los sistemas modernos de radar y de comunicaciones de alta velocidad que requieren de una exploración rápida del espacio [6].

1.5 Desplazador de fase

El desplazador de fase es uno de los elementos esenciales en la operación de un arreglo de fase. Para poder explorar un ángulo fuera de la radiación transversal se requiere de una diferencia de fase entre los elementos radiadores. Para este propósito es necesario cuantificar los 360° de desplazamiento de fase diferencial en incrementos discretos. Los

desplazadores de fase digitales son los más apropiados debido a que pueden ser controlados fácilmente por una computadora.

Los parámetros de diseño críticos en un desplazador de fase son sus pérdidas de inserción, las variaciones de amplitud, los tiempos de conmutación, la capacidad de manejo de potencia y la potencia requerida para conmutar la fase. Algo muy importante es su tamaño, su peso y los circuitos de control. Desafortunadamente, ningún desplazador de fase tiene las propiedades deseables para todos estos parámetros.

El diseño y las características del desplazador dependen significativamente del tipo de arreglo y representan uno de los principales costos de fabricación. En el arreglo pasivo los desplazadores de fase están conectados directamente a los elementos radiadores y soportan directamente la potencia de transmisión y las señales de recepción. Por lo que las pérdidas del desplazador de fase se suman a las pérdidas de la antena, lo cual reduce la eficiencia del sistema. La meta en el diseño de un arreglo pasivo es minimizar las pérdidas en la red de alimentación y en el caso de los desplazadores de fase es incrementar la sensibilidad y la eficiencia del sistema. Como se aprecia en la Figura 1.3 en el arreglo activo los desplazadores de fase son parte de las etapas de señal pequeña del módulo T/R, entonces las pérdidas del desplazador de fase no reducen directamente la potencia de transmisión.

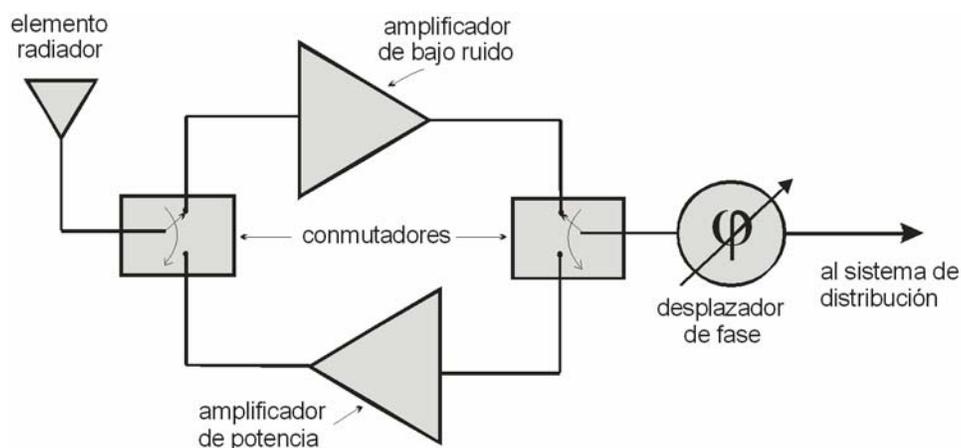


Figura 1.3: Módulo de arreglo de fase activo.

Por lo tanto, en un arreglo de fase pasivo la reducción de las pérdidas del desplazador de fase es una alta prioridad en el diseño, mientras que en los

módulos T/R de los arreglos activos se pueden compensar relativamente las altas pérdidas por medio de amplificación. Esto conduce a tener diferentes especificaciones en el diseño de los desplazadores de fase.

Otra consideración importante es que las dimensiones físicas del desplazador deben mantenerse en el área limitada del circuito. Esto puede representar un problema cuando hablamos de desplazadores de fase de microcinta de tipo línea conmutada debido a que para su operación requiere de diversas longitudes de líneas para asegurar los diferentes estados de fase. Los arreglos de fase pasivos tienden a emplear desplazadores de fase que utilizan solamente el mínimo número de bits para mantener pérdidas pequeñas del orden de 1 a 2 dB [7]. A su vez, los desplazadores de fase activos son desarrollados mediante la tecnología monolítica para integrar un alto número de bits en un circuito integrado de relativo bajo costo y un considerable ancho de banda.

Esto hace que las altas pérdidas de inserción se puedan aceptar ya que los circuitos manejan solamente niveles de potencia de señal pequeña. Sin embargo, las altas pérdidas de inserción ocasionan errores de amplitud en el arreglo y puede llevar a la aparición de grandes lóbulos secundarios. Por lo tanto, en el diseño de desplazadores de fase monolíticos se requiere minimizar las variaciones de las pérdidas de inserción.

Se ha estudiado una gran variedad de desplazadores de ferrita y a diodo para ser utilizados en arreglos pasivos [8]. Los desplazadores a diodo han sido usados debido a sus altas velocidades de conmutación y porque son de bajo peso y costo. Sin embargo, la desventaja es que tienen pérdidas de inserción altas. Los desplazadores de ferrita se utilizan en arreglos pasivos debido a que poseen pérdidas de inserción bajas, sin embargo, su desventaja es que los tiempos de conmutación son muy grandes. Otros diseños de desplazadores de fase electrónicos están basados en diodos PIN, transistores FET e interruptores de microsistemas electromecánicos (MEMS). En la década pasada se desarrollaron desplazadores de fase MMIC para módulos T/R de tamaño pequeño, de altas velocidades de conmutación, de bajo consumo de potencia y de relativo bajo costo [9].

1.6 Arreglo reflectivo

Como una alternativa a los arreglos de fase convencionales, se ha desarrollado la antena de arreglo reflectivo (Reflectarray) [10]. Ésta combina

algunas de las mejores características de las antenas tipo reflectivo y de las antenas de arreglos de fase. Mientras que las antenas convencionales de tipo reflectivo controlan la radiación electromagnética al cambiar la fase de la onda reflejada a través de la forma de su superficie, los arreglos reflectivos dependen de la geometría y de la distribución de sus elementos para alcanzar la misma meta. La ventaja básica de los arreglos reflectivos es su bajo costo cuando se compara con el costo de los reflectores convencionales. En su forma más básica, el arreglo reflectivo de microcinta está formado por un arreglo plano de parches de microcinta o dipolos impresos sobre un sustrato dieléctrico delgado. Una antena alimentadora ilumina el arreglo cuyos elementos individuales están diseñados para reflejar la energía del campo incidente con la fase apropiada para formar un frente de onda plano en la apertura de la antenna.

La operación del arreglo reflectivo es similar a la de un reflector parabólico ya que forma de manera natural un frente de fase plano cuando un alimentador es colocado en su foco. En el caso del arreglo reflectivo es posible formar el frente de fase plano debido a que la dispersión de los elementos del arreglo permite colimar la energía reflejada para formar un haz principal en una determinada dirección. Por esta razón también se le conoce como reflector plano. En la Figura 1.4 se muestra la conformación de la onda reflejada y la geometría típica de un arreglo reflectivo.

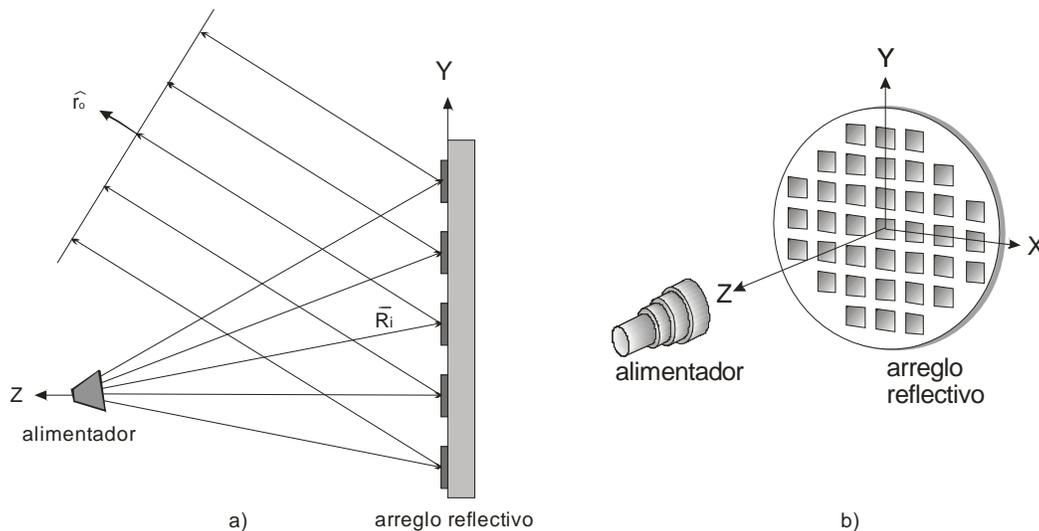


Fig. 1.4: Arreglo de fase reflectivo. a) Formación del frente de fase plano en la onda reflejada y b) geometría típica.

La alimentación espacial elimina la complejidad y las pérdidas en las redes de alimentación de microcinta. Existe una gran flexibilidad al escoger la geometría de la alimentación del arreglo reflectivo debido a que es posible utilizar la alimentación focal, la alimentación con desplazamiento y nuevos tipos de alimentadores.

El rápido crecimiento de las antenas de microcinta junto con la necesidad de contar con antenas de bajo costo, alta ganancia y con características estéticas para aplicaciones comerciales ha llevado al uso de elementos de microcinta en una gran variedad de configuraciones de arreglo reflectivos [11].

El arreglo reflectivo tiene ventajas significativas en antenas de ondas milimétricas de alta ganancia debido a que las pérdidas en las redes de alimentación para otros arreglos en altas frecuencias son por lo general inaceptables. 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 amoldarse a cierta geometría. La geometría plana del arreglo reflectivo permite que la fabricación se realice mediante un proceso de manufactura de tecnología planar, además de facilitar su manejo y montaje, por ejemplo, es más fácil de colocar y desplegar en un satélite.

El haz de la antena puede estar fijo en una dirección particular como en un sistema pasivo o puede ser direccionado activamente para cubrir una amplia región. La exploración activa puede ser llevada a cabo electrónicamente al implantar desplazadores de fase en los elementos impresos o mecánicamente al utilizar motores miniatura para mover los elementos.

Debido a que no es necesario utilizar un circuito divisor de potencia de bajas pérdidas, no son necesarios los módulos T/R ni tampoco el complicado control de formación del haz. Esta es la ventaja más significativa del arreglo reflectivo al compararlo con el arreglo de fase ya que una gran porción de la antena, a excepción del elemento alimentador, es una estructura plana de bajo perfil.

La antena puede ser montada de acuerdo a la forma de la estructura existente, tal como un edificio, barco, aeronave, vehículo, etc. La aplicación comercial de difusión por satélite es un buen ejemplo donde un reflector plano puede ser desplegado más fácilmente en comparación con un reflector parabólico curvo, para así formar una apertura grande con un volumen relativamente pequeño.

El arreglo reflectivo permite obtener polarizaciones lineales y circulares mediante un adecuado diseño de los elementos radiadores. La selectividad de la polarización se puede obtener al usar parches rectangulares para polarizaciones lineales y parches cuadrados, circulares o en cruz para polarizaciones circulares. También es posible incorporar dispositivos o mecanismos que permitan modificar la fase de cada elemento del arreglo con el propósito de explorar el haz principal a grandes ángulos de la dirección transversal de la apertura.

Por lo tanto, un aspecto importante del diseño de los arreglo reflectivos es la manera de diseñar los elementos individuales de tal forma que dispersen la onda electromagnética con la fase apropiada para redirigir el haz en una dirección determinada. Una opción es utilizar elementos que tengan diferentes ángulos de rotación. Este principio ha sido demostrado para un arreglo reflectivo tipo espirafase donde elementos espirales discretos con posiciones conmutables fueron usados para efectuar la exploración del haz.

1.7 Teoría básica de los arreglos reflectivos

La geometría general de un arreglo reflectivo se muestra en la Figura 1.5. Una antena de tipo bocina alimenta la superficie reflectora y generalmente está alejado lo suficiente del reflector, de manera que la onda incidente pueda considerarse localmente como una onda plana. Se considera que el centro de fase está en el origen (O). La superficie reflectora está formada por un conjunto de celdas periódicas con elementos radiantes que constituyen un arreglo, dispuesto en una retícula. Dichos elementos son metalizaciones fotograbadas sobre un dieléctrico y pueden apilarse en capas. Además se incluye un plano de tierra en la parte inferior para evitar radiación hacia atrás de la antena. Un haz es mostrado extendiéndose desde el alimentador a un punto arbitrario en la superficie reflejante. El haz es dispersado por los elementos del arreglo reflectivo, tal que la energía reflejada de la superficie es direccionada en un ángulo (θ_0, ϕ_0) en el campo lejano. Donde θ_0 y ϕ_0 son los ángulos de elevación y azimut, respectivamente.

Esencialmente los arreglos reflectivos coliman ondas esféricas de la bocina alimentadora en ondas planas en el campo lejano. La onda incidente se refleja en cada elemento radiante que introduce además el desfase apropiado. El desfase normalmente se ajusta en cada celda periódica

para producir un haz orientado hacia la dirección deseada, lo que equivale a un campo reflejado con fase progresiva.

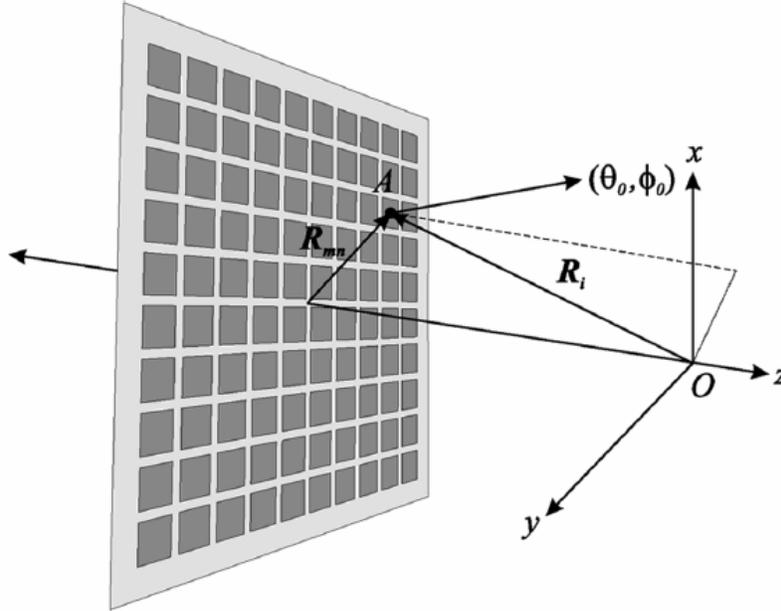


Figura 1.5: Geometría de un arreglo reflectivo.

Matemáticamente esto es expresado definiendo un vector $R_i = OA$, y un vector unitario representando la dirección del haz dispersado, \hat{r}_o , según el cual la reflexión en la dirección \hat{r}_o , es lograda satisfaciendo la relación:

$$k_0(R_i - R_{mn} \cdot \hat{r}_o) - \psi_{mn} = 2\pi k \quad (1.1)$$

donde $k_0 = 2\pi / \lambda_0$, R_{mn} es el vector de posición del mn -ésimo elemento mostrado en la figura y $k=0,1,2,\dots$. El término ψ_{mn} representa el cambio de fase producido entre el campo incidente y reflejado por el mn -ésimo elemento del arreglo reflectivo.

En general, la ganancia G_r de un arreglo reflectivo puede ser expresado como:

$$G_r(\theta, \phi) = \varepsilon_{11} G_e(\theta, \phi) \cos \theta \quad (1.2)$$

donde ε_{i11} es la eficiencia de iluminación del sistema de alimentación, G_e es la ganancia de un solo elemento de parche de microcinta. Para un buen diseño de elementos del arreglo reflectivo con ganancia de elemento G_e , el área efectiva del parche de la antena es igual a ab , donde a y b son el largo y ancho de una celda unitaria, respectivamente. La máxima ganancia puede ser expresada como:

$$G_r = \varepsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda_0^2} MNabEF(\theta, \phi) \cos \theta \quad (1.3)$$

donde M y N son el número de elementos en cada uno de los planos principales del arreglo, EF es el factor normalizado del parche, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y ε_{ap} es la eficiencia de la apertura total del arreglo reflectivo, dado por $\varepsilon_{ap} = \varepsilon_{i11} \varepsilon_a \varepsilon_p$. El término ε_a es la eficiencia de reflexión y ε_p es la eficiencia del error de fase del reflector [12].

1.8 Ventajas y desventajas de los arreglos reflectivos

Entre las principales ventajas que presentan las antenas *reflectarrays*, pueden destacarse las siguientes:

- Peso y volumen reducidos. El cuerpo principal de la antena es delgado y presenta un perfil plano que permite colocarla en paredes de edificios o vehículos sin necesidad de estructuras adicionales. Esto tiene como consecuencia la disminución de peso y volumen en comparación con los platos parabólicos o conformados. Ambas son características importantes en aplicaciones espaciales.
- Bajo nivel de pérdidas. Debido a que se elimina la compleja red de alimentación de un arreglo de parches convencional, las pérdidas de alimentación desaparecen.
- Robustez mecánica. Presentan buen comportamiento mecánico. Debido al perfil plano y a que los elementos no requieren conexión eléctrica, es posible doblar la estructura para transportarla de manera compacta y desplegarla en el sitio de operación.

- Facilidad de fabricación y bajo costo relativo. Con los avances en la tecnología de fotolitografía los pasos de fabricación son relativamente sencillos y muy precisos, reduciendo los costos de producción.
- Compatibilidad con dispositivos activos. La tecnología microcinta permite integrar elementos activos, por ejemplo, diodos PIN, MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits), y MEMS (Micro-Electro Mechanical System). Estos elementos permiten amplificar la señal o reconfigurar electrónicamente los patrones de radiación.

Sin embargo, este tipo de tecnología también presenta algunas limitaciones, siendo la principal el ancho de banda. A continuación, se mencionan algunas desventajas de las antenas reflectarray:

- Ancho de banda reducido del elemento radiador. El elemento radiador es una antena tipo microcinta. Este tipo de antenas presenta banda estrecha y alto Q, siendo de tipo resonante. El ancho de banda típico de una antena microcinta es del 3%. El ancho de banda puede mejorar sustancialmente al utilizar estructuras multicapa, obteniéndose valores de hasta el 15%.
- Control de fase. Dificultad de conseguir un control de la fase en un margen $\geq 360^\circ$.
- Volumen. Aunque ya se dijo que el perfil del reflector es plano, la estructura completa ocupa mayor volumen que un arreglo plano convencional. Esto, debido a la presencia del alimentador.
- Limitación de potencia. La potencia máxima a la que un arreglo reflectivo puede trabajar viene dada por el campo de ruptura del dieléctrico.

1.9 Investigación y retos en arreglos reflectivos

En años recientes, las antenas de arreglos reflectivos planares han evolucionado en una atractiva alternativa para aplicaciones que requieren alta ganancia y bajo perfil en su estructura. En un arreglo reflectivo tradicional se cambia la fase del campo reflejado, para formar el patrón de radiación deseado, esto se logra modificando las características impresas de los elementos individuales que componen el arreglo.

Para reflectores polarizados linealmente (PL), la propuesta más popular incluye variar el tamaño de los dipolos de microcinta, elementos de parche, stubs de longitud variable. El ancho de banda ha sido extendido usando topologías de parches apilados. Han sido propuestos arreglos reflectivos plegables, basados en parches de tamaños variables.

Para arreglos con polarización circular (PC), un número de conceptos interesantes han sido presentados, incluyendo la variación en el ángulo rotacional de parches de microcinta con stubs, resonadores de anillos ranurados, y resonadores de anillos de microcinta.

La apilación de estos elementos ha sido empleada para extender el ancho de banda y permitir la operación de doble banda.

Una interesante capacidad de los arreglos reflectivos es la posibilidad de hacer dinámico el patrón del haz, usando arreglos de elementos reconfigurables. Este concepto se mantiene como una plataforma para el desarrollo de un arreglo de antena reconfigurable. La alimentación espacial de los elementos elimina la necesidad de una red de alimentación voluminosa, que caracteriza los arreglos de fase tradicionales, potencialmente mejorando ganancia, disminuyendo las pérdidas y permitiendo una flexibilidad más grande en las configuraciones del arreglo. Los arreglos reflectivos variables son una plataforma para formar el haz, eliminando la necesidad de módulos transceptores para cada elemento de la antena y la operación de cambio de fase es interna a la estructura del elemento de la antena.

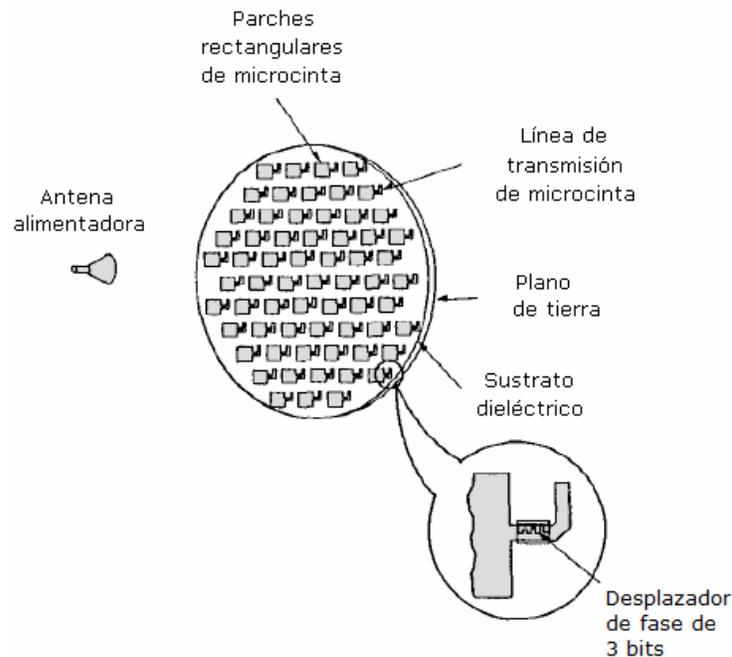
Los arreglos reflectivos reconfigurables requieren elementos cuya fase de campo dispersado puede ser ajustada sobre un rango extenso (idealmente 360°). Las propuestas mecánicas basadas en motores han sido presentadas para sistemas de PC de rotación de elementos, han sido propuestos interruptores para implementar la rotación eléctrica de elementos. En la Figura 1.6 se muestra que el haz principal de los arreglos reflectivos puede

ser explorado utilizando el principio espirafase por medios electrónicos o mecánicos.

Similarmente han sido propuestas para antenas de PL el uso de interruptores RF/MEMS, parches de MEMS variables y motores para mover los componentes radiadores para lograr el efecto deseado.

Recientemente varias técnicas han sido demostradas experimentalmente. El control electrónico del elemento fue demostrado por la radiación de la antena de parche con un diodo varactor. Desafortunadamente, solo fue logrado un rango de fase variable de 180° , permitiendo solo un limitado escaneo del haz. Este problema es solucionado usando una topología de celda activa. Ha sido demostrado que superficies de impedancia variable pueden ser adaptados para usarlos como reflectores reconfigurables. Sin embargo, solo un gradiente de fase puede ser programado dentro de tales estructuras y la periodicidad en la estructura requiere grandes arreglos de elementos, necesitando muchos dispositivos para implementar la reconfigurabilidad comparado con arreglos reflectivos.

Recientemente los interruptores MEMS han permitido desarrollar desplazadores de fase en elementos de arreglos reflectivos a través del uso de múltiples interruptores posicionados a lo largo de las ranuras [12].



a)

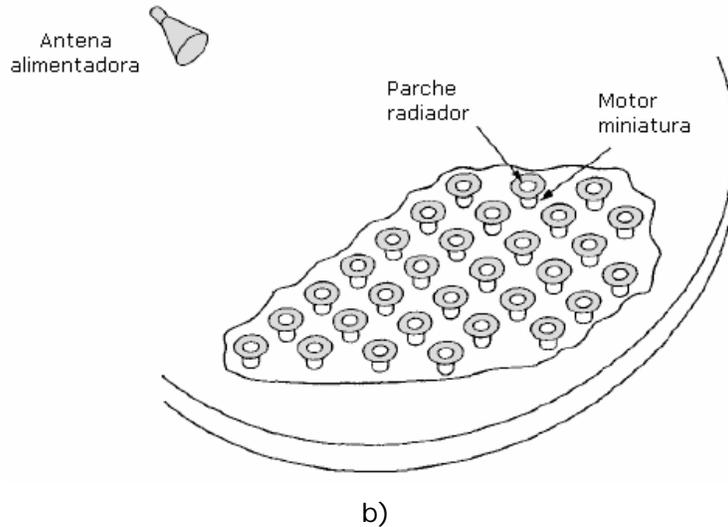


Figura 1.6: Configuración de arreglos reflectivos impresos con a) escaneo electrónico del haz y b) escaneo mecánico del haz.

1.10 Empleo del principio espirafase en el desarrollo de los arreglos reflectivos

Phelan investigó un nuevo principio para el desarrollo de los arreglos de fase denominado espirafase [12]. La antena espirafase es una espiral cuyo patrón de fase es conmutado con diodos para obtener el desplazamiento de fase en la apertura, logrando con esto la exploración del haz de la antena. La impedancia de la espiral es conmutada con diodos para simular una rotación de la espiral sobre su eje.

