



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

INVESTIGACIÓN DE SUPERFICIES PERIÓDICAS REFLECTIVAS BASADAS EN
ANILLOS CONCÉNTRICOS RANURADOS CON CARGAS CONCENTRADAS.

TESIS
PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:
JESÚS ANTONIO ORTIZ FUENTES

TUTOR (ES) PRINCIPAL(ES)
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA

MÉXICO, CIUDAD. JUNIO 2017



JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

Secretario: DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ

Vocal: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

1er. Suplente: DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

2do. Suplente: DR. MATÍAS MARURI JOSÉ MARÍA

Lugar donde se realizó la tesis: CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, CIUDAD

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA



AGRADECIMIENTOS

A Dios, por haberme permitido cumplir esta importante meta y cuidar de mí en todo momento, por darme la fortaleza, el valor y el coraje para seguir adelante.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por su apoyo, guía, conocimientos e infinita paciencia para la realización de este trabajo.

A mi familia, siempre están conmigo sin importar la dificultad o la gravedad de las circunstancias.

A mis amigos Jovanni Silva Montero y Pablo Torres Ferrera, por sus valiosos consejos, conocimientos y su invaluable ayuda.

A la UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO y a las personas que conforman el programa de Doctorado en Ingeniería.

A mi Jurado, por sus valiosos comentarios y el tiempo dedicado en la revisión de este trabajo.

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

A CONACYT 166106 y a la DGAPA por los proyectos PAPIIT IN114116, IN117814, IN115016 y IN116517 por brindarme los recursos económicos que me ayudaron para la realización de este trabajo.



Índice General

Resumen	7
Abstract	8
Introducción	9
Objetivo general.....	10
Objetivos particulares	10
Capítulo 1 Estado del Arte de las Superficies Selectivas de Frecuencia	11
1.1 Geometría de los elementos.....	13
1.2 Dimensiones y espaciado de los elementos	14
1.3 Aplicaciones de las superficies selectivas de frecuencia	15
1.3.1 Radomos	15
1.3.2 Subreflectores Dicroicos y Antenas Multifrecuencia.....	19
1.3.3 Arreglos Reflectivos	21
1.3.3.1 Geometría de los arreglos reflectivos.....	24
1.3.3.2 Métodos de cambio fase en los elementos del arreglo reflectivo	26
1.3.3.3. RA reconfigurables.....	29
1.3.3.4 Formas de los elementos reflectores de los RA.....	30
1.3.3.5 RA Multifrecuencia	32
1.3.3.5.1 Arreglos reflectivos de banda dual con una sola de capa.....	33
1.3.3.5.1.1 Arreglos de polarización circular o lineal para dos frecuencias ampliamente separadas.	33
1.3.3.5.1.2. Arreglos de polarización circular con dos frecuencias cercanamente separadas.....	35
1.3.3.5.1.3 Arreglos de polarización lineal para dos frecuencias ampliamente separadas....	35
1.3.3.5.1.4. Arreglos polarizados linealmente para dos frecuencias cercanas.....	37
1.3.3.5.2 Arreglos duales de dos capas.....	37
1.3.3.5.2.2 Elementos de baja frecuencia por encima de elementos de alta frecuencia.....	39
1.3.3.5.2.2.1 Dipolos cruzados de baja frecuencia por encima de parches de alta frecuencia.....	39
1.3.3.5.2.2.2 Anillos anulares de baja frecuencia por encima de anillos anulares de alta frecuencia.....	40