De acuerdo con el principio de polarización de Fox, si un elemento de una antena de polarización circular es rotado desde su posición original en un ángulo γ , entonces la fase de la onda de polarización circular (OPC) reflejada tendrá un adelanto o un atraso (dependiendo del sentido de la rotación) de 2γ . De esta forma, si se introducen dispositivos de control al elemento radiador para simular una rotación mecánica, es posible modificar las características de fase de la onda reflejada. Este método ofrece las ventajas de tener bajos errores de fase y bajos niveles de modulación de amplitud parásita.

Para el análisis del arreglo reflectivo basado en el principio espirafase partiremos de una superficie periódica de aperturas anulares con cortos metálicos [9], situados en los nodos de una retícula rectangular sobre el

plano XY . La superficie periódica está ubicada sobre una pantalla metálica a una distancia h_p tal como se muestra en la Figura 1.7. Se considera que las aperturas anulares están impresas sobre un sustrato dieléctrico de permitividad ϵ_r y de grosor arbitrario h . Inicialmente se analiza la respuesta del arreglo cuando la posición angular de los cortos es uniforme en todas las celdas del arreglo y está determinada por el ángulo γ .

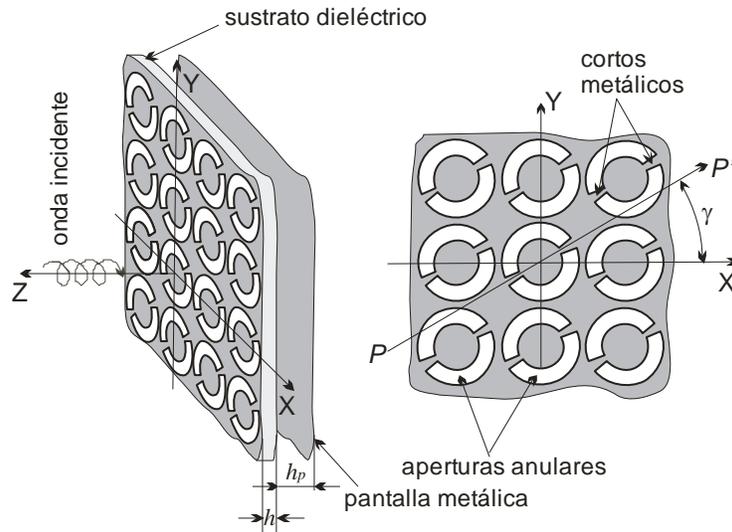


Figura 1.7: Arreglo reflectivo de aperturas anulares con cortos ubicados uniformemente.

Este arreglo reflectivo presenta un comportamiento resonante debido a que el anillo ranurado se comporta como un resonador. Debido a la presencia de los cortos, este arreglo provee diferentes coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} para los dos modos ortogonales de polarización lineal cuyos vectores de intensidad de campo eléctrico son paralelos y perpendiculares al eje PP' , respectivamente.

En este análisis se considera la variación armónica del tiempo $\exp(j\omega t)$ y para simplicidad en la notación se suprime. Si consideramos 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:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)\exp(jkz) \quad (1.5)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, a_x y a_y son los vectores unitarios en las direcciones X y Y , respectivamente, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ 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 puede ser expresado como la suma de dos OPC que se propagan en la dirección positiva de Z :

$$E_r = 0.5E_0e^{j2\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) \exp(-jkz) + 0.5E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) \exp(-jkz) \quad (1.6)$$

El primer término de la suma en (1.6) es una OPC que tiene la misma dirección de rotación que el vector \vec{E}_i . La fase de esta onda depende de la posición angular γ del corto, a esta onda se le denomina **onda controlada**. El segundo término de la suma es una OPC con una dirección de rotación opuesta al vector \vec{E}_i . La fase de esta onda no depende de la posición angular del corto, a esta onda se le denomina **onda no controlada**. Puede verse que de acuerdo a la ecuación (1.6), el arreglo reflectivo trabaja como un desplazador de fase ideal cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (1.7)$$

Puede observarse que la onda independiente de γ se anula, dejando solamente la onda dependiente. La ecuación (1.7) expresa el principio de Fox de cambio de fase.

La característica principal de una estructura periódica basada en aperturas anulares con cortos es el comportamiento resonante de su coeficiente de reflexión [14]. La resonancia ocurre cuando la circunferencia del anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda (λ). La estructura periódica es transparente a la onda plana incidente en la frecuencia de resonancia. Esta característica de transparencia se cumple para la onda plana que incide normalmente al arreglo y cuyo plano de polarización es ortogonal a los cortos metálicos. Por lo que dicha componente pasará por la estructura periódica sin ser reflejada. Ahora bien, al colocar una pantalla metálica de conductor perfecto situada aproximadamente a una longitud de $\lambda/4$ de la estructura, la onda será reflejada por la pantalla y se tendrá una condición de carga de circuito abierto en el plano de la estructura, por lo que se obtendrá un coeficiente de reflexión de aproximadamente 1 para esta componente.

Por otra parte, la onda incidente con el plano de polarización paralelo a los cortos metálicos es reflejada por la estructura debido a las corrientes eléctricas inducidas que fluyen a través de los cortos metálicos con un coeficiente de reflexión de aproximadamente -1 . En otras palabras, se tiene una condición de corto circuito en el plano de la estructura.

Por lo tanto, un desplazamiento de fase diferencial de 180° aparece entre las ondas reflejadas con polarizaciones ortogonales. Cumpliendo con el principio de Fox, la reflexión de la OPC por parte de un arreglo con posiciones angulares uniformes de los cortos en un ángulo γ producirá un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada de polarización circular. Sin embargo, si la posición angular de los elementos es no uniforme da como resultado la presencia de cambios de fase distribuidos en orden lineal para formar un nuevo frente de fase plano de la señal reflejada. Así, esta onda puede ser redireccionada como se desee.

El arreglo reflectivo propuesto en el presente trabajo se basa en una estructura que contiene un arreglo periódico de elementos reflectivos que tienen diferentes ángulos de rotación y una pantalla metálica situada a una distancia $\lambda/4$ detrás del arreglo. Dichos elementos reflectivos están diseñados para proporcionar un cambio de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPC reflejada [9].

En el presente trabajo se utilizarán anillos metálicos impresos en un sustrato dieléctrico en lugar de aperturas anulares sobre una pantalla metálica [15]. Basados en el principio de operación de las antenas de tipo espirafase, en vez de simular la rotación de los elementos radiadores a partir de conmutación electrónica, se propuso realizar el movimiento mecánico de rotación de los elementos. Así que los elementos no estarían montados sobre una placa, sino que serían independientes entre sí como se muestra en la Figura 1.8 (a).

Dichos elementos deben colocarse sobre un mismo plano. El elemento radiador utilizado es un diafragma circular que contiene un anillo de metal ranurado con cuatro espacios a los cuales se conectarán cargas reactivas (elementos cargados 1,2,3,4) tal como se muestra en la Figura 1.8 (b).

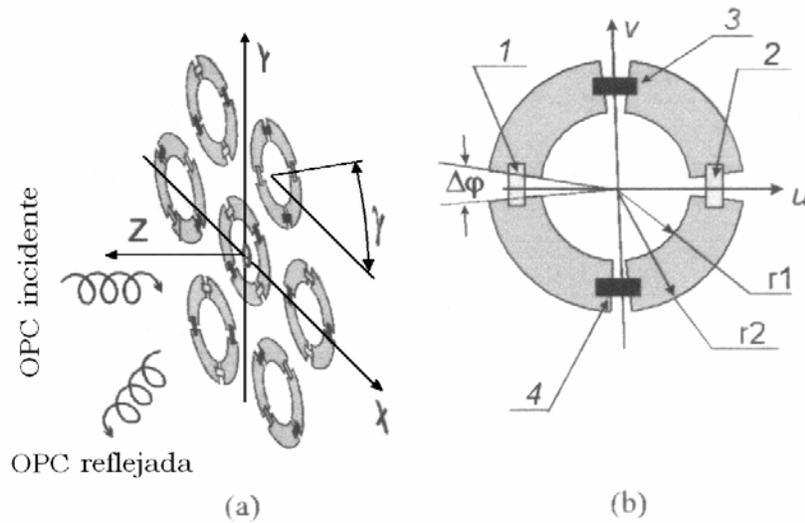


Figura 1.8: a) Arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con cargas reactivas.
 b) Un elemento radiador del arreglo reflectivo.

Los elementos 1 y 2 tienen reactancias iguales ($jX1$), mientras que los elementos 3 y 4 tienen por reactancia a $jX2$. Debido a la diferencia en las reactancias, los elementos reflectivos proveen dos diferentes coeficientes de reflexión Γ_u y Γ_v para las dos ondas polarizadas linealmente con planos de polarización paralelos al eje u y v , respectivamente. Por lo tanto, es posible elegir adecuadamente la geometría del arreglo y las reactancias de los elementos para introducir y mantener un desplazamiento de fase diferencial de 180° entre esas componentes ortogonales de la OPC sobre una significativa banda de frecuencia [15].

El diafragma utilizado tiene un diámetro de 9 mm. Fue impreso en un sustrato dieléctrico con una permitividad relativa ϵ_r de 3.38 y un grosor de 0.51 mm. Los radios interior y exterior de los anillos de metal son de 2.81 mm y 3.74 mm, respectivamente. En dos de los cuatro espacios se conectaron cargas inductivas fabricadas con alambres de oro. El diámetro del alambre es de $25 \mu\text{m}$ y su longitud de 1.4 mm.

El diafragma se muestra en la Figura 1.9, comparándose su dimensión con una moneda de 10 centavos. Este diafragma funcionará como elemento radiador para el arreglo de fase formado por la interconexión de n módulos hexagonales.

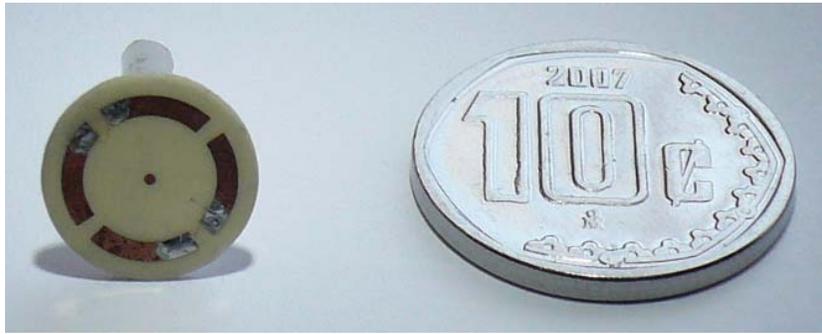


Figura 1.9: Elemento radiador del arreglo reflectivo propuesto.

El diámetro de dicho diafragma es de 9 mm debido a la banda de frecuencia, banda X-Ku (8-18 GHz), para la cual está diseñado el arreglo de fase. Si cambiamos dicho diámetro y modificamos de manera adecuada algunos parámetros geométricos, se podría trabajar a diferentes bandas de frecuencia. La magnitud del diámetro del elemento radiador se muestra en la Figura 1.10.

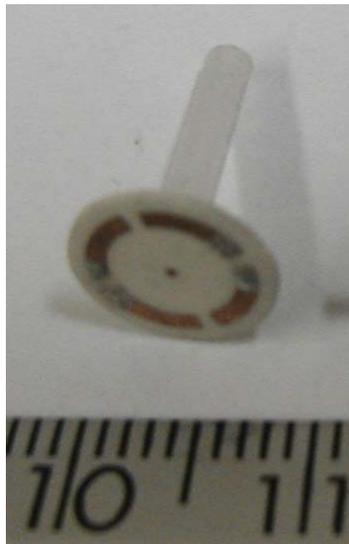


Figura 1.10: Elemento radiador propuesto.

La base de funcionamiento del arreglo propuesto no es la simulación de la rotación mecánica de los diafragmas; sino que se propuso realizar físicamente dicha rotación. Para esto se pensó en acoplar los diafragmas descritos anteriormente a la flecha de un minimotor, el cual se encargará de

su desplazamiento angular. Entonces, al estar los diafragmas montados en un mismo plano obligan al motor a ser de menor dimensión que el diafragma, es decir, el motor no debe rebasar los 9 mm de diámetro. En el siguiente capítulo se analizará el modelo matemático en el cual se basa el funcionamiento de los elementos radiadores que forman el arreglo reflectivo.

1.11 Conclusiones

Las antenas de arreglos de fase ofrecen grandes ventajas en comparación con las antenas convencionales, sin embargo su alto costo limita sus aplicaciones. Una de las alternativas para reducir el costo es tener una configuración de arreglo reflectivo. Las antenas de arreglos reflectivos han tenido un considerable desarrollo en años recientes, con una variedad de topologías aplicadas a la realización de reflectores de bajo costo. El arreglo reflectivo consiste en un arreglo plano de parches de elementos radiadores y una fuente alimentadora. Un frente de onda plano es creado para controlar las propiedades de dispersión de los elementos individuales, los cuales son diseñados para proporcionar un cambio de fase progresivo a través de la apertura. Este tipo de antena combina las mejores características de los arreglos de fase y los reflectores convencionales. La alimentación espacial elimina las complejas líneas de alimentación, que pueden reducir la ganancia de las antenas, particularmente en altas frecuencias. El arreglo reflectivo ofrece ventajas por su fácil fabricación y bajas pérdidas. Sin embargo, una de las principales desventajas del arreglo reflectivo es su limitación en ancho de banda, por lo que en el presente trabajo se analiza y optimiza el elemento radiador de anillos seccionados con cortos y cargas reactivas que utiliza el principio espirafase con actuación electromecánica para aumentar la banda de frecuencias y tener aplicaciones de banda ancha.

Bibliografía

- [1] A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer", *PIRE*, Vol. 35, No. 12, Dic. 1947, pp. 1489-1498.
- [2] E. Brookner, "Major Advances in Phased Arrays: Part I", *Microwave Journal*, Mayo 1997, pp. 288-294, "Major Advances in Phased Arrays: Part II", *Microwave Journal*, Junio 1997, pp. 84-92.
- [3] N. Fourikis, "Phased Array-Based Systems and Applications", Dic. 1996.
- [4] N. Fourikis, "Advanced Array Systems, Applications and RF Technologies", Junio 2000.
- [5] M. Lisi, "Antenna technologies for multimedia mobile satellite communications," *Conference on Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on* (IEE Conf. Publ. No. 480), Vol. 1, 17 – 20, Abril 2001, pp. 241-245.
- [6] D. Parker, D.C. Zimmermann, "Phased arrays - part I: theory and architectures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 50, No. 3, Marzo 2002, pp. 678-687.
- [7] H.P. Feldle, K. Solbach, "Passive and active phased arrays using solid state technologies", *IEE Colloquium on Phased Arrays*, 9 Dic. 1991, pp. 1-4.
- [8] D. Parker, D.C. Zimmermann, "Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 50, No. 3, Marzo 2002, pp. 688-698.
- [9] J. I. Martínez López, "Análisis electrodinámico de arreglos de fase reflectivos basados en aperturas anulares", Tesis Doctoral, Febrero 2005.

- [10] D. G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. AP-11, Nov., 1963, pp. 645-651.

- [11] J. Huang, "Capabilities of printed reflectarray antennas", *IEEE International Symp. on Phased Array Systems and Technology*, Oct. 1996, pp. 131-134.

- [12] S. V. Hum, M. Okoniewski, R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 55, No. 8, Agosto 2007, pp. 2200-2201.

- [13] H. R. Phelan, "Spiraphase -a new, low-cost phase array. Part I. Theory and concept", *Microwave J.*, Vol. 19, No. 12, Dic. 1976, pp. 41-44.

- [14] A. Roberts, R.C. McPhedran, "Bandpass grids with annular apertures", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 36, No. 5, Mayo 1988, pp. 607-611.

- [15] A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López, J. Rodríguez Cuevas, Y. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Junio 2005, pp. 573-576.

Capítulo 2

Análisis electromagnético de arreglos reflectivos basados en anillos de metal cargados

2.1 Introducción

Las antenas de arreglos de fase están formadas por múltiples elementos que en la mayoría de los casos son elementos idénticos. Esta característica no es necesaria, pero a menudo es más conveniente, simple y práctica. Los elementos radiadores pueden ser posicionados en los nodos de una rejilla rectangular o triangular para formar un arreglo plano. Los arreglos planos proveen variables adicionales las cuales pueden ser usadas para el control y la forma del patrón del arreglo. Los arreglos planos son más versátiles y pueden proveer patrones simétricos con más bajos lóbulos laterales. Pueden ser usados para escanear el haz principal de la antena hacia un punto en el espacio. Algunas aplicaciones incluyen radar de localización, de búsqueda, detección remota, comunicaciones y muchas otras. Los arreglos planos pueden escanear el haz principal en alguna dirección del ángulo de elevación θ y del ángulo azimutal ϕ . Consecuentemente, un arreglo plano es el que mejor se adapta para dispositivos portables que requieren comunicarse en alguna dirección. Así el arreglo plano está diseñado para ser incorporado en sistemas de antenas inteligentes para radio, radares y dispositivos móviles. Usualmente el patrón de radiación de un solo elemento radiador es relativamente extenso y cada elemento provee bajos valores de directividad (ganancia). En la mayoría de las aplicaciones es necesario diseñar antenas con muy buenas características de directividad (ganancias muy altas) para

satisfacer las demandas de la comunicación a larga distancia. Esto puede ser logrado incrementando el tamaño de la antena con la unión de estos elementos, sin necesidad de aumentar el tamaño de los elementos individuales. Con el propósito de asegurar la rapidez de exploración del espacio circundante, las antenas de arreglos de fase están formadas por miles de elementos radiadores independientes. Este arreglo puede ser formado por módulos hexagonales que contienen siete elementos radiadores. Por tal motivo se decidió trabajar en el diseño y optimización de un elemento radiador unitario periódico de anillos de metal con cargas reactivas; donde el arreglo de fase estará formado por la unión de un número n de estos módulos según requiera la aplicación.

Por lo tanto, se pretende el diseño de un elemento radiador espirafase para la integración de un arreglo de fase de tipo reflectivo.

Los elementos radiadores pueden estar todos en el mismo sustrato dieléctrico, o bien otra posibilidad es tener elementos independientes entre sí y realizar la rotación mecánica de cada uno de los elementos.

Una posibilidad para generar el movimiento de los elementos y así cambiar su posición angular es la utilización de dispositivos electromecánicos. Para realizar esta idea se pensó en acoplar cada elemento a la flecha de un minimotor.

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. Idealmente esto puede ser logrado, pero en la práctica solo puede ser aproximado. En un arreglo de elementos idénticos, hay por lo menos cinco parámetros controlables que pueden ser usados para formar el patrón total de la antena [1]:

- La configuración geométrica total del arreglo (linear, circular, rectangular, elíptica, etc)
- La distancia entre los elementos
- La amplitud de excitación de los elementos individuales
- La fase de excitación de los elementos individuales
- El patrón relativo de los elementos individuales.

2.2 Características del arreglo reflectivo plano

Las antenas reflectivas combinan las mejores características de los reflectores y los arreglos. La alimentación de cada uno de los elementos radiantes que forman el arreglo es llevada a cabo con un alimentador y no con líneas de transmisión convencionales (alimentación empleada en los arreglos de fase). De esta forma se evita la complejidad de la red de alimentación que podría introducir elevadas pérdidas y desplazamientos de fase.

Con la tecnología impresa empleada actualmente en la realización de los elementos radiadores, el reflector es una superficie plana (dos dimensiones) frente a la superficie parabólica (tres dimensiones) de los paraboloides. Con esto, se reduce enormemente la complejidad mecánica y el volumen de la antena.

La base del funcionamiento de las antenas reflectivas radica en que cada uno de los elementos del arreglo que forman el reflector deben radiar la energía proveniente de la bocina alimentadora con un cambio de fase que se ajuste de forma apropiada para que el haz del campo reflejado quede enfocado en una determinada dirección.

Actualmente, los arreglos reflectivos impresos están llegando a ser una tecnología madura en aplicaciones tales como antenas receptoras de televisión, donde pueden sustituir a los reflectores parabólicos y estar presentes en el diseño de un edificio.

Los arreglos reflectivos son también una alternativa futura a los complejos reflectores conformados empleados en aplicaciones espaciales debido a que pueden ser plegadas y desplegadas posteriormente, pueden diseñarse conforme a la estructura que las soporta y los elementos reflectores pueden soportar circuitos de microondas para controlar el haz reflejado.

Sin embargo, uno de los problemas de los arreglos reflectivos es que presentan ancho de banda pequeño y una ganancia variable con la frecuencia, los cuales son aspectos desfavorables para ser empleados en determinadas aplicaciones espaciales. Por lo que se sigue trabajando en diferentes métodos para extender el ancho de banda.

2.3 Consideraciones de diseño del arreglo reflectivo

Las características de cada elemento y la posibilidad de integrar dispositivos de control de fase y amplificación determinan el desempeño de la antena y la posibilidad de desarrollar un arreglo que pueda ser fabricado con los procesos de tecnología plana. Por lo que es importante desarrollar los modelos matemáticos para diseñar, analizar, simular y optimizar las características del elemento radiador con su desplazador de fase.

El elemento tiene que cumplir con ciertos requerimientos:

- Tener un patrón de radiación determinado para asegurar las características electromagnéticas de las antenas.
- La interconexión electromagnética de los elementos no debe de producir efectos indeseados como lóbulos de difracción y puntos ciegos.
- El desplazador de fase debe asegurar la resolución necesaria para la exploración del espacio adyacente.
- Debe tener un diseño simple y utilizar las tecnologías de integración para su fabricación.

2.4 Arreglo reflectivo de banda ancha basada en anillos de metal cargados

La operación de arreglos reflectivos de banda ancha de frecuencias de microondas se han utilizado en aplicaciones de radar y comunicaciones. Una técnica fue propuesta en [2], resultando en un arreglo espirafase con elementos espirales teniendo diferentes ángulos de rotación. Un arreglo reflectivo basado en parches de microcinta teniendo diferentes posiciones angulares fue presentado en [3]. Fue demostrado en [4] que el arreglo reflectivo tipo espirafase con anillos ranurados con cortos aseguran un ángulo extenso de escaneo en un 17% de la banda de frecuencia. Más tarde, un arreglo reflectivo basado en una estructura dual (anillos de metal con dos espacios), fue investigado y fabricado [5-7]. Recientemente, un análisis comparativo entre los diferentes tipos de elementos espirafase fue presentado en [8].

En [9] Se presenta un arreglo reflectivo tipo espirafase con elementos de anillo de metal con cargas reactivas. Las cargas reactivas de los anillos de metal permiten una mejor flexibilidad de diseño resultando en un incremento de la banda de frecuencia. Se demuestra que este arreglo puede operar en una relación en la banda de frecuencia de 2:1. Un modelo matemático de onda completa fue desarrollado y usado para la síntesis de un arreglo para la banda X-Ku (8-18 GHz).

El arreglo de fase en la banda X-Ku, con un minimotor como elemento electromecánico, fue diseñado, fabricado y probado para evaluar sus propiedades de conmutación.

2.5 Principio de operación del arreglo reflectivo

El principio de operación de las antenas de tipo espirafase es descrito en [2]. De acuerdo a este principio, una onda incidente polarizada circularmente (OPC) es dispersada por la estructura que contiene un arreglo periodico de elementos reflectivos teniendo diferentes ángulos de rotación y una pantalla de metal situada a una distancia d detrás del arreglo. Figura 2.1. El elemento reflectivo es diseñado para proveer un cambio de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPC reflejada.

Entonces, la reflexión de una OPC desde el arreglo con posiciones uniformes angulares de los elementos γ aparece un cambio de fase de 2γ en la OPC reflejada.

Sin embargo, al definir apropiadamente 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. Así esta onda puede ser direccionada como se desee.

El arreglo reflectivo está compuesto por una superficie periódica de anillos de metal seccionados con cuatro espacios con cargas reactivas (elementos 1,2,3,4) tal como se muestra en la Figura 2.1 (b). Las reactancias de los elementos cargados 1 y 2 es $jX1$, mientras que la reactancia de los elementos cargados 3 y 4 es $jX2$. Estos elementos están situados en los nodos de una retícula triangular sobre el plano XY con espaciamiento entre ellos de b . La superficie periódica esta ubicada sobre una pantalla metálica de conductor perfecto a una distancia d , como se muestra en el Figura 2.1 (a).

Los anillos de metal están impresos sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y de grosor h . La posición angular de los cortos es no uniforme en todas las celdas del arreglo y está determinada por el ángulo γ .

Debido a las diferentes reactancias de los elementos cargados, el elemento reflectivo provee dos diferentes coeficientes de reflexión Γ_U y Γ_V para las dos ondas polarizadas linealmente con planos de polarización paralelo al eje u y v , respectivamente. Por lo tanto, es posible cambiar adecuadamente la geometría del arreglo y las reactancias de los elementos cargados para introducir y mantener un cambio de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPC sobre una significativa banda de frecuencia.

El principio de operación de un arreglo tipo espirafase es simple. Sin embargo, un fuerte acoplamiento electromagnético existe entre los elementos de la antena. Así un modelo matemático de onda completa fue desarrollado en [9] para predecir el desempeño del arreglo y para optimizar los parámetros del arreglo en una extensa banda de frecuencia.

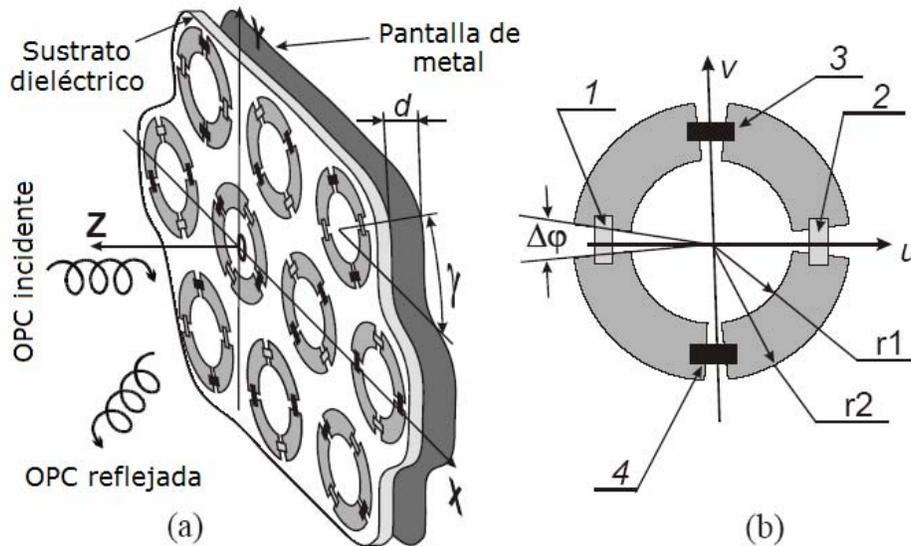


Figura 2.1: (a) Arreglo reflectivo basado en anillos de metal con cargas reactivas.
(b) Un elemento del arreglo reflectivo.

2.6 Métodos de análisis electromagnéticos

Durante la investigación, análisis y optimización del elemento deben de utilizarse los métodos de la teoría electromagnética para obtener los modelos matemáticos adecuados que permitan predecir el comportamiento del elemento en un entorno de arreglo infinito. Se describen los métodos numéricos más importantes:

2.6.1 Método de momentos

La terminología método de momentos (MoM) fue introducida en 1968 por Harrington [10]. El MoM es un procedimiento general para transformar una ecuación operador a una ecuación matricial finita, la cual pueda ser resuelta por métodos directos o por iteraciones. Tiene su origen en la literatura rusa [11-12]. Este método tiene que ver con el proceso de tomar momentos al multiplicar las funciones apropiadas de peso e integrarlas. Este método ha sido aplicado en muchos de los problemas electromagnéticos como son la radiación de elementos, arreglos, aperturas, problemas de dispersión, en análisis de microcinta, estructuras con pérdidas y patrones de radiación de antenas.

Este procedimiento consta de cuatro pasos, que son:

1. Formulación de un problema a partir de una ecuación integral apropiada en el dominio finito.
2. Discretización de una ecuación integral a una matricial, usando funciones base y de peso.
3. Evaluación de los elementos de la matriz
4. Solución de la ecuación matricial para obtener los parámetros necesarios.

En el MoM, las ondas electromagnéticas pueden ser reducidas a un dominio finito a través de una ecuación integral. Sin embargo la desventaja de este

método, es la dificultad de tratar con problemas de estructuras no lineales y no homogéneas.

2.6.2 Método del elemento finito

El método del elemento finito (FEM) tuvo su origen en el análisis estructural. Aunque el desarrollo matemático fue provisto por Courant [15] en 1943, el método fue aplicado a problemas electromagnéticos hasta 1968. Este método ha sido utilizado en diversas áreas para resolver problemas de guías de onda, microcintas y absorción de radiación electromagnética. Aunque el método de diferencias finitas y el método de momentos conceptualmente son más simples y fáciles de programar, el FEM es una técnica numérica más poderosa y versátil para manejar problemas que involucran geometrías complejas y medios no homogéneos. La generalidad sistemática de este método hace posible construir programas de cómputo de propósito general para resolver una amplia gama de problemas. Los programas desarrollados para un área en particular han sido aplicados exitosamente para resolver problemas en un campo diferente con sólo pequeñas modificaciones. El análisis del elemento finito para cualquier problema consta generalmente de cuatro pasos [16]:

1. Discretizar la región solución en un número finito de subregiones o elementos.
2. Encontrar las ecuaciones que controlan un elemento típico.
3. Ensamblar todos los elementos en la región solución.
4. Resolver el sistema de ecuaciones obtenido.

La principal desventaja del FEM es la gran cantidad de memoria de cómputo y de tiempo requerido para el análisis.

2.6.3 Métodos variacionales

En la resolución de problemas físicos y de ingeniería es posible reemplazar el problema de integrar una ecuación diferencial por el problema equivalente de buscar una función que de un valor mínimo de alguna integral. Estos problemas son llamados variacionales. Los métodos variacionales forman una base común tanto para el método de momentos como para el método de elementos finitos y dan buena exactitud sin demandar excesivamente recursos de cómputo y tiempo. Estos métodos se clasifican en dos grupos, directos e indirectos.

El método directo es el método clásico de Rayleigh-Ritz, mientras que los métodos indirectos son llamados como el método de los residuales ponderados. Entre los que se encuentran el método de Galerkin, el de mínimos cuadrados, entre otros.

El método de Rayleigh-Ritz es un método directo variacional para minimizar una ecuación funcional dada. Se selecciona un juego linealmente independiente de funciones llamadas funciones de expansión o funciones base para obtener una solución aproximada de la ecuación funcional. La solución tiene la forma de una serie finita de funciones ortogonales con coeficientes a_n . El mínimo se encuentra cuando las derivadas parciales con respecto a cada coeficiente son cero. Se obtiene entonces un juego de ecuaciones simultáneas. El sistema de ecuaciones algebraicas lineales es resuelto para encontrar los coeficientes de las funciones probatorias que son sustituidos en la solución aproximada. Este método tiene la limitación de que el principio variacional no existe para algunos problemas, por lo que no es posible definir una ecuación funcional.

2.6.4 Método de diferencias finitas

El método de diferencias finitas (FDM) fue desarrollado en los años 1920s llamado "método de los cuadrados", fue desarrollado para resolver ecuaciones hidrodinámicas no lineales. Este método ha encontrado aplicaciones en la solución de diferentes problemas de campos. Las técnicas de diferencias finitas están basadas en aproximaciones que permiten reemplazar ecuaciones diferenciales por ecuaciones equivalentes en diferencias finitas. Estas aproximaciones son de forma algebraica, las cuales

relacionan el valor de la variable dependiente en un punto en la región solución con los valores de los puntos vecinos.

Una categoría de este método es la formulación de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FD-TD). Esta técnica es conveniente para resolver problemas de dispersión. Este método fue introducido por Yee [13] en 1966 y desarrollado después por Fablove [14]. Es una solución directa de las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. Este método está basado en aproximaciones de ecuaciones en diferencias con exactitud de segundo orden para las derivadas de espacio tiempo de las ecuaciones rotacionales de Maxwell en el dominio del tiempo combinadas con las descripciones del material, condiciones de frontera y definiciones de fuentes.

El campo electromagnético continuo en un volumen finito del espacio es muestreado en los distintos modos de una malla rectangular para intervalos de tiempo iguales. La propagación de la onda, la dispersión y la penetración son modeladas de una manera consistente en cada incremento de tiempo, por lo que posee la historia de la propagación de la onda electromagnética y su interacción con las estructuras. Este método tiene las siguientes ventajas:

1. Es un método universal para estructuras geométricas complicadas conductoras o dieléctricas que pueden ser no homogéneas debido a que los parámetros constitutivos pueden ser designados para cada nodo de la malla.
2. El algoritmo no requiere la formulación de ecuaciones integrales y algunos problemas de dispersión relativamente complejos pueden resolverse sin la necesidad de la inversión de grandes matrices.
3. Tiene un amplio uso en la resolución de problemas de dispersión en regiones abiertas, radiación, penetración, absorción, interferencia electromagnética, compatibilidad electromagnética, difusión, transitorios, bioelectromagnetismo y modelado de circuitos de microondas
4. Los requerimientos de memoria de cómputo no son muy altos para varias estructuras complejas de interés.

Sin embargo este método tiene las siguientes desventajas:

1. La implementación necesita modelar el objeto así como sus contornos mediante una malla con una resolución adecuada. Por lo que para geometrías muy finas el tiempo de ejecución del programa puede ser excesivo.
2. Baja exactitud y estabilidad, su exactitud es al menos un orden de magnitud menor que la del método de momentos.
3. Convergencia lenta para resolver estructuras resonantes.
4. Debido a que la malla es de forma rectangular, no se puede amoldar adecuadamente a superficies curvas, como es el caso de contornos cilíndricos o esféricos.
5. Como en todos los algoritmos de diferencias finitas, las cantidades de campo solo son conocidas en los nodos de la malla.

2.6.5 Método de modelado de líneas de transmisión

El método de modelado de líneas de transmisión (TLM), conocido también como el método de la matriz de líneas de transmisión, es una técnica numérica para resolver problemas de campo usando circuitos equivalentes. Este método está basado en la equivalencia entre las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones para voltajes y corrientes sobre una malla de líneas de transmisión. La principal característica es su simplicidad de formulación y programación para una gran variedad de aplicaciones. En comparación con el modelo de parámetros concentrados, el TLM es más general y tiene mejor desempeño en altas frecuencias donde las propiedades de transmisión y reflexión en las discontinuidades geométricas no pueden ser ignoradas. Una ventaja de este método es la gran cantidad de información generada en un solo cálculo computacional. Es posible obtener la respuesta al impulso de la estructura para encontrar la respuesta a una excitación dada, así como el modo dominante y los modos de alto orden en el dominio de la frecuencia a través del la transformada de Fourier.

El método TLM consiste en dividir la región solución en una malla rectangular de líneas de transmisión, teniendo dos pasos:

1. Reemplazar el problema de campo por una red equivalente y encontrar la analogía entre las cantidades del campo y de la red.
2. Resolver la red equivalente por métodos iterativos.

Este método está limitado por la cantidad de memoria de almacenamiento requerida la cual depende de la complejidad de la estructura. El número de iteraciones requeridas varía de cientos a miles, dependiendo del tamaño y la complejidad de la malla.

Los diferentes métodos descritos constituyen una poderosa herramienta en el análisis de problemas electromagnéticos. Un mismo problema puede ser resuelto por una variedad de métodos, sin embargo, es importante escoger el que mejor se adapte al problema en particular con el propósito de obtener mejores exactitudes, simplicidad, estabilidad y ahorro en tiempo de cálculo y recursos de cómputo.

Con base en el análisis de la dispersión de una onda electromagnética plana que incide sobre el arreglo periódico infinito se describen las ventajas y desventajas de los diferentes métodos.

En el método de diferencias finitas FD-TD y el método TLM tienen la limitación de utilizar mallas de forma rectangular, las cuales no se amoldan a la geometría de los anillos de metal, por lo que para poder tener una resolución adecuada se requiere una malla muy fina, lo que provoca un elevado número de nodos y consecuentemente de datos. Esto conlleva a un tiempo de ejecución del programa muy grande. Por otra parte ambos métodos consideran la propagación de un pulso en la red y los errores son acumulativos a medida que el pulso se propaga, por lo que la exactitud resulta ser baja.

El método de elemento finito es utilizado principalmente en la resolución de problemas interiores. La aplicación de este método a problemas en regiones no confinadas como dispersión y radiación presenta ciertos problemas debido a la dificultad de poder expresar las condiciones del campo en la zona abierta. La formulación estándar que ha sido usada por mucho tiempo en la solución de estructuras periódicas es el MoM en el dominio espectral. Utilizando el teorema de Floquet, una estructura plana infinita puede ser analizada

resolviendo los campos desconocidos en una sola celda periódica. Además utilizando el acoplamiento modal en el plano del arreglo, la representación modal del campo para los anillos está bien definida por los modos de la guía de onda coaxial que constituyen las funciones de expansión naturales. La representación del campo en la zona lejana para el problema de dispersión está bien definida debido al uso de armónicos de Floquet para expresar el campo en la zona abierta. La utilización del método de Galerkin, que establece que las funciones de peso son idénticas a las de expansión, asegura una rápida convergencia con resultados de exactitud adecuada. Por lo tanto, en el presente análisis, basándose en el teorema de Floquet, se utilizó el acoplamiento modal del campo electromagnético de una celda unitaria de la estructura periódica para la formulación de las ecuaciones integrales, las cuales fueron resueltas por el método de momentos de Galerkin. Es importante reconocer que el MoM en aplicaciones de radiación y dispersión tiene limitaciones con estructuras que son eléctricamente grandes, esto es debido al costo de almacenamiento, inversión y cálculo de elementos de la matriz que resulta ser muy grande en estos casos.

El teorema de Floquet permite analizar estructuras periódicas planas infinitas al describir los campos electromagnéticos en la región abierta fuera del arreglo en términos de un juego de modos ortogonales. Estos modos representan físicamente ondas planas TE o TM que se propagan o decaen fuera del plano donde se sitúa la estructura periódica. El teorema de Floquet es una extensión del teorema de la serie de Fourier para una función periódica y permite una descripción modal del campo de una estructura plana infinita al resolver los campos o las corrientes desconocidos en una sola celda del arreglo periódico. Se ha demostrado experimentalmente que cuando una celda tiene más de dos anillos de celdas alrededor de sí entonces dicha celda se comporta como si estuviera en un arreglo periódico infinito. Para ángulos de exploración mayores a 50 grados se requieren más de dos anillos de celdas alrededor del elemento para que éste sienta un ambiente de arreglo periódico infinito.

El procedimiento básico es expandir la distribución desconocida del campo eléctrico cerca del arreglo reflectivo en una sumatoria de modos Floquet y relacionar los campos magnéticos desconocidos en los dos lados del arreglo con las admitancias modales correspondientes en estas dos regiones [18].

Acoplando apropiadamente las componentes tangenciales del campo en la pantalla, se obtiene una ecuación integral para el campo eléctrico desconocido en la celda. Entonces la distribución del campo eléctrico

desconocida es representada por un nuevo juego de funciones ortogonales denominadas funciones base. Utilizando el método de momentos [19], la ecuación integral es reducida a un sistema de ecuaciones algebraicas lineales en un dominio finito que puede ser resuelto numéricamente por medios directos o iterativos mediante una computadora. Una vez conocida la distribución del campo en la apertura, pueden determinarse las características de transmisión y de reflexión de la superficie.

2.7 Formulación modal

En la presente formulación modal desarrollada en [17] se hacen las siguientes consideraciones:

1. La extensión de la SSF es infinita, por lo tanto la difracción producida por los bordes en un arreglo real es ignorada,
2. La radiación incidente a la SSF es una onda plana monocromática, por lo que otros tipos de fuente pueden ser tratados como una superposición de ondas planas, y
3. La pantalla conductora es infinitesimalmente delgada.

La Figura 2.2 muestra una estructura periódica plana en el plano XY en $z=0$. La periodicidad es invariante a lo largo de dos coordenadas generales oblicuas, s_1 y s_2 , que permiten dividir el plano en celdas unitarias similares y con la celda central $efgh$. La celda unitaria es de la forma de un paralelogramo con longitudes b y d en las coordenadas s_1 y s_2 , respectivamente. La periodicidad geométrica también existe en las coordenadas x y y , siendo b_x y d_y las dimensiones de la celda en las coordenadas x y y , respectivamente. Por simplicidad el eje s_1 se hace coincidir con el eje x y α es el ángulo entre el eje x y el eje s_2 .

Los índices (m', n') representan una asociación con la fuente de excitación y cada una de las celdas unitarias es especificada por dichos índices que determinan las coordenadas s_1 y s_2 del centro de la celda. El centro de la celda puede ser representado por un vector de posición $\vec{s}_{m'n'}$ dado por la condición de periodicidad:

$$\vec{s}_{m'n'} = m'b\vec{a}_{s1} + n'd\vec{a}_{s2} \quad (2.1)$$

donde \vec{a}_{s1} y \vec{a}_{s2} son los vectores unitarios a lo largo de los ejes $s1$ y $s2$, respectivamente.

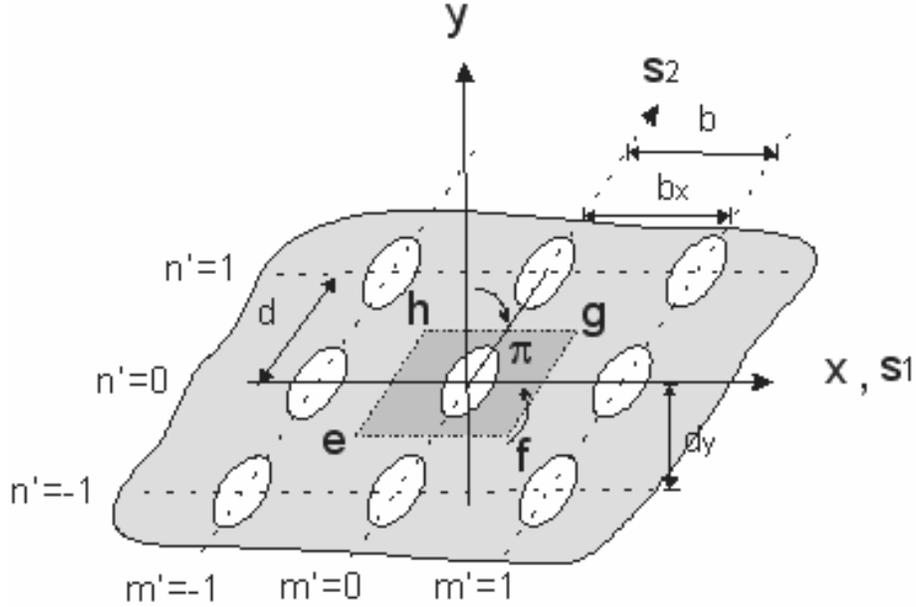


Figura 2.2: Estructura periódica en el plano XY.

Se requiere además de una consideración de periodicidad de fuente que establece que la fuente o excitación en cada celda sea idéntica en amplitud pero con una distribución de fase lineal progresiva de tal forma que la fase de los campos en el centro de la celda (m', n') está dada por:

$$\psi_{m'n'} = m'\psi_{s1} + n'\psi_{s2} \quad (2.2a)$$

con la excitación $V_{m'n'}$ dada por:

$$V_{m'n'} = V_{00} \exp(-jm'\psi_{s1} - jn'\psi_{s2}) \quad (2.2b)$$

donde V_{00} es la amplitud de la onda de excitación, $j = \sqrt{-1}$ y ψ_{s1} , ψ_{s2} son los corrimientos de fase fijos progresivos entre elementos a lo largo de las

coordenadas s_1 y s_2 , respectivamente. Por lo tanto, los campos resultantes en las celdas (f, g) y (h, i) satisfacen la siguiente condición de periodicidad:

$$\bar{\xi}(s_{fg}) = \bar{\xi}(s_{hi}) \exp(-j(f-h)\psi_{s_1} - j(g-i)\psi_{s_2}) \quad (2.3)$$

donde ξ denota ya sea el campo eléctrico o el campo magnético. Por lo tanto, si las condiciones de periodicidad (geometría y fuente) son satisfechas, entonces los campos en las diferentes celdas son idénticos excepto por la distribución de fase lineal. En este análisis se considera la variación armónica del tiempo $\exp(j\omega t)$ y por simplicidad en la notación se suprime.

En la presente expansión de modos Floquet, la periodicidad se asume de forma general sobre el plano XY y se utilizan invariablemente las coordenadas rectangulares. La expansión empieza con la definición de los potenciales Hertzianos escalar y vectorial, Ψ y Π , respectivamente. Ψ y Π son soluciones de las siguientes ecuaciones de Helmholtz en la región libre de fuentes:

$$(\nabla^2 + k^2)\Psi = 0 \quad (2.4)$$

$$(\nabla^2 + k^2)\Pi = 0 \quad (2.5)$$

donde $k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ es el número de onda y ε_0 , μ_0 son las constantes eléctrica y magnética del espacio libre, respectivamente. Las ecuaciones (2.4) y (2.5) están sujetas a las condiciones de periodicidad (2.1) y (2.2).

2.7.1 Modos Floquet escalares

De acuerdo con el teorema de Floquet, un juego completo de soluciones de la onda escalar (2.4), sujeto a las condiciones de periodicidad, denotado por f_{mn} , puede ser escrito como:

$$f_{mn} = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp\left[-j\left(\frac{\psi_{s_1} + 2\pi m}{b}\right)s_1 - j\left(\frac{\psi_{s_2} + 2\pi n}{d}\right)s_2\right] \quad (2.6)$$

$m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

donde k_{mn}^z es la constante de propagación del modo Floquet mn en la dirección z .

Las fases progresivas ψ_{s1}, ψ_{s2} son determinadas por la condición de periodicidad de fuente, que es especificada por la dirección del apuntamiento del haz definida en coordenadas esféricas por los ángulos de elevación θ y azimutal φ de la onda escalar bajo consideración. Para derivar una relación entre las fases progresivas y la dirección de apuntamiento del haz, se considera una onda plana con un vector de propagación \vec{k} dado por:

$$\vec{k} = k(\vec{a}_x \sin \theta \cos \varphi + \vec{a}_y \sin \theta \sin \varphi + \vec{a}_z \cos \theta) \quad (2.7)$$

donde \vec{a}_x , \vec{a}_y y \vec{a}_z son los vectores unitarios en los ejes x , y y z , respectivamente. Por lo tanto el término $\exp(-j\vec{k} \cdot \vec{r})$ corresponde a una onda plana transmitida desde el origen de coordenadas a una región distante en la dirección angular (θ, φ) . \vec{r} es el vector de posición.

Para expresar la ecuación (2.6) en coordenadas Cartesianas puede observarse que:

$$\begin{aligned} s1 &= x - y \cot \alpha \\ s2 &= \frac{y}{\sin \alpha} \end{aligned} \quad (2.8)$$

por lo que la expresión (2.6) en coordenadas Cartesianas queda:

$$\begin{aligned} f_{mn} &= \exp(-jk_{mn}^z) \exp \left[-j \left(\frac{\psi_x + 2\pi n}{b} \right) x - j \left(\frac{\psi_y + 2\pi n}{d \sin \alpha} - \frac{2\pi n}{b \tan \alpha} \right) y \right] \\ m, n &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (2.9)$$

Los modos Floquet escalares f_{mn} en la ecuación (2.9) son ondas planas con frentes de fase discretos para diferentes índices (m, n) . Para $m = n = 0$, f_{00} es una onda plana escalar que se propaga en la dirección del vector \vec{k} .

ψ_x y ψ_y son las diferencias de fase entre los campos de las celdas adyacentes a lo largo de los ejes x y y , respectivamente y están dadas por:

$$\begin{aligned} \psi_x &= \vec{k} \cdot \vec{a}_x = kb_x \sin \theta \cos \varphi \\ \psi_y &= \vec{k} \cdot \vec{a}_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi \end{aligned} \quad (2.10)$$

Se puede escribir (2.9) de forma compacta como:

$$f_{mn} = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp(-jk_{mn}^x x - jk_{mn}^y y) = \exp(\pm jk_{mn}^z z) \exp(-j\bar{k}_{mn}^\tau \cdot \bar{t}) \quad (2.11)$$

donde:

$$\begin{aligned} k_{mn}^x &= k \operatorname{sen} \theta \cos \varphi + \frac{2\pi m}{b} \\ k_{mn}^y &= k \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \varphi + \frac{2\pi n}{d \operatorname{sen} \alpha} - \frac{2\pi m}{b \tan \alpha} \\ (k_{mn}^\tau)^2 &= (k_{mn}^x)^2 + (k_{mn}^y)^2 \\ (k_{mn}^z)^2 &= k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 \\ \bar{t} &= x\bar{a}_x + y\bar{a}_y \\ \bar{k}_{mn}^\tau &= \bar{a}_x k_{mn}^x + \bar{a}_y k_{mn}^y \\ m, n &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (2.12)$$

donde k_{mn}^x y k_{mn}^y son las constantes de propagación del modo Floquet mn en las direcciones x y y , respectivamente. Los modos Floquet escalares ψ_{mn} son soluciones normalizadas de la ecuación de onda escalar homogénea de dos dimensiones:

$$\left[\nabla_\tau^2 + (k_{mn}^\tau)^2 \right] \psi_{mn}(x, y) = 0 \quad (2.13)$$

sujeta a las condiciones de periodicidad, donde:

$$\nabla_\tau^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$$

Los modos Floquet escalares pueden expresarse como:

$$\psi_{mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bd \operatorname{sen} \alpha}} \exp(-jk_{mn}^x x - jk_{mn}^y y) \quad (2.14)$$

Los modos Floquet escalares son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \psi_{mn} \cdot \psi_{m'n}^* dx dy = \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (2.15)$$

donde "ap" denota el área de cualquier celda periódica, el símbolo * denota conjugación compleja y $\delta_m^{m'}$ es la función delta de Kronecker igual a 1 para $m = m'$ y 0 para $m \neq m'$. Entonces los modos Floquet escalares completos Ψ_{mn} están dados por:

$$\Psi_{mn} = \psi_{mn} \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (2.16)$$

2.7.2 Modos Floquet vectoriales

Ahora es posible presentar los campos para los modos TE y TM y los modos Floquet vectoriales.

a) Modos TE

La teoría básica de los modos Floquet es idéntica a la desarrollada en las guías de onda cilíndricas uniformes. Para cada modo Floquet TE se tiene que:

$$E_z = 0 \quad H_z = (k_{mn}^z)^2 \psi_{mn} \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (2.17)$$

Los campos transversales son:

$$\vec{H}_\tau = \pm \frac{jk_{mn}^z}{(k_{mn}^z)^2} \nabla_\tau H_z \quad (2.18)$$

$$\vec{E}_\tau = \frac{j\omega\mu}{(k_{mn}^z)^2} \vec{a}_z \times \nabla_\tau H_z = \pm Z_{1mn} \vec{a}_z \times \vec{H}_\tau$$

donde:

$$Z_{1mn} = \frac{1}{Y_{1mn}} = \frac{\omega\mu}{k_{mn}^z} \quad (2.19)$$

Z_{1mn} y Y_{1mn} son la impedancia y la admitancia modal TE , respectivamente.