1.3.3.5.3. Arreglos Multibanda con más de dos Frecuencias	44
1.3.4. Etiquetas para Identificación por Radio Frecuencia (RFID) sin chip	48
1.3.4.1. Etiquetas con chip y etiquetas sin chip	48
1.3.4.2 Tipos de etiquetas sin chip.....	49
1.3.4.3 Área efectiva de reflexión para etiquetas para Identificación por Radio Frecuencia sin chip.....	52
1.4. Conclusiones	55
Bibliografía	57
Capítulo 2 Principio de Operación	69
2.1 Introducción	69
2.2 Principio de cambio de fase de Fox	69
2.3 Elemento radiador	71
2.4 Tipos de mallas para superficies periódicas.....	74
2.5 Método de análisis.....	76
2.5.1 Teorema de Floquet.....	76
2.5.2. Acoplamiento Modal.....	76
Conclusiones	89
Bibliografía	90
Capítulo 3 Diseño de Etiqueta para Identificación por Radio Frecuencia sin chip de tipo reflectiva	92
3.1 Introducción.....	92
3.2. Principio de operación de la etiqueta para identificación por radiofrecuencia sin chip de tipo reflectivo basado en anillos ranurados concéntricos con cargas concentradas.....	92
3.3. Simulaciones numéricas de la etiqueta para identificación por radiofrecuencia sin chip.	95
Conclusiones	110
Bibliografía	110
Capítulo 4 Arreglo reflectivo de frecuencia dual basado en anillos ranurados bisectados. ...	111
4.1 Introducción	111
4.2. Principio de Operación.....	113
4.3 Optimización del elemento.....	114
4.4. Diseño de los arreglos reflectivos.	116



4.5 Resultados experimentales.....	118
Conclusiones	123
Bibliografía	124
Conclusiones Generales	126
Trabajo Futuro	128



Resumen

Se presenta la investigación de superficies periódicas reflectivas basadas en anillos concéntricos ranurados con cargas concentradas para la banda Ka. Durante la investigación se desarrollaron etiquetas para RFID sin chip y arreglos reflectivos multifrecuencia basados en el principio espirafase. Se diseñó, fabricó y caracterizó una etiqueta para RFID sin chip basada en dos anillos concéntricos ranurados con cargas concentradas la cual opera de manera adecuada en ambientes no anecoicos para una distancia de 2 m, codificando la información por medio de un cambio controlado en la fase de la onda reflejada en dos frecuencias, 32 y 36 GHz. Se diseñaron, fabricaron y caracterizaron cuatro arreglos reflectivos multifrecuencia para los ángulos de desvío: RA_0_20 ($\theta_{01} = 0^\circ, \theta_{02} = 20^\circ$), RA_20_0 ($\theta_{01} = 20^\circ, \theta_{02} = 0^\circ$), RA_30_40 ($\theta_{01} = 30^\circ, \theta_{02} = 40^\circ$) y RA_40_30 ($\theta_{01} = 40^\circ, \theta_{02} = 30^\circ$), para las frecuencias de operación de 34.2 y 38.2 GHz, reportando ganancias de (26.7, 26.3), (26.7,27.6), (26, 25.2) y (24.7, 25.4) [dBi] con eficiencias de apertura de (0.45, 0.33), (0.45,0.44), (0.38,0.25) y (0.28, 0.27) utilizando para la alimentación una antena de corneta con ganancias de 16.5 [dBi] y 17.4 [dBi] respectivamente. Así mismo se presenta el modelo matemático del simulador de onda completa desarrollado y empleado en el diseño y optimización de la celda de las estructuras antes mencionadas.



Abstract

The research of reflective periodic surfaces based on concentric split ring slots with concentrated loads for Ka band is presented. Throughout the research A chipless RFID tags and multi-frequency reflectarrays based on the spiraphase principle were developed. It was designed, fabricated and characterized a chipless RFID tag based on two concentric ring slots with concentrated loads which operates properly in non-anechoic environments for a distance of 2 m, encoding the information by a controlled shift phase change on the reflected wave in two frequencies, 32 and 36 GHz. Four multifrequency reflectarrays were designed, manufactured and characterized for deflection angles: RA_0_20 ($\theta_{01} = 0^\circ, \theta_{02} = 20^\circ$), RA_20_0 ($\theta_{01} = 20^\circ, \theta_{02} = 0^\circ$), RA_30_40 ($\theta_{01} = 30^\circ, \theta_{02} = 40^\circ$) and RA_40_30 ($\theta_{01} = 40^\circ, \theta_{02} = 30^\circ$), for the operating frequencies of 34.2 and 38.2 GHz, reporting gains of (26.7, 26.3), (26.7, 27.6), (26, 25.2) and (24.7, 25.4) [dBi] with aperture efficiencies of (0.45, 0.33), (0.45, 0.44), (0.38, 0.25) and (0.28, 0.27) for a feed corrugated horn with gains of 16.5 and 17.4 dBi for 34.2 and 36.2 GHz respectively. A mathematical model of the complete full wave simulator was developed, which was used in the design and optimization of the aforementioned structures' cells.