El subíndice "1" denota el modo TE .

El potencial vectorial eléctrico Hertziano $\vec{\Pi}_h$ para la solución del modo TE es:

$$\vec{\Pi}_h = \vec{a}_z \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (2.20)$$

Los modos Floquet vectoriales son usados para representar los campos transversales. Los modos Floquet vectoriales TE son:

$$\bar{\Psi}_{1mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bd \sin \alpha}} \left(\frac{k_{mn}^y}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_x - \frac{k_{mn}^x}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_y \right) \exp(-j(xk_{mn}^x + yk_{mn}^y)) \quad (2.21)$$

Estos modos son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \bar{\Psi}_{1mn} \cdot \Psi_{1m'n'}^* dx dy = \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (2.22)$$

Entonces se puede escribir para cada modo TE :

$$\begin{aligned} \vec{E}_\tau &= -\omega \mu k_{mn}^\tau \bar{\Psi}_{1mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \\ \vec{a}_z \times \vec{H}_\tau &= \pm Y_{1mn} \vec{E}_\tau \\ \vec{H}_\tau &= \mp Y_{1mn} \vec{a}_z \times \vec{E}_\tau \end{aligned} \quad (2.23)$$

b) Modos TM

Para cada modo Floquet TM se tiene:

$$H_z = 0 \quad E_z = (k_{mn}^\tau)^2 \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm jk_{mn}^z z) \quad (2.24)$$

Las componentes transversales de los campos son:

$$\vec{E}_\tau = \pm \frac{jk_{mn}^z}{(k_{mn}^\tau)^2} \nabla_\tau E_z \quad (2.25)$$

$$\vec{H}_\tau = -\frac{j\omega\epsilon}{(k_{mn}^\tau)^2} \vec{a}_z \times \nabla_\tau E_z = \mp Y_{2mn} \vec{a}_z \times \vec{E}_\tau$$

donde:

$$Y_{2mn} = \frac{1}{Z_{2mn}} = \frac{\omega\epsilon}{k_{mn}^z} \quad (2.26)$$

Y_{2mn} y Z_{2mn} son la admitancia y la impedancia modal TM , respectivamente.

El vector del potencial Hertziano magnético $\vec{\Pi}_e$ para la solución del modo TM está dado por:

$$\vec{\Pi}_e = \vec{a}_z \psi_{mn}(x, y) \exp(\pm k_{mn}^z z) \quad (2.27)$$

Similarmente al caso TE , definimos el modo vectorial Floquet TM como:

$$\vec{\Psi}_{2mn}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{bd \sin \alpha}} \left(\frac{k_{mn}^x}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_x + \frac{k_{mn}^y}{k_{mn}^\tau} \vec{a}_y \right) \exp(-j(xk_{mn}^x + yk_{mn}^y)) \quad (2.28)$$

Los modos Floquet vectoriales son ortonormales, esto es:

$$\int_{ap} \vec{\Psi}_{\ell mn} \cdot \Psi_{\ell' m' n'}^* dx dy = \delta_\ell^{\ell'} \delta_m^{m'} \delta_n^{n'} \quad (2.29)$$

El subíndice ℓ denota un modo TE o TM :

$$\ell = \begin{cases} 1 & \text{para modos TE} \\ 2 & \text{para modos TM} \end{cases}$$

Los modos vectoriales Floquet $\vec{\Psi}_{\ell mn}$ constituyen un juego ortonormal completo de eigenfunciones sobre la celda periódica.

Las componentes transversales de los campos modales TM pueden ser escritos en términos de los modos Floquet vectoriales de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\vec{E}_\tau &= \pm k_{mn}^z k_{mn}^\tau \tilde{\Psi}_{2mn} \exp(\pm j k_{mn}^z z) \\ \vec{a}_z \times \vec{H}_\tau &= \pm Y_{2mn} \vec{E}_\tau \\ \vec{H}_\tau &= \mp Y_{2mn} \vec{a}_z \times \vec{E}_\tau\end{aligned}\quad (2.30)$$

Físicamente, los modos Floquet vectoriales $\tilde{\Psi}_{lmn}$ son ondas planas TE y TM que se propagan hacia o desde el plano $z=0$. En aplicaciones prácticas son de interés los campos a una distancia grande (zona lejana). En la zona lejana, generalmente solo existen un modo TE y TM, ya que los modos de alto orden son generalmente evanescentes. Entonces es posible analizar la dispersión de una onda electromagnética que incide sobre la superficie haciendo una correcta aplicación del teorema de Floquet para plantear la formulación modal del problema.

La formulación modal considera que una onda electromagnética plana incide en un arreglo periódico con elementos radiadores idénticos. θ_0 es el ángulo entre el vector de propagación \vec{k} de la onda plana incidente con la normal del plano de la pantalla (ángulo de elevación), y φ_0 es el ángulo entre el eje x y la proyección del vector de propagación \vec{k} sobre el plano XY (ángulo azimutal).

Los campos electromagnéticos cerca de la pantalla deben de satisfacer los requerimientos de periodicidad impuestos por el teorema de Floquet. Por lo que se deben acoplar los diferentes modos en el plano $z=0$ dentro de la celda unitaria y mediante la aplicación de las condiciones de frontera se encuentra la ecuación integral en un dominio finito para entonces poderla resolver de forma numérica.

2.8 Método del acoplamiento modal

El método del acoplamiento modal desarrollado en [18] para aperturas rectangulares, consiste en dividir el espacio en diferentes regiones con interfaces $z = z_1, z_2, \dots$. En cada región el medio y la geometría son constantes a lo largo de z . En cada región se hace una expansión de los campos mediante los modos Floquet.

Las ecuaciones integrales son formuladas para satisfacer las condiciones de frontera en las interfaces $z = z_1, z_2, \dots$. La onda incidente se propaga en la

dirección positiva de z . En el plano $z=0$ el campo total está formado por tres componentes: el campo incidente, el campo reflejado y el campo transmitido. Todos estos campos pueden ser representados por los modos Floquet. El método de acoplamiento modal es utilizado para encontrar las características de reflexión del arreglo mostrado en la Figura 2.3. Los elementos radiadores se encuentran impresos sobre un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y grosor arbitrario h .

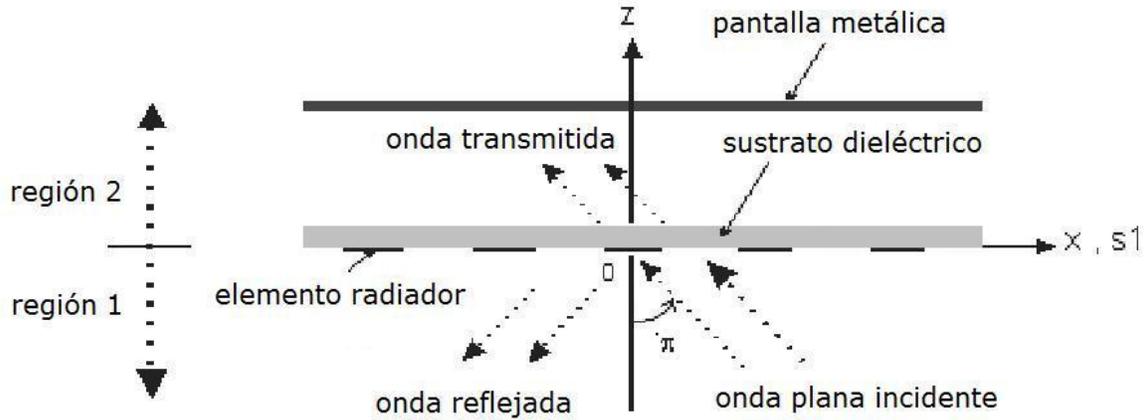


Figura 2.3: Estructura periódica en el plano XZ.

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

$$\vec{E}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} \vec{\Psi}_{\ell 00} \exp(-jk_{00}^z z) \quad (2.31)$$

$$\vec{H}_\tau^i(z \leq 0) = \sum_{\ell=1}^2 A_{\ell 00} Y_{\ell 00} \vec{a}_z \times \vec{\Psi}_{\ell 00} \exp(-jk_{00}^z z)$$

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

2.9 Modelo matemático

El arreglo reflectivo es analizado como una estructura periódica infinita usando el teorema de Floquet. Los anillos de metal infinitesimalmente delgados de conductor perfecto, están situados en los nodos de un enrejado triangular equilátero con un periodo b como se muestra en la Figura 2.4. La celda simple del arreglo contiene solo un anillo de metal con cargas reactivas. Se asume que una OPC incide normalmente en el arreglo y necesita ser reflejada en una determinada dirección definida por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo azimutal φ_0 . Para hacer esto, se tiene que asegurar un cambio de fase incremental ψ_η y ψ_σ entre los elementos adyacentes en las direcciones η y σ respectivamente. Así, la diferencia entre las posiciones angulares de los elementos para dos celdas adyacentes en las direcciones η y σ ($\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$, respectivamente) están dadas por:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \psi_\eta / 2 = -bk \sin \theta_0 \cos \varphi_0 / 2 \\ \Delta\gamma_\sigma &= \psi_\sigma / 2 = -bk \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \pi / 3) / 2\end{aligned}\quad (2.32)$$

donde k es el número de onda.

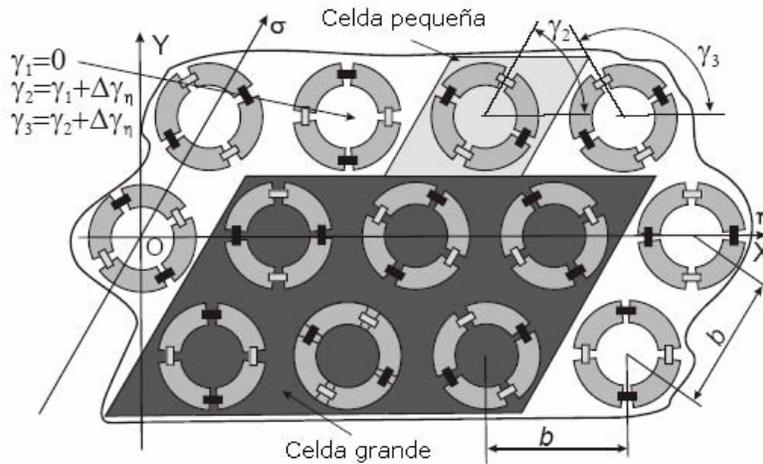


Figura 2.4: Geometría del arreglo reflectivo para $N_\eta = 3$, $N_\sigma = 2$,

$$\Delta\gamma_\eta = \pi / 3, \text{ y } \Delta\gamma_\sigma = \pi / 2.$$

Las posiciones angulares no uniformes de los elementos destruyen la periodicidad del arreglo. Sin embargo, el arreglo reflectivo puede ser

convertido a una estructura periódica con una celda periódica “grande” que contiene N_η y N_σ celdas sencillas o pequeñas adyacentes en las direcciones η y σ respectivamente. Para lograr esto, $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ deben cumplir:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \pi M_\eta / N_\eta \\ \Delta\gamma_\sigma &= \pi M_\sigma / N_\sigma\end{aligned}\tag{2.33}$$

donde M_η y M_σ representan los desplazamientos de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda “grande” dentro de la OPC reflejada a lo largo de las direcciones η y σ , respectivamente. De hecho, algunos valores de $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ pueden ser aproximados con suficiente tolerancia por (2.33).

Así el arreglo reflectivo tipo espirafase puede ser analizado como una estructura periódica infinita con una celda periódica “grande”.

De acuerdo al teorema de Floquet, los campos electromagnéticos sobre este arreglo reflectivo son presentados como una suma de modos Floquet u ondas planas. Muchos de esos modos Floquet son ondas planas propagándose en diferentes direcciones debido al tamaño considerable de la celda “grande”. Además, la condición (2.33) asegura que dos de los modos Floquet reflejados (uno TE y uno TM) son ondas planas propagándose en la dirección deseada y determinada por los ángulos de reflexión θ_0 y φ_0 .

Así, se puede considerar el arreglo reflectivo infinito como un convertidor modal que transforma una OPC incidente (dos modos Floquet incidentes) a una onda plana reflejada polarizada elípticamente (dos modos Floquet reflejados) viajando en la dirección deseada. Para simular la dispersión de una OCP incidente por el arreglo reflectivo y para evaluar la eficacia de la conversión modal, se formula un sistema de ecuaciones integrales.

La densidad total de corriente eléctrica superficial en los anillos de metal \vec{J}_e es presentado como la suma de dos componentes

$$\vec{J}_e = \vec{J}_e^s + \vec{J}_e^V\tag{2.34}$$

donde \vec{J}_e^s es la densidad de corriente eléctrica superficial que aparece cuando la onda incidente excita el arreglo reflectivo considerando los anillos de metal sin espacios y \vec{J}_e^V es la densidad de corriente eléctrica superficial que existe debido a los voltajes inducidos a través de los espacios por la onda incidente.

La densidad de corriente eléctrica superficial \vec{j}_e^s es calculada usando una buena aproximación presentada in [20]. La celda unitaria de los anillos de metal del arreglo sin espacios es la celda “pequeña”. Así, la solución se encuentra solo para la primera celda “pequeña” y entonces es expandida a las otras celdas de la celda “grande” usando el teorema de Floquet.

Ahora es posible calcular el coeficiente de conversión L_C como la relación entre la densidad de potencia de los dos modos Floquet reflejados (uno TE y otro TM propagándose en la dirección determinada por las posiciones angulares de las cargas reactivas) y la densidad de potencia de los dos modos incidentes que forman la OPC incidente:

En la Figura 2.5, se muestra el circuito equivalente para las polarizaciones u y v .

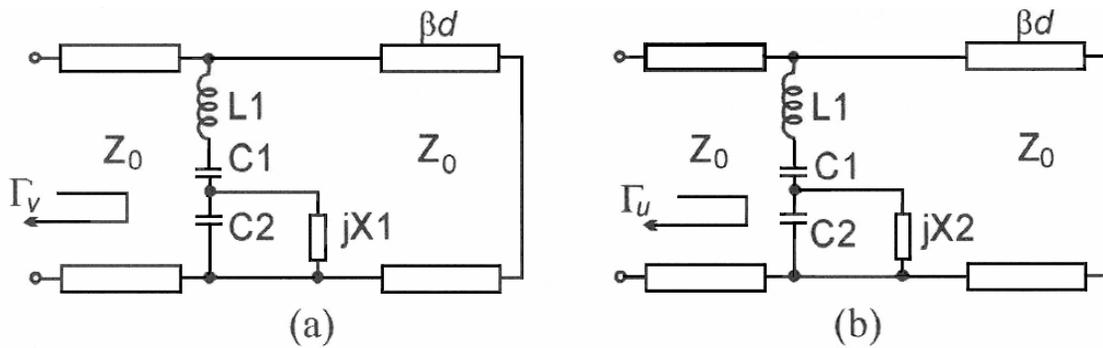


Figura 2.5: (a) Circuito equivalente para la dispersión de la onda polarizada paralela al eje v . (b) Circuito equivalente para la dispersión de la onda polarizada paralela al eje u .

El circuito resonante serie L1-C1 corresponde a los anillos completos de metal sin espacios, la capacitancia C2 caracteriza el comportamiento de los espacios, la línea de transmisión de tamaño eléctrico βd toma en cuenta la distancia entre la estructura periódica y la pantalla de metal, y finalmente, el circuito corto corresponde a la pantalla de metal.

2.10 Conclusiones

En este capítulo se analizaron los diversos métodos de análisis electromagnéticos, estos ofrecen ventajas y desventajas de acuerdo a la aplicación. Posteriormente se lleva a cabo un análisis para justificar el método utilizado para la formulación de los modelos matemáticos. Se presenta el modelo matemático para el arreglo reflectivo basado en anillos metálicos cargados. Se formuló la idea de un arreglo plano de elementos radiadores independientes, diafragmas de control con el principio espirafase basado en anillos de tipo reflectivo con actuación mecánica, con el acoplamiento de minimotores de pasos que realizarán la rotación angular de cada elemento de la antena del arreglo de fase reflectivo.

Bibliografía

- [1] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", Tercera edición, Editorial Wiley Interscience, USA 2005, pp. 283-876.
- [2] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", *Microwave J.*, Vol. 20, Julio 1977, pp. 67-73.
- [3] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "A Ka band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 46, No. 5, Mayo 1998, pp. 650-656.
- [4] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots", *IEEE MTT S Int. Microwave Symp. Dig.*, Phoenix AZ, Junio 2001, pp. 1379-1382.
- [5] C. Han, K. Chang, "Ka-band reflectarray using ring elements", *Electron. Lett.*, Vol. 39, No. 6, Marzo 2003, pp. 491-493.
- [6] B. Strassner, C. Han, Kai Chang, "Circularly polarized reflectarray with microstrip ring elements having variable rotation angles", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 52, No. 4, Abril 2004, pp. 1122-1125.
- [7] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, Kai Chang, "A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 52, No. 11, Nov. 2004, pp. 2871-2876.
- [8] B. Subbarao, V. Srinivasan, V. F. Fusco, R. Cahill, "Element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, Vol. 151, No. 4, pp. 287-292.

- [9] A. E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, Yu. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Long Beach, CA*, Junio 2005.
- [10] R. F. Harrington, "Matrix methods for field problems", *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 2, Febrero 1967, pp. 136-149.
- [11] L.V. Kantorovich, V. I. Krilov, "Aproximate methods of higher analysis " (trad. C. D. Benster). Nueva York: John Wiley, 1964.
- [12] Y. U. Vorobev, "Method of moments in applied mathematics" (trad. Seckler) Nueva York: Gordon & Breach, 1965.
- [13] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary-value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. AP-14, Mayo 1966, pp. 302- 307.
- [14] A. Taflove, and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using time-dependent Maxwell's", *IEEE Micro. Theo. Tech.*, Vol. MTT-23, No. 8. Agosto 1975, pp. 1-43.
- [15] R. Courant, "Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations", *Bull. Am. Math. Soc.*, Vol. 49, 1943, pp. 1-43.
- [16] M. N. O. Sadiku, "A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems", *IEEE Trans. Educ.*, Vol. 32, No. 2, Mayo 1989, pp. 85-93.
- [17] J. J. H. Wang, Generalized moment methods in electromagnetics, Wiley-Interscience, Nueva York 1991.
- [18] J. Huang, "Microstrip reflectarray", in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propagation, ON, Canada*, Junio 1991, pp. 612-615.

- [19] N. Marcuvitz (ed.) Waveguide Handbook, M.I.T. Radiation Laboratory Series, Vol. 10, McGraw-Hill, Nueva York, 1951, pp. 66-89.
- [20] J. P. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 23, No. 1, Enero 1975, pp. 70-75.

Capítulo 3

Optimización del elemento radiador

3.1 Introducción

En el capítulo 2 se habló de los métodos de análisis electromagnéticos y del modelo matemático del arreglo reflectivo. Dicho modelo se utilizó para el conocer el desempeño del arreglo basado en el elemento radiador y ahora se busca optimizar el diseño para mejorar el ancho de banda del arreglo. Se parte entonces del elemento radiador tipo espirafase del arreglo reflectivo para la banda X-Ku (8-18 GHz) desarrollado en [1].

Como primer paso, es necesario obtener los mismos resultados de la simulación presentada en [1] por lo que se simula el comportamiento electromagnético de el arreglo reflectivo y se obtienen los campos electromagnéticos \vec{E} y \vec{H} , a partir de los cuales se pueden obtener los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular al arreglo y con dichos coeficientes se puede conocer el ancho de banda del arreglo.

Las características que el elemento reflectivo tipo espirafase debe cumplir son:

- Mejorar la banda de operación del arreglo
- Cumplir con el principio de Fox para antenas de tipo espirafase
- Tener pérdidas menores a 1 dB

3.2 Arreglo reflectivo en banda X-Ku

La geometría del arreglo reflectivo en banda X-Ku (8-18 GHz), fue determinado usando el método de optimización del circuito equivalente mostrado en la Figura 2.5 [1].

La optimización fue realizada para obtener y mantener un cambio de fase diferencial de 180° entre los coeficientes de reflexión Γ_u y Γ_v en una banda de frecuencia ancha.

Entonces los parámetros optimizados del circuito equivalente fueron convertidos a parámetros geométricos del arreglo con la ayuda del modelo matemático desarrollado.

Como resultado, los siguientes parámetros fueron obtenidos: $b = 10\text{mm}$, $r_1 = 2.81\text{mm}$, $r_2 = 3.74\text{mm}$, $\Delta\phi = 12.5^\circ$ y $d = 4\text{mm}$ [1]. La impedancia de los elementos cargados 1 y 2 fueron puestos a infinito, mientras que las inductancia de 1.3 nH fueron usados para los elementos cargados 3 y 4. Fue considerado para la simulación el sustrato dieléctrico con permitividad relativa $\epsilon_r = 3.38$ y grosor de 0.2 mm .

Las simulaciones numéricas fueron también realizadas para el caso de exploración en el plano $\phi_0 = 150^\circ$. Los resultados de la simulación de la dispersión de las OPC de mano derecha que incide normalmente se muestran en la Figura 2.6.

Para el caso de posiciones angulares uniformes de los elementos, la onda incidente es convertida a una OPC de mano derecha con pérdidas de conversión menores a 1 dB en la banda de frecuencia de 8.1 a 19.3 GHz.

Se observa una degradación del coeficiente de conversión para el caso de posiciones angulares no uniformes de elementos. Sin embargo este arreglo muestra pérdidas de conversión menores a 1 dB para la reflexión de ángulos de elevación mayores a 40° en la banda de frecuencia de 9.2 a 18.8 GHz, como se muestra en la Figura 3.1.

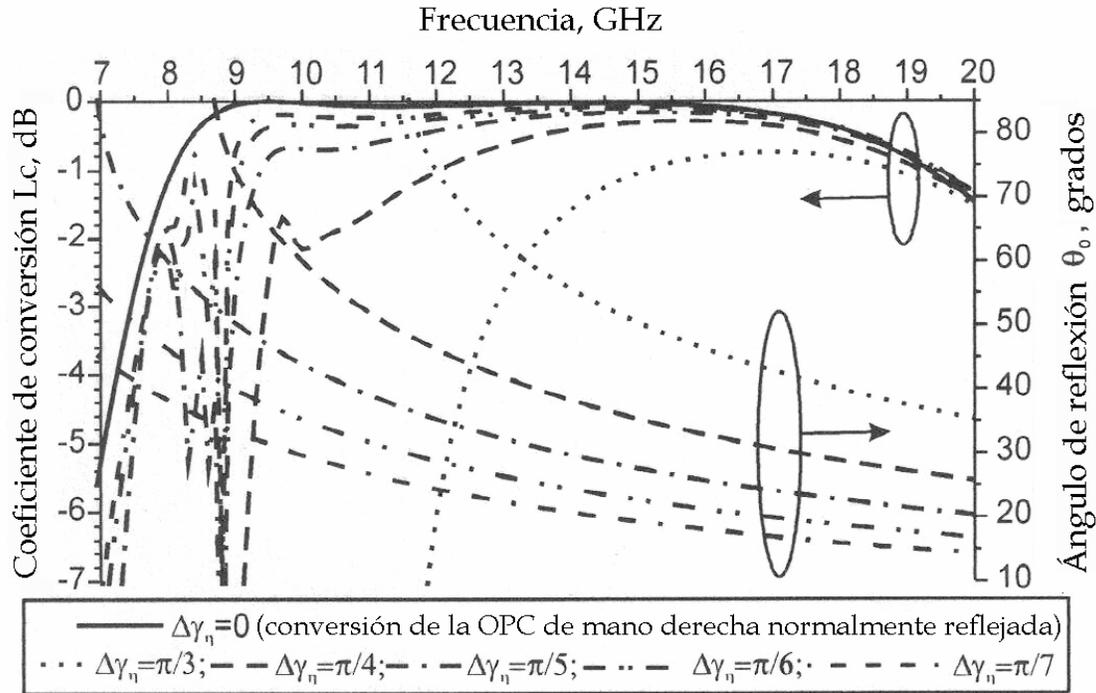


Figura 3.1: Características de reflexión del arreglo reflectivo en la banda X-Ku. Coeficiente de conversión L_c y ángulo de elevación θ_0 [1].

Así, los arreglos reflectivos basados en anillos de metal cargados son caracterizados por tener bajas pérdidas de conversión y operación en banda ancha con moderada distorsión de polarización [1].

3.3 Arreglo reflectivo de anillos metálicos con cargas reactivas.

Llevando a cabo la simulación electromagnética del elemento radiador dentro de un arreglo infinito se pueden conocer las características de exploración de la antena. Es necesario que el elemento se simule con características periódicas para obtener el acoplamiento mutuo entre los elementos bajo un ambiente infinito. Debido a que la malla del arreglo es de geometría triangular se busca encontrar los ejes de simetría para representar una celda periódica rectangular. Esta celda está formada por un dieléctrico con parches de anillos metálicos que contiene un anillo completo en el centro y con cuatro secciones de anillos en las esquinas, cada sección contiene una cuarta parte de los anillos adyacentes tal como se muestra en la Figura 3.2. Así

aseguramos la periodicidad del elemento al unir múltiples módulos rectangulares de este tipo.

El rango de frecuencia para el cual trabajará este arreglo es de 7 a 25 GHz.

Se crea una estructura con los materiales que se utilizarán.

Primero se crea el sustrato dieléctrico con una permeabilidad relativa de $\mu = 1$ y una permitividad relativa de $\epsilon_r = 3.38$, con un grosor de 0.2 mm.

Después se crean sobre el sustrato dieléctrico los anillos metálicos con un cilindro de material PEC, conductor perfecto, con un grosor de 0.017 mm, con radio exterior de 3.74 mm y radio interior de 2.81 mm.

Se crean después los cuatro espacios con un sector angular de $\Delta\varphi = 12.5^\circ$.

Se colocan inductancias de valor de 1.3 nH en dos de los espacios del anillo metálico, uno a 90° y el otro a 270° , mientras que en los otros dos espacios a 0° y 180° no se conectaron cargas. En los elementos de las esquinas la inductancia será de la mitad teniendo un valor de 0.65 nH.

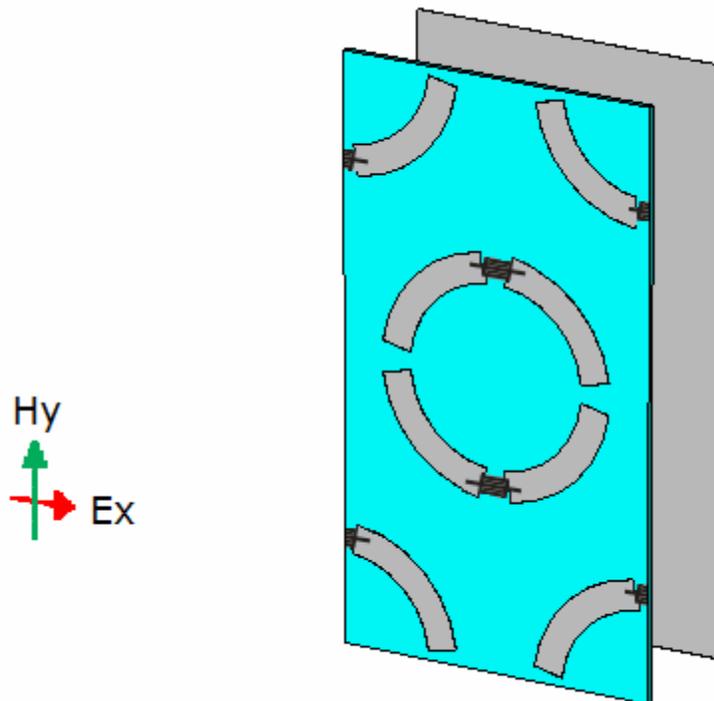
Después se coloca la pantalla metálica a una distancia de 4 mm detrás del sustrato dieléctrico y con un grosor de 0.017 mm de material PEC.

Se definen las condiciones de frontera en la celda y se define como una estructura periódica.

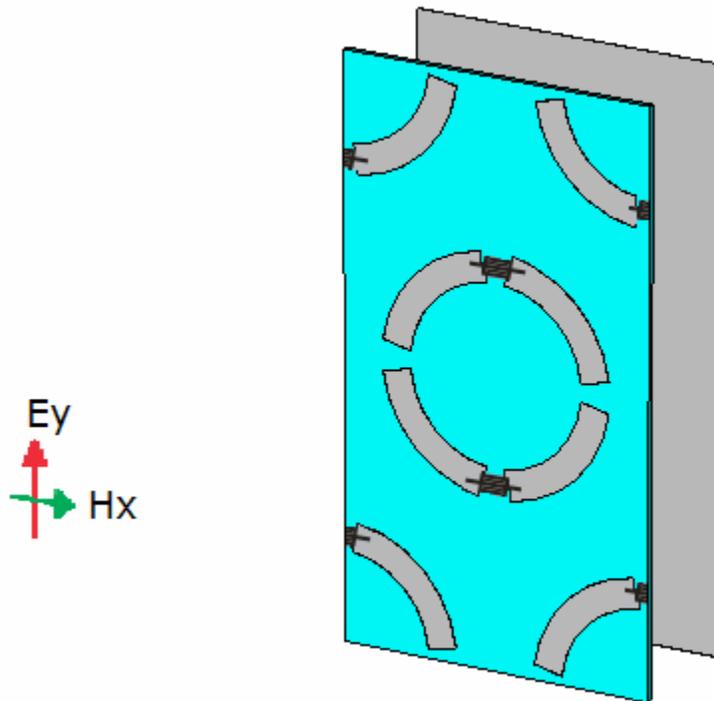
Se hace incidir una onda plana de polarización lineal hacia la estructura, después se coloca un punto de prueba para obtener el campo eléctrico y el campo magnético en las direcciones paralela y perpendicular a la estructura como se muestra en la Figura 3.2.

Es decir, se colocan cuatro puntos de prueba para obtener los campos eléctrico y magnético en ambas direcciones, en x y en y , que son:

- Punto de prueba 1: E_x , campo eléctrico en la dirección de x .
- Punto de prueba 2: H_y , campo magnético en la dirección de y .
- Punto de prueba 3: E_y , campo eléctrico en la dirección de y .
- Punto de prueba 4: H_x , campo magnético en la dirección de x .



a)



b)

Figura 3.2: Campos electromagnéticos. a) $E_x H_y$. b) $E_y H_x$.

Los campos eléctricos y magnéticos que se obtienen son los campos totales, no se conocen los campos incidentes y reflejados. Para obtener estos campos, así como los coeficientes de reflexión, se realizan algunos cálculos:

Se tiene la onda incidente E_{inc} . La onda reflejada está dada por el producto de la onda incidente por el coeficiente de reflexión Γ :

$$E_{refl} = E_{inc} \cdot \Gamma \quad (3.1)$$

Se tiene que el campo eléctrico total es:

$$E_{\Sigma} = E_{inc} + \Gamma \cdot E_{inc} = E_{inc}(1 + \Gamma) \quad (3.2)$$

y el campo magnético total se calcula como el campo eléctrico entre la impedancia del espacio libre $Z_o = 120\pi$:

$$H_{\Sigma} = \frac{E_{inc}}{120\pi} - \frac{\Gamma \cdot E_{inc}}{120\pi} = \frac{E_{inc}(1 + \Gamma)}{120\pi} \quad (3.7)$$

Se tiene que la impedancia es igual al cociente de los campos:

$$\eta = \frac{E_{\Sigma}}{H_{\Sigma}} = \frac{120\pi(1 + \Gamma)}{(1 + \Gamma)} = Z_{ent} \quad (3.8)$$

Para obtener el coeficiente de reflexión se tiene:

$$\Gamma = \frac{Z_{ent} - Z_o}{Z_{ent} + Z_o} \quad (3.9)$$

Con este procedimiento se puede obtener tanto el coeficiente de reflexión paralelo Γ_{\parallel} y perpendicular Γ_{\perp} a la estructura.

Para calcular el coeficiente de conversión se utilizan dichos coeficientes de reflexión.

$$\text{Coeficiente de conversión} = 20 \log \left(\frac{\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}}{2} \right) \quad (3.10)$$

Se calcularon los coeficientes de reflexión en ambas direcciones paralelo y perpendicular a la estructura y la diferencia de fase de estos coeficientes.

Se pretende que la magnitud de los coeficientes de reflexión sea aproximadamente 1 y tener una diferencia de fase de 180° entre dichos coeficientes de reflexión, y así satisfacer el principio de cambio de fase de Fox, es decir, $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$, por lo que el coeficiente de conversión será aproximadamente de 0 dB.

Se observó que para diferentes distancias del punto de prueba se tenían distintos resultados. Se colocó alejado de la estructura ya que al ponerlo cerca los modos de alto orden afectan los resultados.

Se presentan los resultados para diferentes distancias del punto de prueba y se eligió el que más se aproximara a los resultados de la simulación empleando el modelo matemático reportado en [1] (Figura 3.1) para un $\Delta\gamma_{\eta} = 0$.

Para una distancia del punto de prueba a 9, 10, 15 y 20 mm de la estructura se obtienen los siguientes resultados, tal como se muestra en la Figura 3.3.

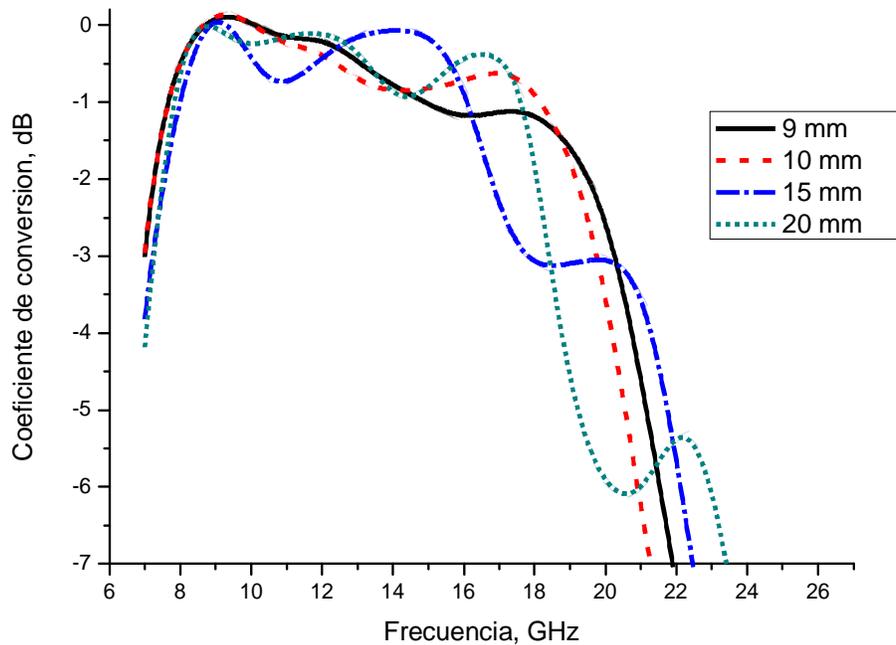


Figura 3.3: Coeficiente de conversión para diferentes distancias del punto de prueba.

El principio de cambio de fase de Fox se satisface para una sola frecuencia, sin embargo, con la característica de magnitud de onda controlada se puede estimar la banda de trabajo del arreglo reflectivo, considerando como nivel de referencia un valor de pérdidas menor a 1 dB.

En la tabla 3.1 se muestra el rango de frecuencias y el ancho de banda, con pérdidas menores a 1 dB para las diferentes distancias del punto de prueba.

TABLA 3.1: Resultados de las simulaciones para diferentes distancias del punto de prueba.

Distancia del punto de prueba d [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
9	7.66 – 14.91	7.25	≥ 1
10	7.67 – 18.15	10.48	≥ 0.85
15	7.99– 16.08	8.09	≥ 0.73
20	7.84 – 17.6	9.76	≥ 0.92

Para el punto de prueba más alejado, en este caso para 20 mm, se espera tener una mejor respuesta, sin embargo no es buena, ya que se observan muchas oscilaciones y no se aproximan a los resultados previos.

La mejor respuesta se obtiene en 10 mm, ya que se obtiene el mayor ancho de banda con pérdidas menores a 1 dB y la respuesta se aproxima a los resultados obtenidos con el modelo matemático.

3.4 Arreglo reflectivo de anillos metálicos con cortos.

Se realizaron los mismos cálculos y simulaciones anteriores pero ahora cambiando las inductancias por cortos, formadas por alambres con diámetro de 0.025 mm y 1.4 mm de longitud. Los cortos para los elementos de las esquinas de la celda periódica serán de 0.7 mm de longitud, como se puede apreciar en la Figura 3.4.

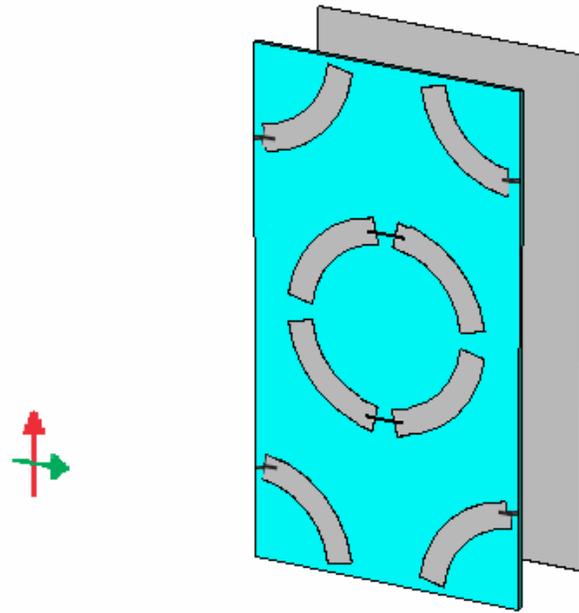


Figura 3.4: Arreglo periódico de anillos metálicos con cortos.

Se presentan los resultados para 9, 10, 15 y 20 mm de distancia del punto de prueba como se observa en la Figura 3.5.

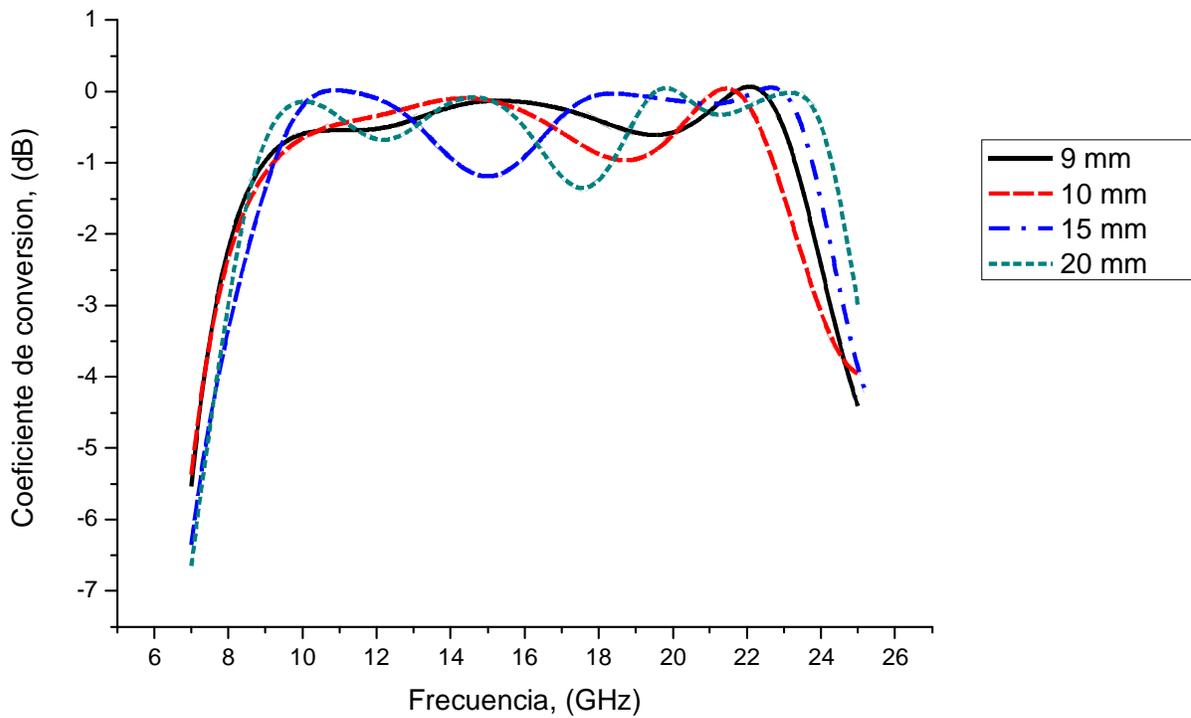


Figura 3.5: Coeficiente de conversión para diferentes distancias del punto de prueba.

En la tabla 3.2 se muestra el rango de frecuencias y el ancho de banda, con pérdidas menores a 1 dB para las diferentes distancias del punto de prueba.

TABLA 3.2: Resultados de las simulaciones para diferentes distancias del punto de prueba.

Distancia del punto de prueba d [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
9	8.95 – 23.3	14.34	≥ 0.6
10	9.21 – 22.71	13.5	≥ 0.96
15	9.24 – 14.16	4.92	≥ 0.1
20	8.79 – 16.7	7.91	≥ 0.67

Se simuló para las mismas distancias, pero ahora con una cantidad de mallado dos veces mayor al que se tenía, para saber si los resultados obtenidos son correctos y que no haya variación.

Cuando las inductancias se cambian por cortos, el ancho de banda aumenta, con base en la referencia de pérdidas menores a 1 dB.

La mejor respuesta en este caso se tiene a una distancia de 9 mm, obteniéndose el mayor ancho de banda.

3.5 Arreglo reflectivo con diafragmas de anillos metálicos con cortos.

Después de realizar la simulación para el dieléctrico con parches de anillos metálicos y obtener una aproximación de los resultados, se crea la estructura del elemento radiador propuesto, que será un diafragma dieléctrico de 9mm de diámetro, sin modificar los radios interior y exterior. Se utiliza el dieléctrico con las mismas características.

De la misma manera el elemento tiene que ser periódico, por lo que la estructura modelada comprende una celda completa y una cuarta parte de los elementos adyacentes en las esquinas.

La separación entre los centros de cada elemento es de 10 mm, dejando 1 mm de separación entre ellos, lo que permite la rotación de los elementos.

Se conectaron cortos formados por alambres de 0.025 mm de diámetro y 1.4 mm de longitud. En la Figura 3.6 se muestra la estructura modelada.

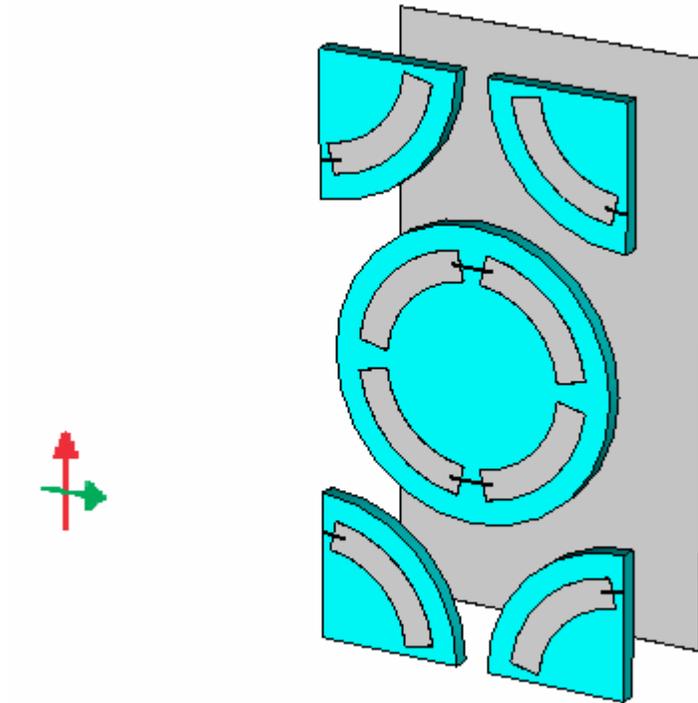
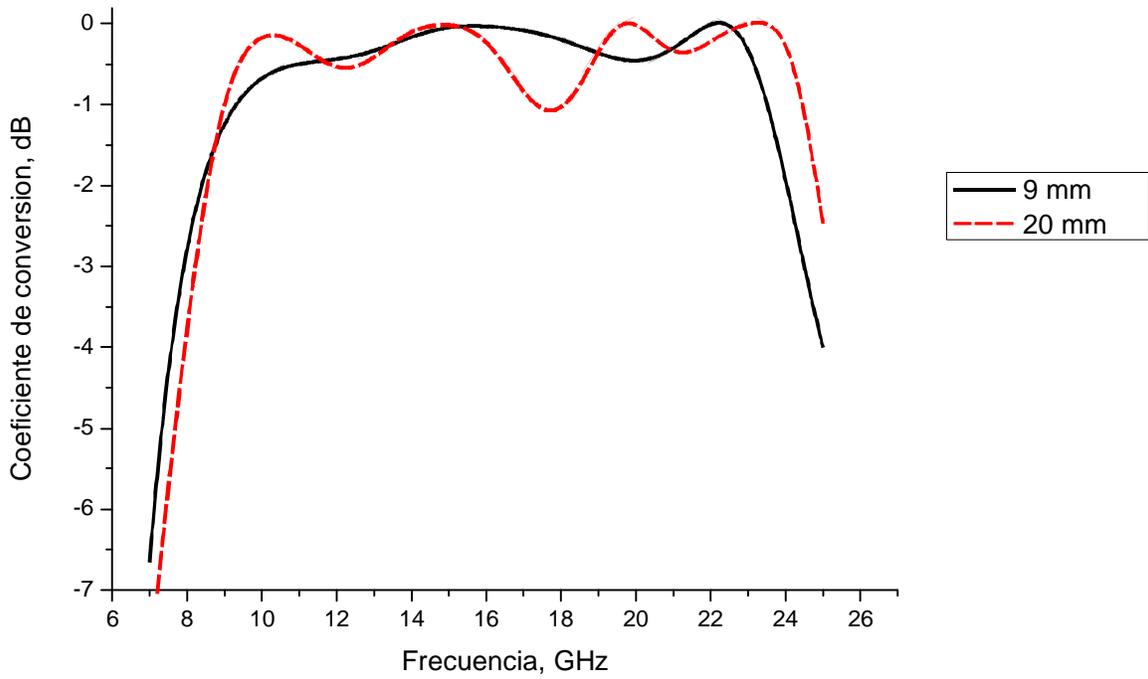
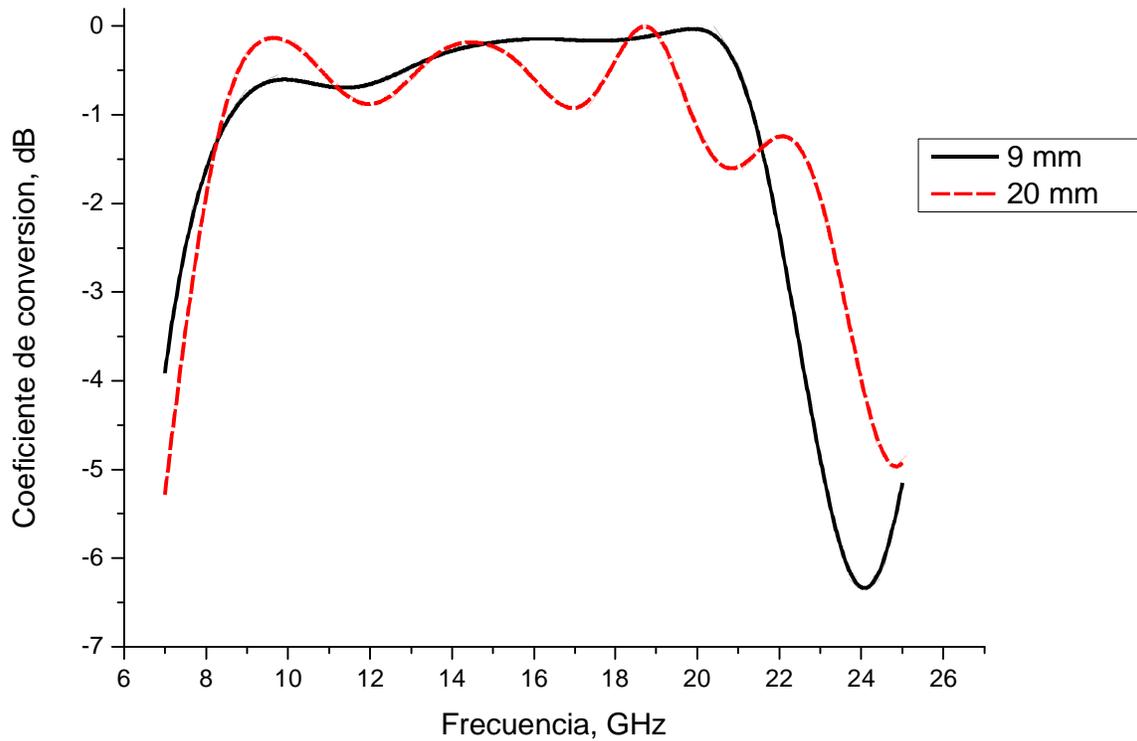


Figura 3.6: Arreglo periódico con diafragmas de anillos metálicos con cortos.

Se modeló diafragmas dieléctricos para 0.2 y 0.51 mm de espesor. La respuesta del arreglo se observa en la Figura 3.7 para 9 y 20 mm de distancia del punto de prueba.



a)



b)

Figura 3.7: Coeficiente de conversión para la distancia mínima y máxima del punto de prueba. a) Dieléctrico con espesor de 0.2 mm y b) dieléctrico con espesor de 0.51 mm.