Introducción

Las exigencias en la mayoría de los sistemas de radar y comunicaciones de enlace terrestre punto a punto y multipunto, comunicación satelital así como otras aplicaciones en las telecomunicaciones requieren de antenas con alta ganancia y directividad, capaces de redirigir su haz principal y/u operar en frecuencias cercanas y de manera simultánea. Hasta este momento las antenas de apertura más utilizadas con un costo relativamente bajo son las parabólicas y los sistemas Cassegrain con subreflectores dicróicos; pese a esto, estas antenas presentan desventajas para ciertas aplicaciones debido a que la dispersión del haz solo se logra a través de la actuación mecánica, las frecuencias de operación deben de ser ampliamente separadas para el correcto funcionamiento del sistema, y el reflector parabólico puede llegar a ser voluminoso y pesado.

Una alternativa para el redireccionamiento del haz son las antenas en arreglo de fase, estos sistemas proveen funciones de alto desempeño como una rápida reconfiguración del haz en tiempo real, para la detección y seguimiento de objetivos o fuentes de señal de forma simultánea. Sin embargo, este tipo de sistemas cuentan con la desventaja de ser muy costosos, ya que cada elemento del arreglo necesita conectarse a un módulo transceptor. Como posible solución a esta problemática surgen los “*Reflectarrays (RA)*”, este tipo de antena combina las características de un reflector parabólico y de los arreglos de fase, permitiendo la obtención de una solución de bajo costo para múltiples aplicaciones. Los arreglos reflectivos han sido estudiados extensamente debido a sus características atractivas como son: bajos costos de implementación, fácil manufactura, bajo peso y volumen nulo, logrando con esto antenas de alta ganancia y buena eficiencia. Estas al utilizar alimentación espacial y de no requerir de redes de alimentación dan por resultado una reducción en los costos y tiempos de fabricación. En su forma simple, un arreglo reflectivo está formado por un arreglo plano de elementos radiadores (Superficie selectiva de frecuencia), impresos sobre un sustrato dieléctrico sobrepuesto a una pantalla metálica. Los elementos están diseñados para reflejar la energía del campo incidente con un cambio de fase controlado. Esta característica ha permitido a los arreglos reflectivos ser aplicados en diversas soluciones como etiquetas para identificación por radio frecuencia sin chip.

De forma reciente los RA han sido aplicados en la generación de antenas multifrecuencia. Este tipo de antena hace uso de dos o más elementos radiadores distintos que son impresos en uno o varios sustratos dieléctricos. Sin embargo, este tipo de RA multifrecuencia presentan el inconveniente de no poder operar eficientemente cuando el arreglo se diseña para operar en frecuencias cercanas, $R = f_1/f_2 \leq 1.2$, haciendo uso de un mismo sentido y tipo de polarización, esto debido a la fuerte interacción que se genera entre los radiadores. Tras haber



examinado la literatura científica respecto a las antenas multifrecuencia y SSF, se genera la hipótesis de generar RA multifrecuencia a través del fenómeno de resonancia doble que tiene ocurrencia en la geometría de anillo ranurado con cargas concentradas. Debido a esto, los objetivos del presente trabajo son.

Objetivo general

Realizar el análisis de una estructura periódica reflectiva basada en anillos ranurados concéntricos con cargas concentradas.

Objetivos particulares

- Diseñar un elemento con dos radiadores concéntricos tipo espirafase que haga uso del principio de cambio de fase de Fox capaz de operar en frecuencias cercanas $R = f_1/f_2 \leq 1.2$ para un mismo sentido y tipo de polarización.
- Diseñar y fabricar una etiqueta para RFID sin chip capaz de codificar la información utilizando el principio de cambio de fase de Fox.
- Diseñar, fabricar y caracterizar arreglos reflectivos de banda dual capaces de redirigir sus lóbulos principales simultáneamente a diferentes ángulos de desvío utilizando el principio espirafase y el cambio de fase de Fox.