En la tabla 3.3 se presentan los resultados de las simulaciones realizadas.

TABLA 3.3: Resultados de las simulaciones para la distancia mínima y máxima del punto de prueba para diafragmas dieléctricos de 0.2 y 0.51 mm.

Espesor del dieléctrico [mm]	Distancia del punto de prueba d [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
0.2	9	9.31 – 23.5	14.19	≥ 0.45
	20	8.99 – 17.33	8.34	≥ 0.54
0.51	9	8.61 – 21.36	12.75	≥ 0.68
	20	8.42 – 19.86	11.44	≥ 0.92

Nuevamente se elige la distancia de 9 mm por ser la que más se aproxima al modelo matemático desarrollado.

3.6 Arreglo reflectivo con diafragmas de anillos metálicos con cortos y extensiones.

Para que los elementos radiadores puedan realizar la rotación mecánica, es necesario que estén acoplados a la flecha del minimotor de pasos con la ayuda de una extensión de polietileno.

Se modeló la estructura colocando los tubos de polietileno. Las dimensiones de las extensiones de polietileno son:

- Radio exterior: 1.15 mm
- Radio interior: 0.35 mm

- Longitud: 4 mm
- Permitividad relativa del polietileno: $\epsilon_r = 2.25$

La estructura se muestra en la Figura 3.8:

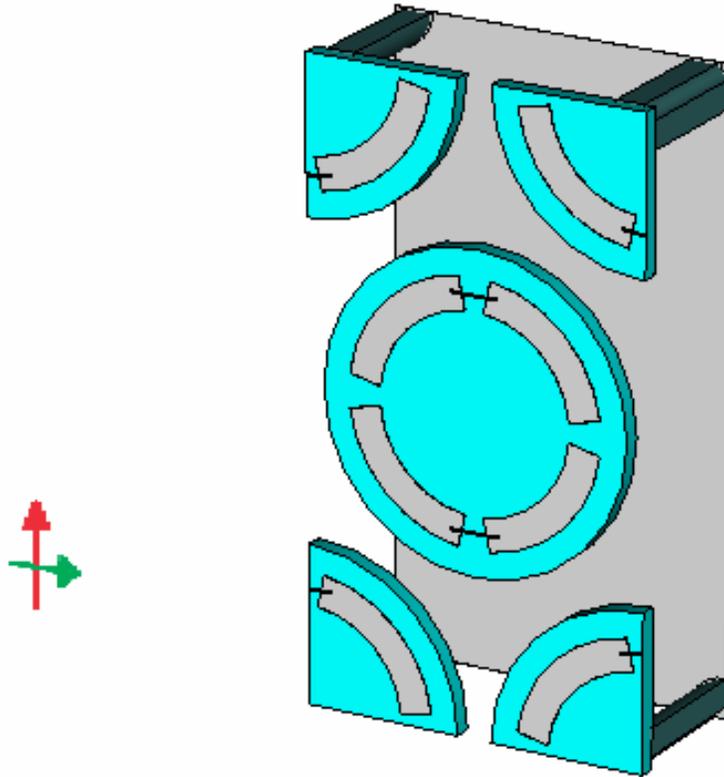
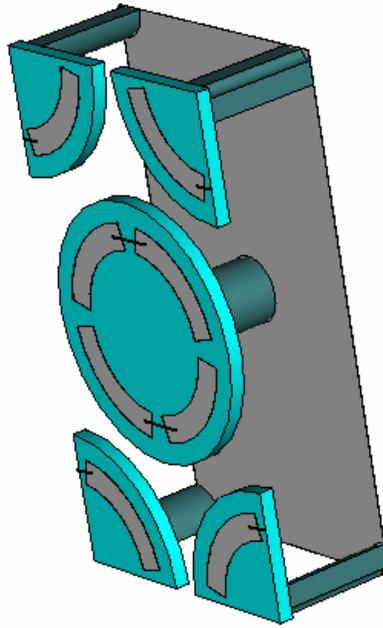


Figura 3.8: Arreglo reflectivo con diafragmas y tubos de polietileno.

En la Figura 3.9 se muestra una vista lateral de la estructura con los diafragmas de control acoplados a las flechas de los minimotores de pasos mediante las extensiones de polietileno, tales motores se encargarán de producir el desplazamiento angular en cada uno de los elementos radiadores del arreglo reflectivo.



a)



b)

Figura 3.9: a) Vista lateral y b) dimensiones de las extensiones de polietileno.

Se realizó la simulación para distancias de 9 y 20 mm, respectivamente, para diafragmas con extensiones de 0.2 y 0.51 mm de grosor del dieléctrico. En la Figura 3.10 se muestra la respuesta del arreglo para estos dos casos.

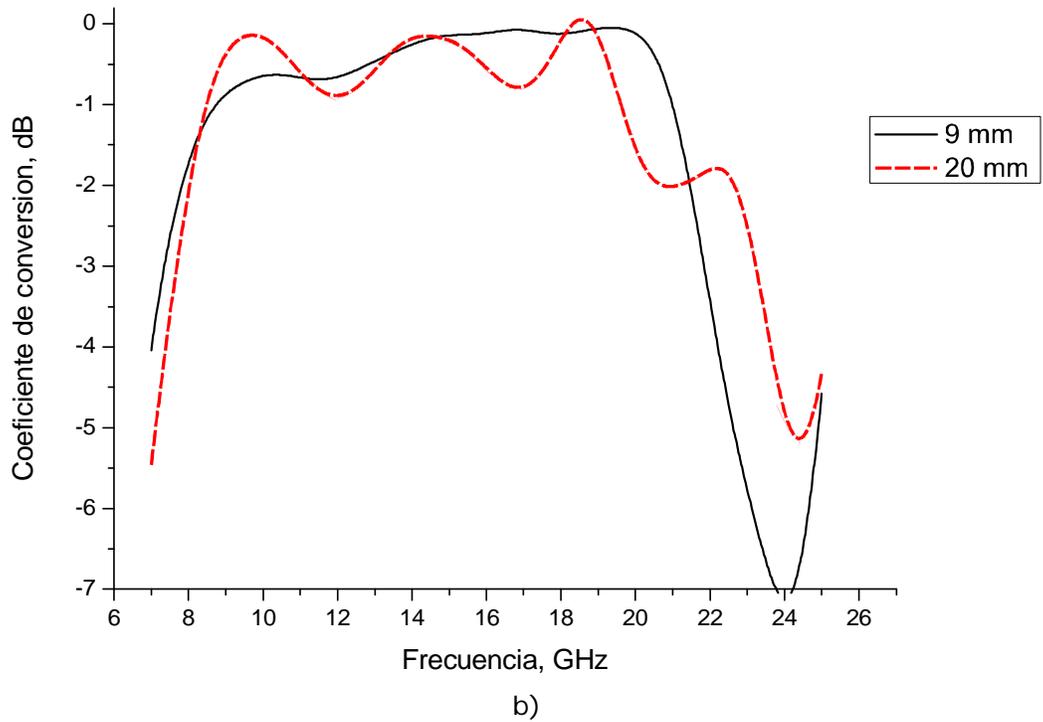
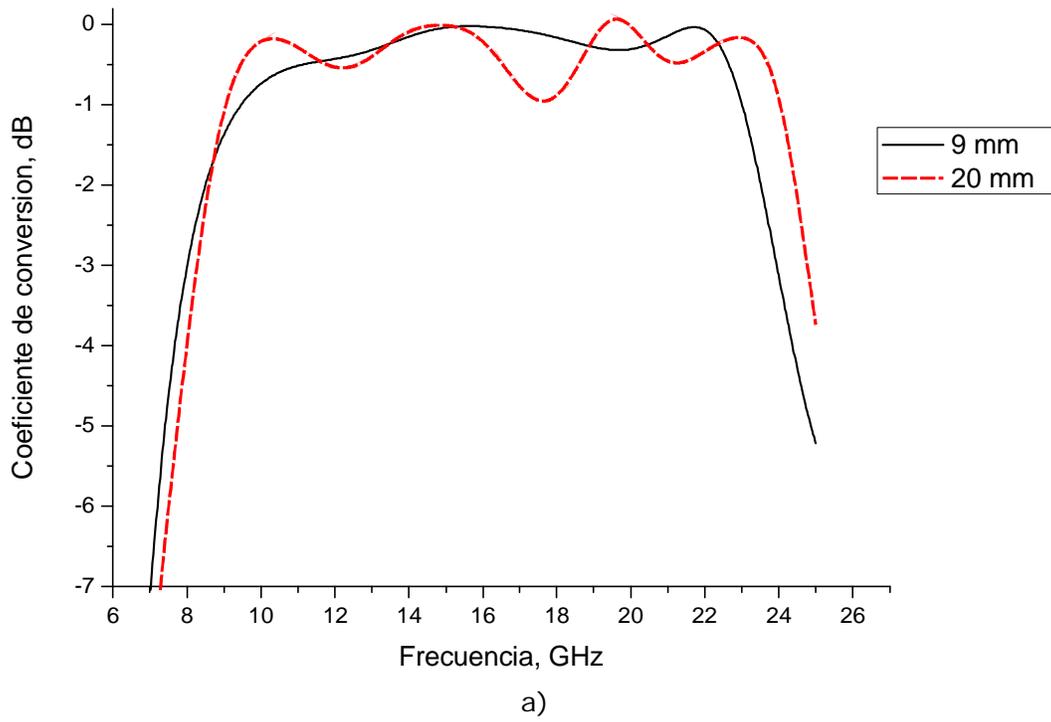


Figura 3.10: Coeficiente de conversión para 9 y 20 mm de distancia del punto de prueba. Dieléctrico con grosor de a) 0.2 mm y b) 0.51 mm.

En la tabla 3.4 se presentan los resultados de las simulaciones realizadas.

TABLA 3.4: Resultados de las simulaciones para la distancia mínima y máxima del punto de prueba para diafragmas dieléctricos de 0.2 y 0.51 mm con extensiones de polietileno.

Grosor del dieléctrico [mm]	Distancia del punto de prueba d [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
0.2	9	9.47 – 23.01	13.54	≥ 1
	20	9.05 – 24.03	14.98	≥ 0.95
0.51	9	8.75 – 20.98	12.23	≥ 0.68
	20	8.49 – 19.61	11.12	≥ 0.88

Se obtuvieron las curvas características del coeficiente de reflexión paralelo y perpendicular a la estructura con el fin de obtener una diferencia de fase entre estos coeficientes igual a 180° , y así satisfacer el principio de cambio de fase de Fox, es decir, $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$. Con estas diferencias se obtuvo el ancho de banda de trabajo para la estructura completa y para los elementos independientes.

Ahora se realiza la optimización del comportamiento en frecuencia para el elemento radiador en la estructura dieléctrica completa y para el caso en que los diafragmas son independientes entre sí, con la variación de los parámetros geométricos del arreglo reflectivo, con el objetivo principal de tener un mejor desempeño en frecuencia y poder conseguir un arreglo reflectivo con una banda de trabajo mayor y que las pérdidas de conversión sean menor a 1 dB.

3.7 Optimización del arreglo reflectivo con cargas reactivas

Se realizó la optimización del arreglo reflectivo de anillos metálicos con cargas reactivas para el caso de la estructura completa para obtener un ancho de banda mayor.

La optimización se hizo basándose en la curva del coeficiente de conversión. Para encontrar el óptimo desempeño del arreglo, primero se comenzó variando la distancia d entre la estructura y la pantalla metálica.

En la Figura 3.11 se observa la respuesta del arreglo periódico para diferentes distancias de la pantalla metálica.

Se observa que no se obtiene una respuesta mejor a la que se tenía con una distancia de 4 mm, ya que todas las respuestas son mayores a 1 dB.

Como siguiente paso se variaron los radios exterior e interior de los anillos metálicos. Sin embargo, las respuestas obtenidas presentaban pérdidas mayores a 1 dB, por lo que no se logró aumentar la banda de frecuencias.

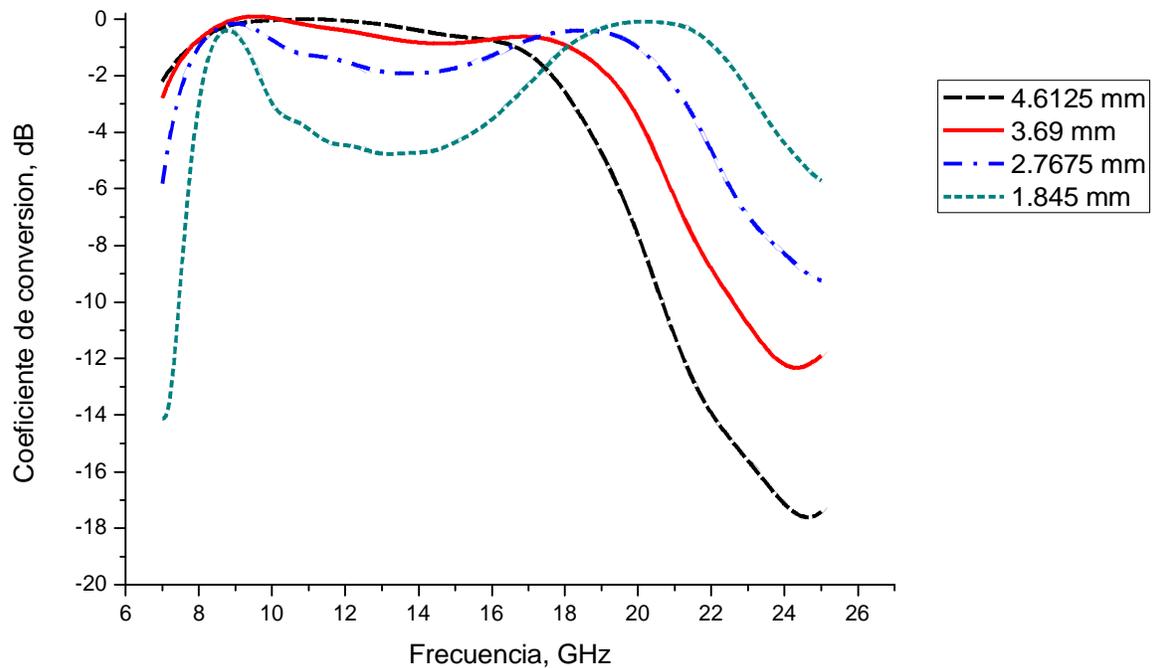


Figura 3.11: Respuesta del arreglo para diferentes distancias de la placa metálica.

3.8 Optimización del arreglo reflectivo con cortos

De la misma forma que en la optimización anterior se comenzó primero a variar la posición de la pantalla metálica con respecto a la estructura del arreglo periódico y obtener un ancho de banda mayor.

En la tabla 3.5, se presenta el rango de frecuencias, el ancho de banda y las pérdidas de conversión obtenidas para diferentes distancias de la pantalla metálica.

TABLA 3.5: Resultados de las simulaciones para diferentes posiciones de la pantalla metálica detrás del arreglo reflectivo.

Distancia pantalla metálica d [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
2.7	9.31 - 29.36	20.05	≥ 0.91
2.71	9.3 – 29.36	20.06	≥ 0.91
2.81	9.25 – 29.33	20.08	≥ 0.87
2.91	9.2 – 29.31	20.11	≥ 0.82
3	9.16 – 29.3	20.14	≥ 0.91
3.01	9.15 – 29.3	20.15	≥ 0.93
3.11	9.11– 26.33	17.22	≥ 0.76
3.21	9.08 – 25.81	16.72	≥ 0.74

La mejor respuesta se tiene a una distancia a 3.01 mm, obteniéndose un ancho de banda de 20.15 GHz y pérdidas de conversión menores a 1 dB en la banda de frecuencias de 9.15 a 29.3 GHz.

La respuesta optimizada se muestra en la Figura 3.12.

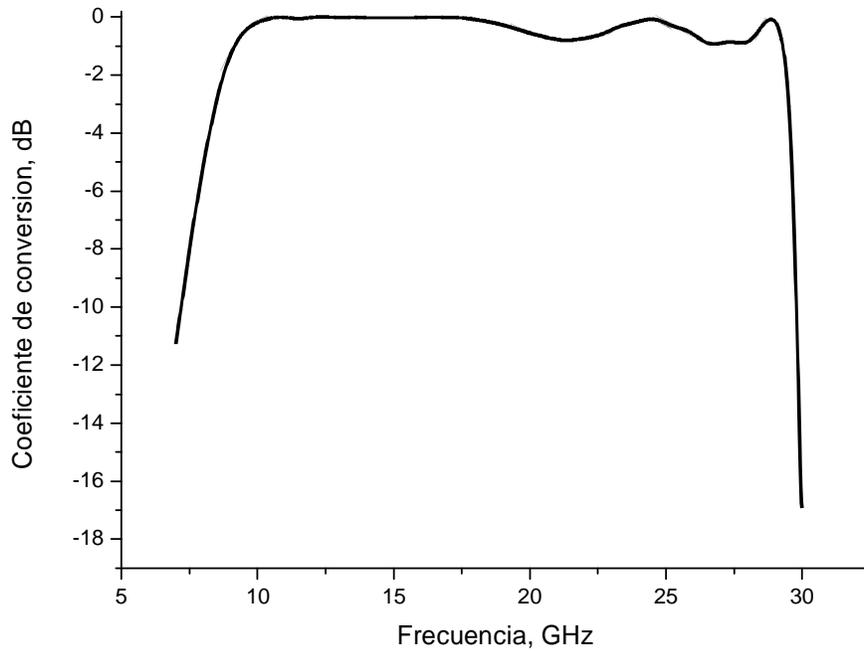


Figura 3.12: Respuesta optimizada para una distancia de la pantalla metálica a 3.01mm.

Una vez que se ha encontrado la distancia adecuada para la pantalla metálica y obtener el ancho de banda máximo, se fija esa distancia y ahora se varía los radios exterior e interior de los anillos, con el objetivo de extender el ancho de banda de trabajo.

Los resultados de las simulaciones para la variación de los radios de los anillos metálicos se presentan en la tabla 3.6.

TABLA 3.6: Resultados de las simulaciones para diferentes valores de los radios exterior e interior de los anillos de metal del arreglo reflectivo.

Radio exterior [mm]	Radio interior [mm]	Rango de frecuencias [GHz]	Ancho de Banda [GHz]	Pérdidas de conversión [dB]
3.94	2.61	8.62- 24.65	16.03	≥ 0.91
3.84	2.71	8.83 – 25.25	16.42	≥ 0.75
3.64	2.91	9.36 – 29.79	20.43	$\geq \mathbf{0.58}$
3.54	3.01	9.74 – 28.55	18.81	≥ 0.59

Los valores de los radios exterior e interior optimizados son 3.64 y 2.91 mm, respectivamente, obteniéndose un ancho de banda máximo de 20.43 GHz y pérdidas menores a 1 dB en la banda de frecuencias de 9.36 a 29.79 GHz. La respuesta con los valores optimizados para el arreglo periódico reflectivo se muestran en la Figura 3.13. Se logró aumentar el ancho de banda, por lo que el arreglo reflectivo puede tener aplicaciones en la banda X-K (8-27 GHz).

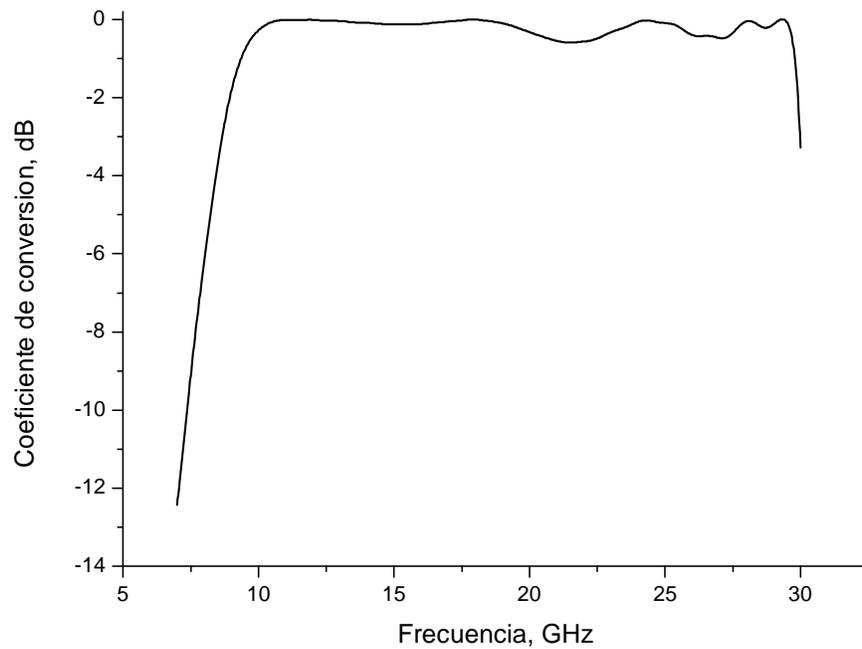


Figura 3.13: Respuesta del arreglo para los parámetros optimizados.

En la Figura 3.14 se muestra una comparación entre la respuesta original y con los valores optimizados.

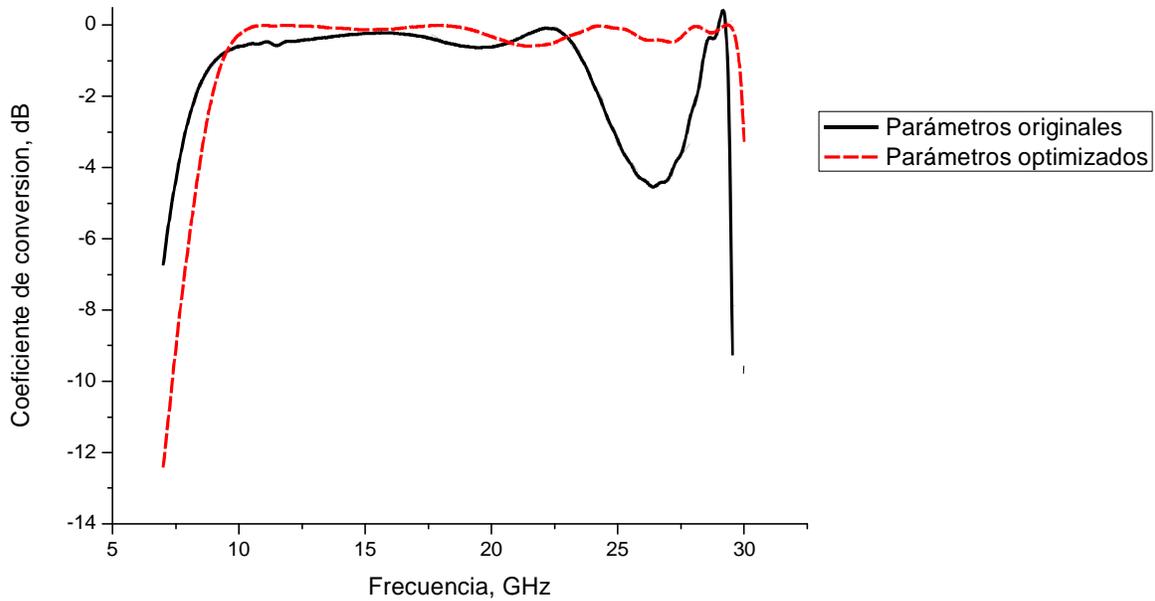


Figura 3.14: Comparación de la respuesta entre los parámetros originales y los optimizados.

Se observa que se obtiene un ancho de banda considerable, sin embargo, para el tamaño de la celda del arreglo reflectivo que es de 10 mm, a altas frecuencias se tiene la restricción en cuanto al ángulo máximo de elevación al explorar el haz.

Se tiene que el tamaño de la celda es:

$$b = 10\text{mm}$$

El ángulo máximo de elevación está relacionado con el periodo de la celda y con la frecuencia a través de la ecuación:

$$b = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{\lambda}{1 + \text{sen}\theta_{\text{max}}} \right)$$

donde $\lambda = 3 \times 10^8 / f$. Por lo que para una frecuencia de 17.3 GHz se tiene un máximo de ángulo de exploración de $\theta_{\text{max}} = 90^\circ$.

Al ir aumentando la frecuencia, el ángulo de elevación va disminuyendo, por ejemplo:

Frecuencia [GHz]	θ_{max} [°]
17.3	90
20	47
25	23
28	13

Se observa que para altas frecuencias se tiene un ángulo de exploración pequeño, por lo que es recomendable que el ancho de banda se extienda a frecuencias bajas para que la exploración sea en un rango más amplio, aunque esto resulta más complicado. Sin embargo para ciertas aplicaciones es muy útil este ancho de banda, por ejemplo al implementarlo en el radar de un avión, y reconfigurar los elementos radiadores de cierta forma que en ese ancho de banda se encuentre protegido.

Finalmente se muestra la respuesta optimizada para los diafragmas independientes entre sí para un grosor del dieléctrico de 0.2 y 0.51 mm, con las extensiones de polietileno, utilizando los parámetros óptimos de desempeño. Los cuales son:

- Utilización de alambres de 1.4 mm de longitud
- Radio exterior e interior de 3.64 y 2.91 mm, respectivamente
- Distancia de la pantalla metálica a 3.01 mm detrás del arreglo

En la Figura 3.15 se muestra el coeficiente de conversión del arreglo para diafragmas con dieléctrico de 0.2 mm de grosor para los parámetros optimizados.

El ancho de banda obtenido es de 19.33 GHz y pérdidas de conversión menores a 1 dB en la banda de frecuencias de 9.64 a 28.97 GHz.

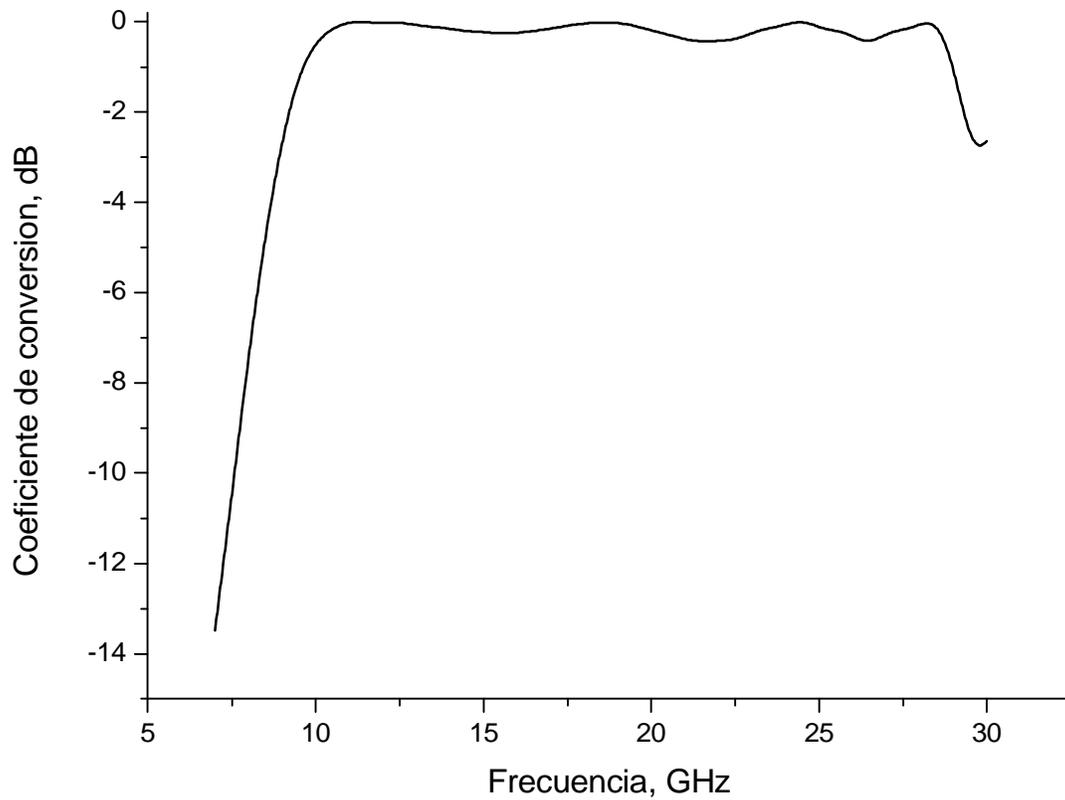


Figura 3.15: Respuesta del arreglo con los parámetros optimizados para los diafragmas de control de 0.2 mm de grosor con extensiones.

En la Figura 3.16 se muestra una comparación entre la respuesta con los valores originales y la respuesta con los valores optimizados para el arreglo con diafragmas de 0.2 mm de grosor con extensiones de polietileno.

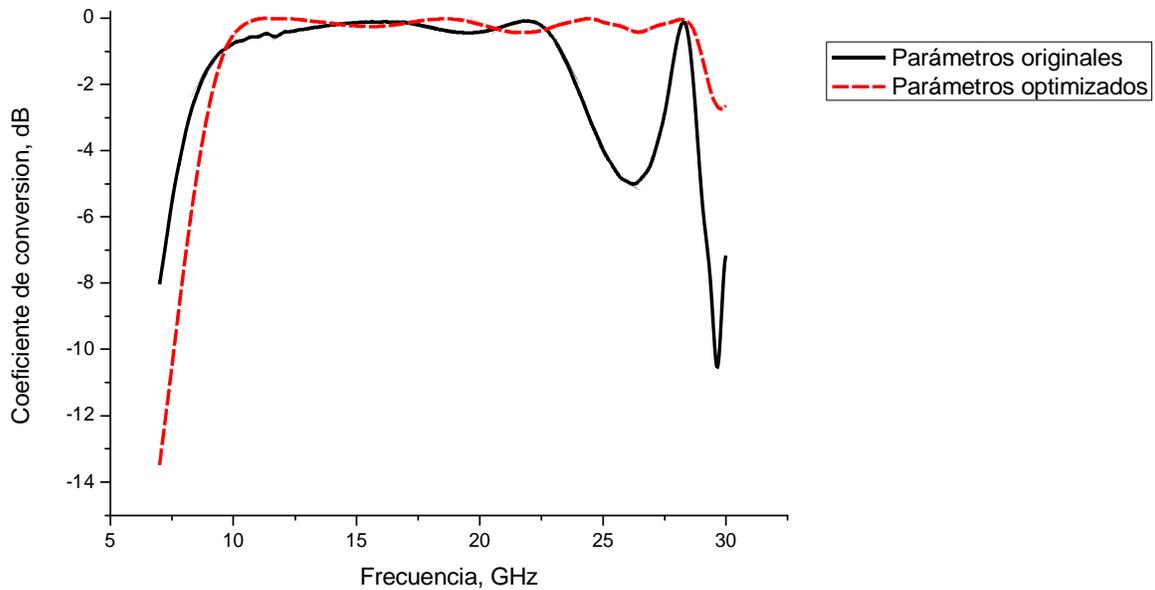


Figura 3.16: Comparación de la respuesta entre los parámetros originales y los optimizados para diafragmas de 0.2 mm de grosor con extensiones.

En la Figura 3.17 se muestra el coeficiente de conversión del arreglo con los parámetros optimizados para diafragmas de 0.51 mm de grosor con extensiones.

El ancho de banda obtenido es de 17.95 GHz y pérdidas de conversión menores a 1 dB en la banda de frecuencias de 8.75 a 26.7 GHz.

En la Figura 3.18 se muestra una comparación entre la respuesta original y con los valores optimizados para el arreglo con diafragmas de 0.51 mm de grosor y extensiones de polietileno.

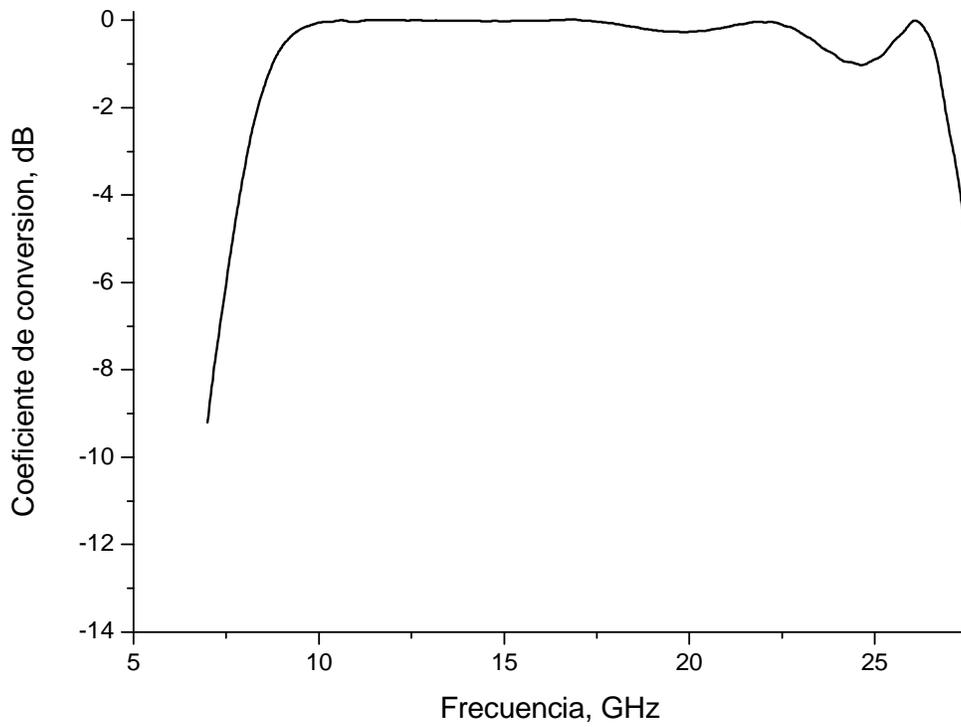


Figura 3.17: Respuesta del arreglo con los parámetros optimizados para los diafragmas de control de 0.51 mm de grosor con extensiones.

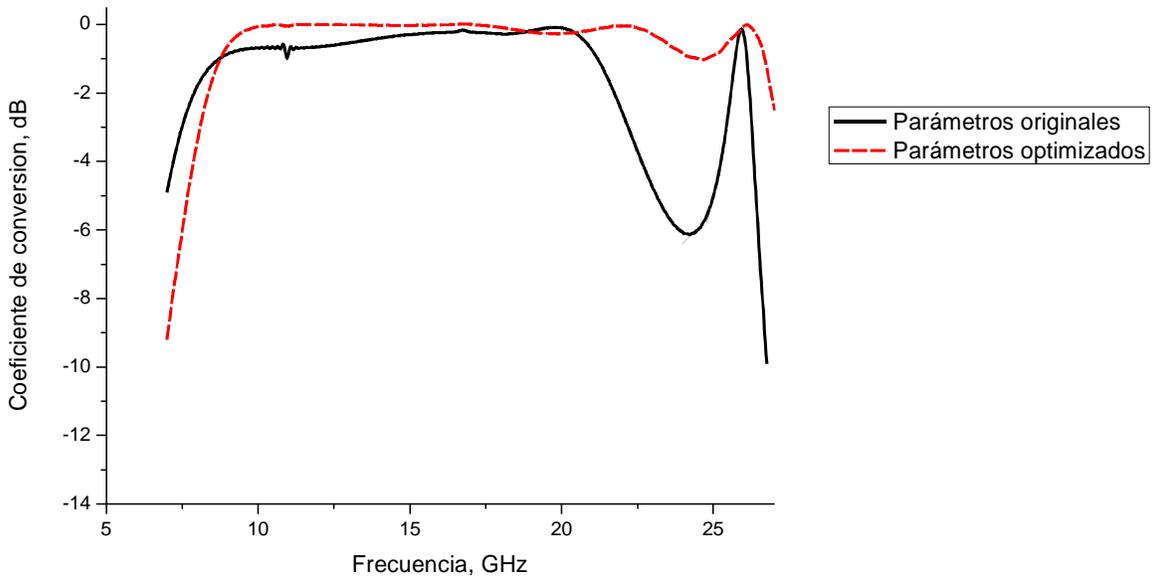


Figura 3.18: Comparación de la respuesta entre los parámetros originales y los optimizados para diafragmas de 0.51 mm de grosor con extensiones.

Se observa que la mejor respuesta después del proceso de optimización es para diafragmas de control con dieléctricos circulares de 9 mm de diámetro y 0.2 mm de grosor con radios exterior e interior del anillo metálico de 3.64 y 2.91 mm, respectivamente. La distancia óptima fue de 3.01 mm. Con estos parámetros geométricos se obtuvo un ancho de banda de operación de 19.33 GHz. La geometría del arreglo optimizado se muestra en la Figura 3.19.

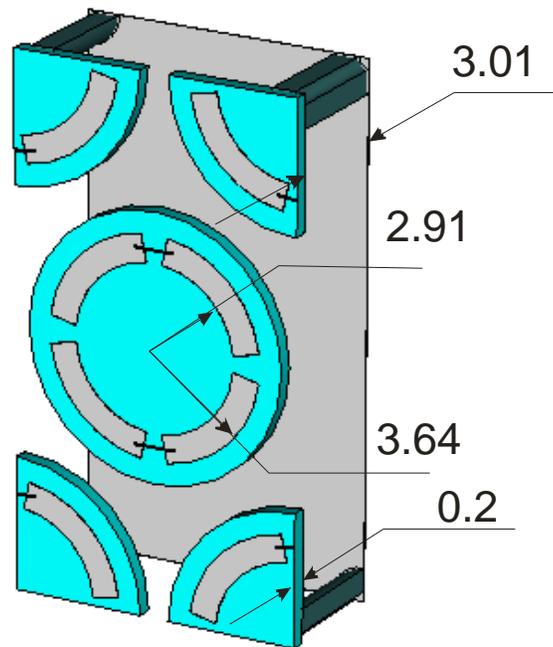


Figura 3.19: Geometría del arreglo optimizado (dimensiones en mm).

3.9 Conclusiones

En este capítulo se realizó la simulación numérica del elemento radiador y del diafragma de control propuesto para conocer el desempeño del arreglo reflectivo. Se obtuvieron las curvas del coeficiente de conversión de la onda controlada para el caso en el que se tiene el dieléctrico completo y para cuando se tienen diafragmas independientes para dos grosores del dieléctrico (0.2 y 0.51 mm).

Se realizó la simulación cuando se utilizan cargas reactivas y cortos en los anillos metálicos. Se obtuvo un mejor comportamiento cuando se implementan cortos formados por alambres conductores, obteniéndose un incremento en el ancho de banda y menores pérdidas de conversión. Se optimizó esta respuesta en frecuencia con el objetivo de extender la banda de trabajo y tener aplicaciones en banda ancha.

Se modificó los parámetros geométricos del elemento radiador como fue la distancia de la placa metálica y los radios interior y exterior de los anillos metálicos y el grosor del sustrato dieléctrico. Se encontraron los valores óptimos para aumentar la banda de frecuencia de trabajo.

Los parámetros optimizados del arreglo reflectivo son:

- Diafragmas dieléctricos de 9 mm de diámetro y de 0.2 mm de grosor
- Radio del anillo metálico exterior: 3.64 mm
- Radio del anillo metálico interior: 2.91 mm
- Distancia de la pantalla metálica: 3.01 mm

Se cumplieron satisfactoriamente las características del arreglo reflectivo tipo espirafase, las cuales son:

- Se mejoró la banda de operación del arreglo, de X-Ku (8-18 GHz), se extendió a la banda K (18-27 GHz), es decir, el arreglo reflectivo puede tener aplicaciones dentro de la banda X-K (8-27 GHz).
- Se cumplió con el principio de Fox para antenas de tipo espirafase, ya que se obtuvo una diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión en todo el intervalo de operación igual a 180° , es decir, $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$.
- Se obtuvo una banda de frecuencias de 9.64 a 28.97 GHz y un ancho de banda de 19.33 GHz con pérdidas de conversión menores a 1 dB.

Bibliografía

- [1] A. E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, J. Rodriguez Cuevas, Yu. K. Sydoruk, "Wideband reflective array based on loaded metal rings", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Long Beach, CA*, Junio 2005.
- [2] Chao-Chun Chen, "Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-18, No. 9, Sep. 1970, pp. 627-632.

Capítulo 4

Módulo hexagonal utilizando el elemento radiador diseñado

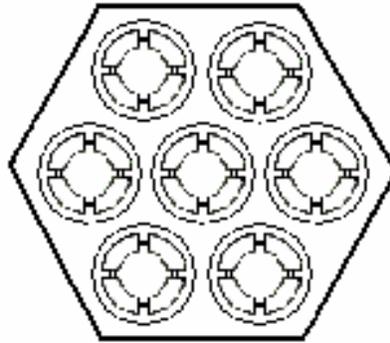
4.1 Introducción

Después de realizar el diseño, análisis, simulación y optimización del elemento radiador, se puede integrar en módulos con mallas rectangulares o triangulares, según requiera la aplicación.

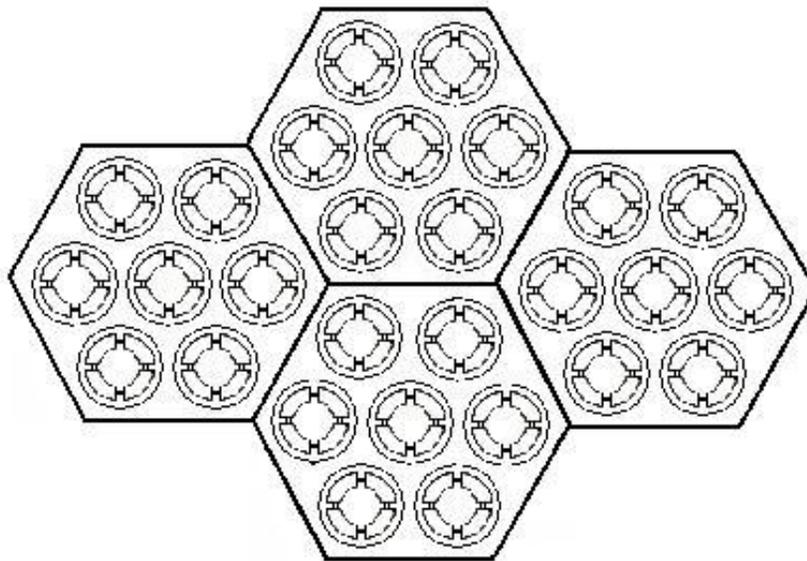
Una propuesta es utilizar la malla triangular para formar un módulo hexagonal, conformado por siete elementos radiadores para la integración de un arreglo de fase de tipo reflectivo. El arreglo de fase estará formado por la interconexión de un número n de módulos hexagonales [1].

Para la implementación del módulo hexagonal que cuenta con siete elementos radiadores, se tienen que considerar ciertas restricciones en cuanto a las dimensiones y el tipo de materiales utilizados en su implementación.

Como el arreglo de fase estará formado por la interconexión de un número n de módulos hexagonales, se podrá usar todo el espacio requerido hacia atrás del módulo, viendo al arreglo de elementos radiadores de frente en un mismo plano, utilizando solo el espacio determinado por el área del módulo hexagonal. Esto con el objetivo de que al ensamblar dichos módulos el empalme sea el adecuado. En la Figura 4.1 se muestra el módulo hexagonal con los siete elementos radiadores y un arreglo de fase formado por la unión de cuatro de estos módulos.



a)



b)

Figura 4.1: a) Módulo hexagonal. b) Arreglo de fase formado por la unión de 4 módulos hexagonales.

4.2 Minimotores como elementos de actuación

La idea del uso de elementos con actuación electromecánica para la dispersión del haz fue formulada en [2]. Más tarde, en [3] fue propuesto el uso de minimotores para el control de las posiciones angulares de los elementos de microcinta.

Se evaluó la posibilidad del uso de minimotores para la rotación mecánica de los elementos de la antena. Esta propuesta tiene varias ventajas. Una de las principales ventajas son las bajas pérdidas de inserción, así como proporcionar años de continua operación. Sin embargo el punto crítico es el tiempo de conmutación.

El motor seleccionado para acoplar a su flecha los diafragmas, el cual se encargará de proporcionar la rotación mecánica del elemento radiador y así lograr el movimiento angular, es un minimotor de pasos fabricado por Arsape® de la serie AM 0820 como se muestra en la Figura 4.1.



Figura 4.1: Minimotor de pasos

Este motor tiene 8 mm de diámetro y permite 20 pasos completos por revolución y 40 en el modo de medio paso. Así el valor del mínimo ángulo de rotación es de 18°. Esto provee una mínima fase discreta de 36° correspondiente a 3.5 bits de conmutación de fase digital.

Tiene dos fases (A y B), es controlado por corriente, tiene 7.3 Ω de resistencia por fase y su corriente nominal es de 225 mA.

Este motor es bipolar, es decir, las corrientes de control circulan en ambos sentidos a través de sus fases.

Cuenta en el frente con una cuerda de M5.5×0.5mm, es decir, el diámetro de la superficie con cuerda es de 5.5 mm y el paso de la cuerda es de 0.5 mm. La longitud de la superficie con cuerda es de 1.75 mm. Dicha cuerda es de

gran utilidad ya que mediante ella se puede fijar el motor a una placa, quedando así los diafragmas en un mismo plano al montarlos sobre las flechas de los motores. En la Figura 4.2 se presenta el módulo hexagonal con los elementos radiadores acoplados a los minimotores de pasos.

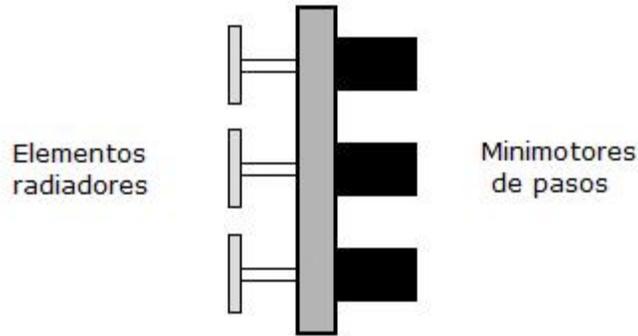


Figura 4.2: Vista lateral del módulo hexagonal.

El diafragma dieléctrico propuesto tiene un anillo de metal impreso con cuatro espacios en los que se conectan las cargas reactivas. Estos diafragmas se acoplaron a la flecha del motor con la ayuda de una extensión de polietileno, que presenta una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.25$, y tangente de pérdidas muy baja $\tan\delta=0.0004$ a la frecuencia de 10 GHz, con lo que se espera que al añadir esta pieza no se obtengan demasiadas pérdidas de inserción en el sistema. En la Figura 4.3 se muestran estos elementos.



Figura 4.3: Elemento radiador acoplado a la flecha del motor con una extensión de polietileno.

Para la fabricación del diafragma es usado un material dieléctrico con una permitividad relativa $\epsilon_r = 3.38$ y grosor de 0.2 mm.

El diámetro del diafragma es de 9 mm y los radios interior y exterior del anillo de metal son de 2.91 y 3.64 mm respectivamente. El anillo metálico tiene cuatro espacios colocados a 0, 90, 180 y 270°. El tamaño del espacio angular $\Delta\varphi$ es de 12.5°. Un par de los espacios del anillo de metal no están cargados, mientras que para el otro par de espacios es conectado un alambre de oro de 25 μm de diámetro y 1.4 mm de longitud. En la Figura 4.4 se muestra el elemento radiador diseñado.



Figura 4.4: Elemento radiador.

4.3 Diseño de la placa hexagonal

Para el buen funcionamiento del arreglo de fase es necesario colocar una pantalla de conductor metálico a una distancia $d = 3.01$ mm del arreglo de elementos radiadores, con respecto a la pantalla reflectora; considerando que la frecuencia de trabajo estará dentro de la banda X-K (8-27 GHz).

Se puede aprovechar la pantalla para fijar ahí a los motores utilizando la cuerda con la que cuentan. Así que se diseñó una placa hexagonal con las dimensiones requeridas. Dicha placa cumple con las características mecánicas de soporte para los minimotores y a su vez a los elementos radiadores. Para la realización de la placa y sus perforaciones con rosca, se debe utilizar un material que sea un buen conductor para permitir una total reflexión de la señal electromagnética y que sea fácil de maquinar. Por lo que se utilizó durialuminio (aluminio maquinable) para su construcción.

La placa se dividió en dos: superior e inferior. Esto debido a que los diámetros de la rosca y las extensiones de soporte de los diafragmas, eran diferentes. Para la placa superior o reflectora, el espesor debe ser al menos de 3 mm. Se diseñó con esta medida para proteger y evitar que la señal de microondas penetre la placa y afecte al motor. Asimismo para que los campos generados en el motor queden aislados del arreglo reflectivo.

Para la placa inferior o de soporte el espesor debe ser al menos de la longitud del área con rosca, tal como se muestra en la Figura 4.5.

La placa reflectora deberá tener siete perforaciones con un diámetro un poco mayor que el de las extensiones de polietileno. Estas perforaciones no deben tener un espacio muy grande entre la extensión y la placa ya que ocasionaría que la señal de microondas pase y llegue hasta el motor; pero también debe permitir que al moverse el motor las extensiones puedan girar libremente.

Para el diseño de la placa de soporte se consideró que los motores tienen una cuerda para atornillarse con un paso de 5.5×0.5 mm. Se diseñaron las perforaciones para la rosca respetando este diámetro. El paso de la rosca es milimétrico y de una medida poco usual, lo que dificultó su realización. No hay restricción en cuanto al espesor de esta placa siendo en este caso una medida estándar de 6.35 mm.

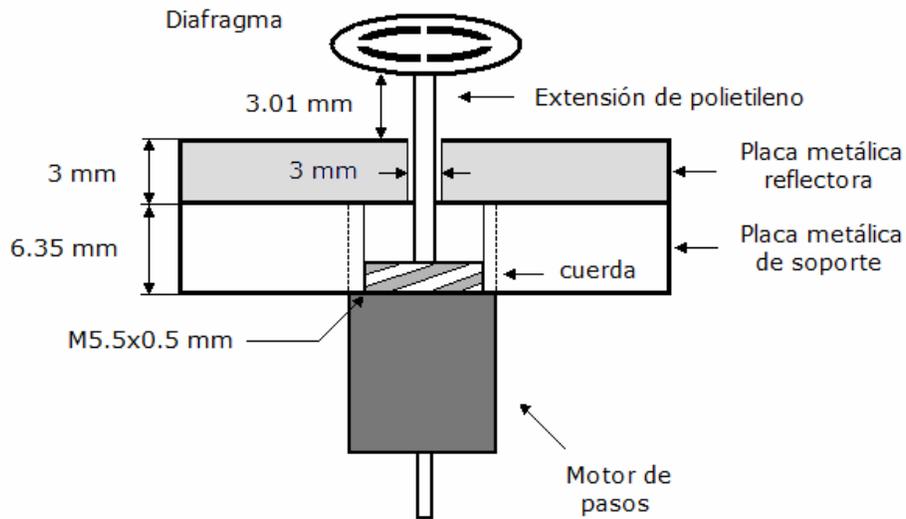


Figura 4.5: Montaje de las placas.

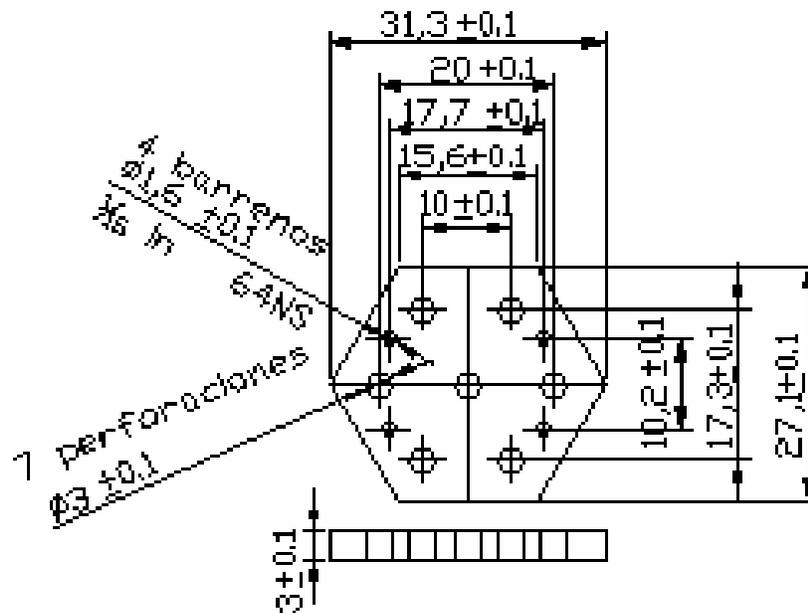
Finalmente, al montar el módulo se empalman las dos placas con perforaciones de diferentes diámetros. Podría realizarse en una misma placa, pero al momento de maquinar sería más complicado hacer diferentes diámetros en la misma perforación.

Los diagramas de las placas hexagonales se realizaron en AUTOCAD. Estas placas deben de cumplir con ciertas dimensiones. Los elementos radiadores están separados entre ellos 1 mm, lo que permite que los elementos puedan girar libremente; por lo que la distancia entre las perforaciones, de centro a centro es de 10 mm. Para el soporte del módulo se perforaron 4 barrenos con diámetro de 1.6 mm para ambas placas. Esto, con la idea de que se pueda atravesar un tornillo para mantener unidas más etapas, según se requiera en el diseño del módulo hexagonal.

Las dimensiones de las placas superior e inferior se muestran en los diagramas de la Figura 4.6.

PLACA SUPERIOR

Dimensiones en [mm]



PLACA INFERIOR

Dimensiones en [mm]

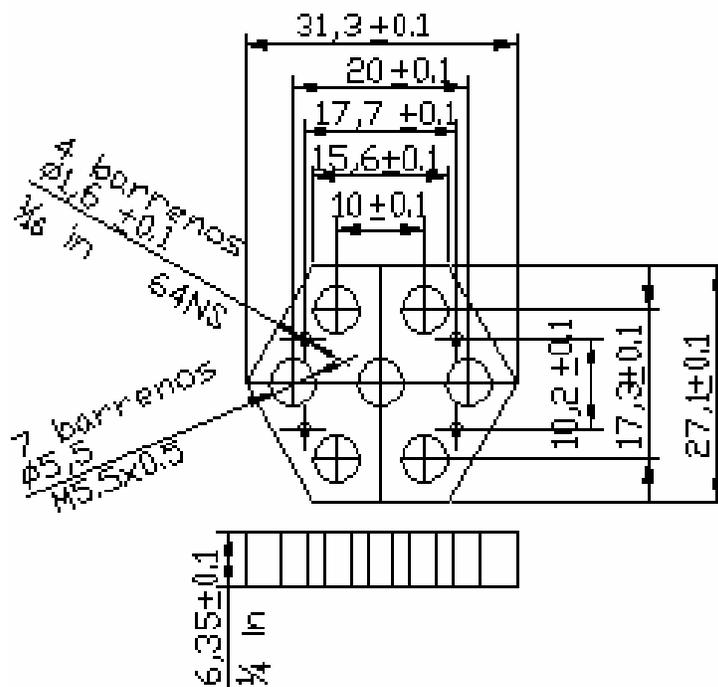


Figura 4.6: Dimensiones de las placas hexagonales superior e inferior.

A partir de los diagramas mostrados en la Figura 4.6, las placas se mandaron construir con un fabricante. Las placas terminadas se muestran en la Figura 4.7.

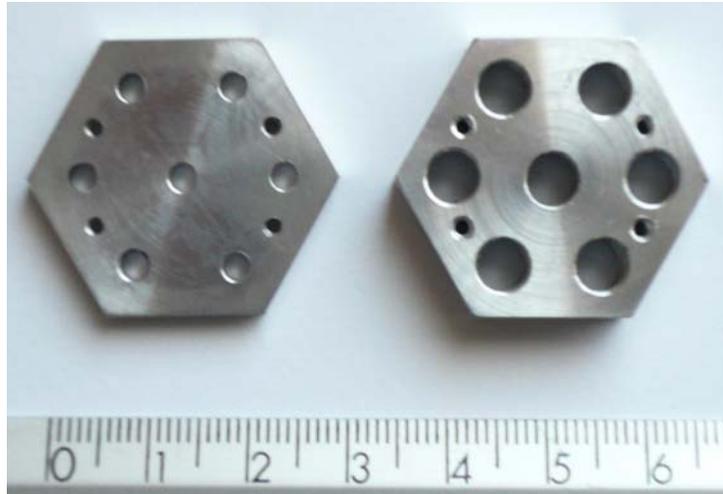


Figura 4.7: Placas hexagonales superior e inferior.

Estos mismos diagramas servirán para construir las placas de las etapas posteriores del módulo hexagonal, las cuales pueden ser de otro material más ligero, como lo es la tarjeta fenólica, en ella se puede conectar la electrónica necesaria para cada una de las etapas, utilizando el material conductor con la que está cubierta. En la Figura 4.8 se presenta una placa hexagonal utilizando una tarjeta fenólica.

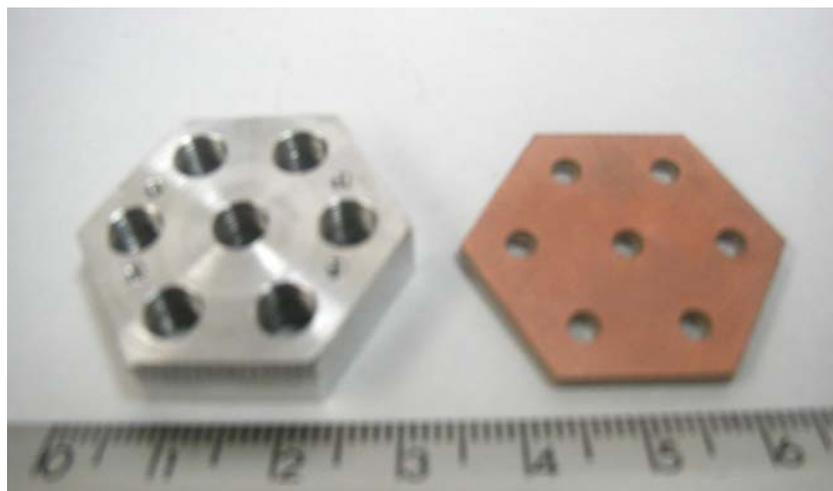
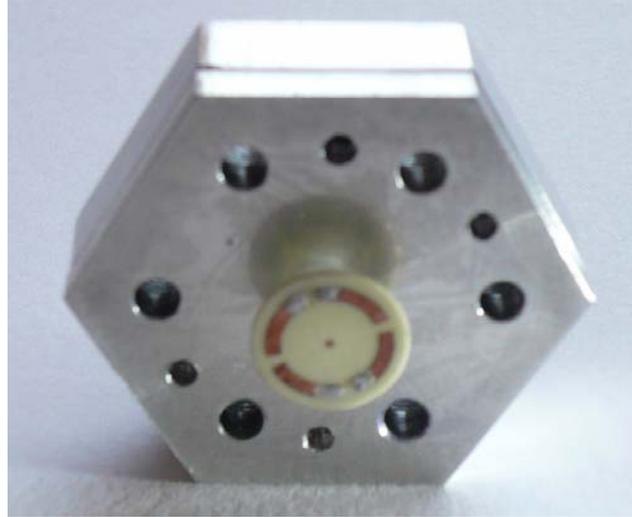


Figura 4.8: Placa hexagonal utilizando tarjeta fenólica.

En la Figura 4.9 se muestra el motor montado en las placas y el elemento radiador acoplado a la flecha del motor con una extensión de polietileno.



a)



b)

Figura 4.9: a) Vista frontal de las placas del módulo hexagonal con el elemento radiador. b) Vista lateral del montaje del motor en las placas y el elemento radiador acoplado a la flecha del motor con una extensión de polietileno.

4.4 Etapas del módulo hexagonal

Se propone que el módulo hexagonal cuente con varias etapas para su buen funcionamiento, como son: la etapa de potencia, la etapa del decodificador de posición y la etapa del control electrónico.

Para realizar el control de los minimotores de pasos se propone utilizar el circuito integrado L297, el cual maneja la secuencia de cuatro señales de control para motores bipolares de dos fases y unipolares de cuatro fases. Se encuentra en encapsulados DIP20 y SO20 de montaje superficial.

Este dispositivo cuenta con un circuito tipo chopper, el cual permite el control y limita la corriente proporcionada a los devanados del motor.

Solo requiere de señales de reloj, dirección y modo de funcionamiento para generar así las señales de control, sin embargo, tiene que estar acoplado a una etapa de potencia, como puede ser un puente H, un arreglo tipo darlington o utilizar transistores de potencia. Se propone utilizar el circuito integrado L293, el cual tiene implementado un puente H, que se requiere para la etapa de potencia.

El circuito L297 puede ser acoplado al L293 siguiendo la configuración mostrada en la Figura 4.10.

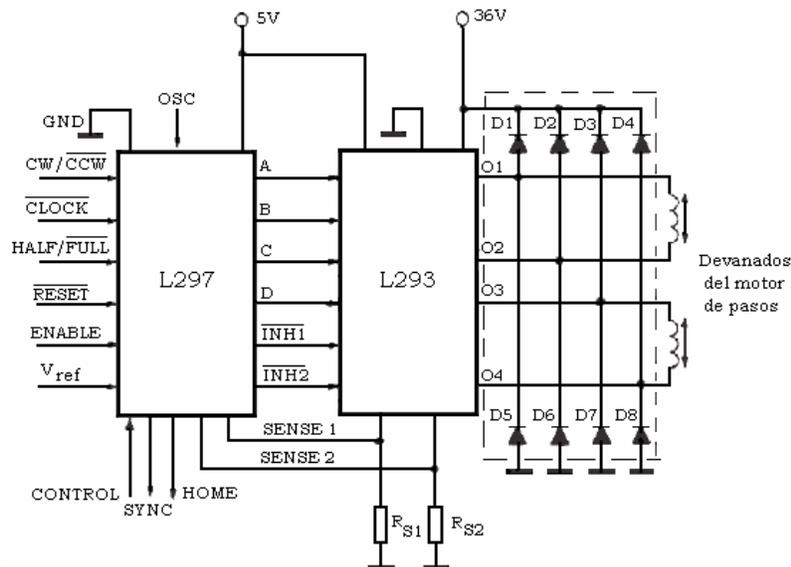


Figura 4.10: El circuito L297 acoplado con el circuito L293.

La siguiente etapa es la de decodificación. Es importante conocer la posición en la cual se encuentran los elementos radiadores, para poder indicarle al motor el número de pasos requeridos para situar al diafragma en una posición angular determinada.

Se requiere de un codificador, el cual indique la posición en la que se encuentra el motor para poder controlar los diferentes desplazamientos angulares que se requieran para cada uno de los elementos radiadores, y así poder redireccionar la señal de interés a través del módulo.

Para la implementación del control de posición, el cual será para cada uno de los motores de pasos de los que está constituido el módulo hexagonal, se propone el diseño de un sensor de posición reflectivo formado por un disco negro de 8 mm de diámetro con 2 superficies reflectivas colocadas en las posiciones en las que se encuentran los cortes de los anillos metálicos del diafragma. Este disco es acoplado a la flecha del motor con una extensión de nylamid que presenta una constante dieléctrica de $\epsilon_r = 2.36$, y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0.0415$ a una frecuencia de resonancia de 10.59 GHz.

Esta extensión se acopla a la flecha del motor a través de una perforación que será de un diámetro un poco más pequeño que las dimensiones de la flecha de tal forma que entre a presión y no se mueva. De la misma manera se acopla a los discos reflectivos a través de un pequeño diámetro saliente, que entre también a presión en una perforación hecha al centro de los discos. El diseño de esta pieza está realizado de tal forma que el disco reflectivo se apoye en una superficie plana como se muestra en la Figura 4.11.

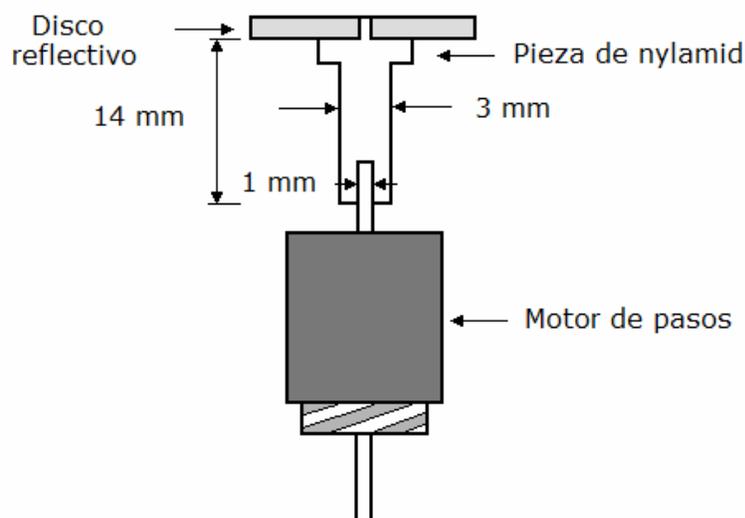


Figura 4.11: Pieza para la extensión de los discos reflectivos.

En frente del disco es colocado el sensor de tal forma que al girar refleje la señal de un led emisor infrarrojo, la cual será detectada por un fototransistor. Con esto es posible conocer cuando se encuentra ya sea en una superficie reflejante o en la superficie no reflejante y así realizar las acciones de control requeridas.

De esta manera se tendría el diafragma que funciona como elemento radiador en el arreglo de fase, acoplada a la flecha frontal del motor con una extensión de polietileno, y el disco reflectivo para el sensor de posición acoplada a la flecha posterior. En la Figura 4.12 se muestra el montaje de estos elementos.

Cuando el haz infrarrojo del led emisor incide sobre la superficie negra del disco reflectivo, la luz es absorbida por la superficie y el fototransistor se mantiene en corte, por lo que la salida del circuito entrega un nivel bajo; mientras que cuando incide sobre la superficie reflejante del disco el fototransistor se satura y a la salida del circuito se obtiene un nivel alto.

La señal del fototransistor se ingresa a un comparador de voltaje, el cual indica cuando la señal está por arriba o por debajo del voltaje de referencia y obtener el uno o cero lógico.

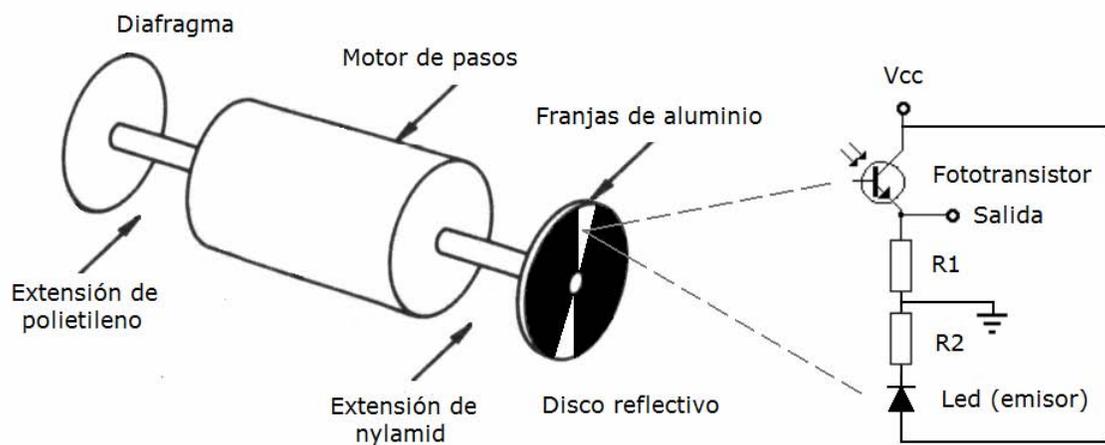


Figura 4.12: Montaje de los dispositivos utilizados.

En la Figura 4.13 se muestra la implementación del motor de pasos con las dos extensiones.



a)



b)

Figura 4.13: a) Extensiones acopladas al motor de pasos. b) Vista lateral.

Finalmente para la etapa del control electrónico se propone utilizar dispositivos lógicos programables como lo son los CPLD's o los FPGA's, según se ajusten a las características de diseño. Se propone utilizar un lenguaje de descripción de hardware, como lo es VHDL. Las siglas VHDL vienen de VHSIC (*Very High Speed Integrated Circuit*) y de lenguaje de descripción de hardware (*Hardware Description Language*) [4].

Se propone realizar el diseño a partir de la descripción de su funcionamiento, para lo cual es necesario generar un programa para describir las unidades de código de VHDL, para que después el programa sintetice y simule el circuito,

lo compile y genere los archivos necesarios para la programación del dispositivo lógico elegido.

El arreglo de fase estará formado por la interconexión de un número n de módulos hexagonales, por lo que es necesario usar todo el espacio requerido hacia atrás del módulo respetando las dimensiones delimitadas por el hexágono. Es por eso que se propone que las etapas estén en cascada con varios niveles hacia la parte trasera del módulo separadas a través de bujes, para que el empalme sea el adecuado al unir más módulos.

La distribución de las etapas se propone que sea de la siguiente forma:

- Primera etapa (soporte): Se encuentran montados los motores de pasos en la placa metálica, estos a su vez contienen los elementos radiadores.
- Segunda etapa (codificación): Se encuentran los discos reflectivos y la electrónica necesaria para el sensor de posición, que consta de leds emisores, fototransistores, resistencias, comparadores y filtros, esto para cada uno de los motores.
- Tercera etapa (potencia): Esta etapa se encargará de suministrar la energía a cada uno de los motores, la cual estará formada por 7 circuitos integrados L293D de montaje superficial.
- Cuarta etapa (control): En esta etapa se realiza el control electrónico para los siete motores del módulo, la cual está formada por un CPLD (Dispositivo Lógico Programable Complejo). Este dispositivo tomará a través de la etapa de codificación, la posición de origen para cada motor, el cual a su vez indicará la posición inicial del elemento radiador para que posteriormente se le indique el número de pasos que se tiene que girar cada motor para colocarlo en una posición angular determinada y así la antena pueda redireccionar la señal como se desee. El circuito de control proporcionará a la etapa de potencia el número de conmutaciones necesarias en su entrada, para desplazar al motor la cantidad de pasos que se le indicó. Proporciona también, la señal de habilitación para cada motor cuando la salida del circuito sea la que corresponde a cada motor.

En la figura 4.14 se muestra las etapas del módulo hexagonal, la de soporte de los motores, codificación, potencia y finalmente la de control, las cuales requieren de polarización para poder funcionar.

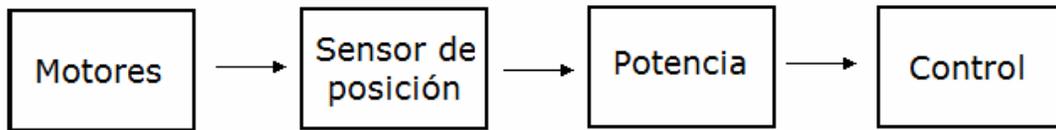


Figura 4.14: Etapas en las que está constituido el módulo hexagonal.

4.5 Conclusiones

En este capítulo se realiza la propuesta de utilizar un módulo hexagonal formado por siete elementos radiadores utilizando minimotores de pasos como dispositivos de actuación mecánica para la integración de un arreglo de fase formado por la unión de un número n de estos módulos.

La propuesta de implementación de cada una de las etapas del módulo cumple con las características de diseño y con las restricciones para su implementación.

En cuanto al control electrónico, la mejor opción para realizar la etapa de control de los motores del módulo es utilizar un circuito especialmente diseñado para la aplicación. Se propone utilizar VHDL y MAX-PLUS II para su desarrollo, síntesis y simulación.

La ventaja que se tiene al utilizar circuitos programables es el hecho de que se puede programar el circuito utilizando un lenguaje de descripción de hardware, de tal forma que se cumpla con las necesidades de control y dimensión. Además, al utilizar un lenguaje de descripción de hardware presenta la ventaja de poder simular el comportamiento del dispositivo y poder corregirlo hasta obtener la respuesta necesaria, para posteriormente su implementación.

Otra de las ventajas de utilizar circuitos programables es el hecho de que su costo se reduce considerablemente entre menor sea la capacidad lógica del dispositivo utilizado. Por lo tanto, al ser óptimo el diseño permitirá utilizar dispositivos de menor capacidad lógica y de menor costo y así reducir el costo del sistema de control del módulo hexagonal. Esto es importante ya que uno de los retos más grandes en el diseño de antenas de arreglos de fase es la disminución del elevado costo que tiene su diseño y fabricación.

Bibliografía

- [1] L. Martínez López, J. A. González Ramírez, "Diseño electrónico del sistema de control de un módulo hexagonal de un arreglo de fase basado en minimotores", Tesis Licenciatura, Enero 2006.
- [2] A. E. Marston, "Antenna having beam control members consisting of array of spiral elements", US Patent 3045237, Julio 17, 1962.
- [3] J. Huang, "Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept", in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propagation*, Newport Beach, CA, Junio 1995, pp. 582-585.
- [4] F. Pardo Carpio, "VHDL Lenguaje para descripción y modelado de circuitos", Universidad de València, Octubre 1997.

Conclusiones generales

La investigación sobre arreglos reflectivos basados en elementos espirafase ofrece grandes ventajas sobre las antenas tipo reflector convencionales al proveer las capacidades de exploración de los arreglos de fase. Entre las aplicaciones más importantes se tienen los sistemas de comunicaciones y los sistemas de radar. La característica de tener un gran ancho de banda permite tener un funcionamiento de apertura compartida para diferentes usuarios y/o aplicaciones. Las conclusiones principales del presente trabajo se enuncian a continuación:

1. El principio espirafase permite desarrollar arreglos reflectivos para redireccionar una onda incidente de polarización circular hacia una dirección deseada definida por las posiciones angulares de los elementos. Con este principio es posible desarrollar los desplazadores de fase integrados al elemento radiador y eliminar significativamente las pérdidas de inserción en los desplazadores y en el sistema de distribución, además de reducir los costos de fabricación.
2. La actuación electromecánica ofrece una alternativa atractiva sobre los circuitos a diodos PIN al permitir desarrollar un desplazador de fase discreto con un adecuado número de bits eliminando así la manufactura e instalación de dichos diodos y evitando los circuitos de polarización. El uso de minimotores de paso para proveer los desplazamientos angulares de los elementos radiadores ofrece una buena compatibilidad para ser controlados por una computadora y circuitos digitales de alta integración.
3. La implementación del arreglo reflectivo a través de módulos hexagonales ofrece una gran versatilidad al permitir configurar dicho arreglo de acuerdo a las necesidades de la aplicación. De esta forma es posible obtener los parámetros deseados de una determinada antena al integrar n número de módulos apropiadamente.
4. El desarrollo de los elementos radiadores a través de un proceso de fabricación de tecnología planar reduce significativamente los costos y tiempos de fabricación. Asimismo conlleva a obtener arreglos con una mayor precisión en su manufactura al eliminar los errores debidos a la mala alineación y al defectuoso soldado de los dispositivos.

5. El desarrollo de los modelos matemáticos permite la simulación numérica de estructuras periódicas con celdas desconfiguradas para obtener una distribución de fase lineal progresiva entre los elementos del arreglo y estima la interconexión electromagnética de sus elementos en un ambiente infinito. Esta simulación resulta muy importante para predecir las características del arreglo en lo que se refiere a la capacidad de exploración del haz.
6. La optimización del elemento radiador con desplazador de fase integrado permitió aumentar significativamente el ancho de banda para tener una aplicación de apertura compartida. Se pudo optimizar el ancho de banda del elemento para tener una cobertura en las bandas X, Ku y K, obteniéndose un ancho de banda de 19.33 GHz y un rango de frecuencias de 9.64 a 28.97 GHz y pérdidas de conversión menores a 1 dB.
7. Se realiza una propuesta de implementación para las etapas del módulo hexagonal, la cual cumple con las características de diseño y con las restricciones para su fabricación, de tal manera que permita el ensamble de varios módulos para conformar un arreglo de fase.