El presente trabajo se divide en cuatro capítulos. En el capítulo 1 se presenta el estado del arte de las estructuras periódicas reflectivas así como aplicaciones de estas. Se muestran sus diseños características y principios de operación. En el capítulo 2 se presenta la teoría de los arreglos reflectivos espirafase, el análisis del elemento radiador utilizado en este trabajo, y el modelo matemático de onda completa utilizado por el simulador numérico para el proceso de diseño y optimización de la celda. En el capítulo 3 se muestra el diseño y la caracterización de una etiqueta para RFID sin chip. Se presentan también las técnicas aplicadas para la disminución de la interacción entre radiadores concéntricos, y de optimización de la celda. En el capítulo 4 se presenta el diseño y los resultados de la caracterización de cuatro arreglos reflectivos de frecuencia dual. Finalmente se presentan las conclusiones generales del trabajo.

Capítulo 1 Estado del Arte de las Superficies Selectivas de Frecuencia.

El estudio de las superficies selectivas de frecuencia (SSF) tiene sus orígenes en el año de 1919 con los pioneros Marconi y Franklin [1] por su contribución del reflector parabólico hecho con secciones de cable de media longitud onda, sin embargo es hasta la década de los años 60's que las SSF son estudiadas a profundidad, esto debido a sus aplicaciones en el área militar. Las SSF han sido usadas tradicionalmente en la tecnología de sigilo (stealth) reduciendo el parámetro de área efectiva de reflexión (radar cross-section, RCS por sus siglas en inglés) de las antenas de los sistemas de comunicación y de radar. El concepto de stealth, ser capaz de operar sin ser visto por el enemigo, ha sido siempre una meta de la tecnología militar, lo que ha impulsado fuertemente el estudio y diseño de estas, siendo probablemente una de sus primeras aplicaciones.

Una SSF es básicamente un arreglo periódico bidimensional de parches conductores o ranuras en un sustrato dieléctrico sobre una pantalla metálica, figura 1.1, donde la topología y el tamaño de sus elementos así como la periodicidad determinan su respuesta en frecuencia. En el primer caso la respuesta en frecuencia de la estructura es un filtro supresor de banda, mientras que para el segundo caso la respuesta es un filtro paso banda [2-5], figura 1.2. Los anchos de banda son definidos con frecuencia en -10 [dB] para reflexión y -0.5 [dB] para transmisión [6, 7].

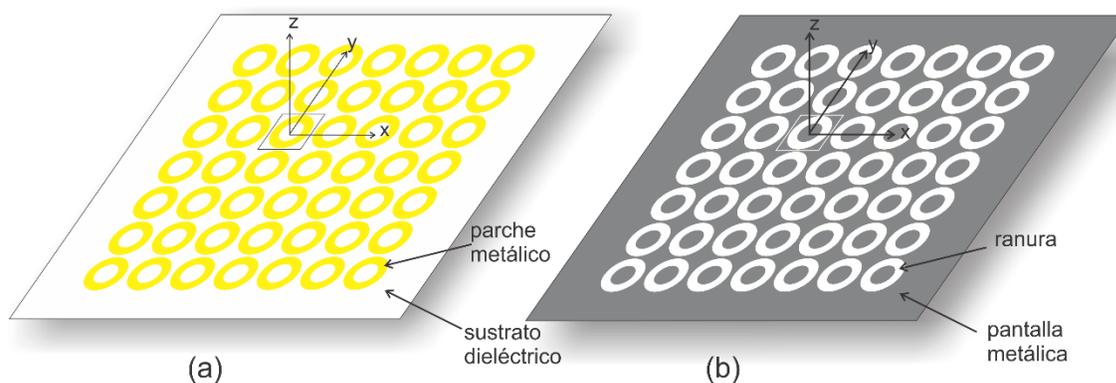


Figura 1.1. Superficie selectiva de frecuencia a) tipo parche b) tipo ranura

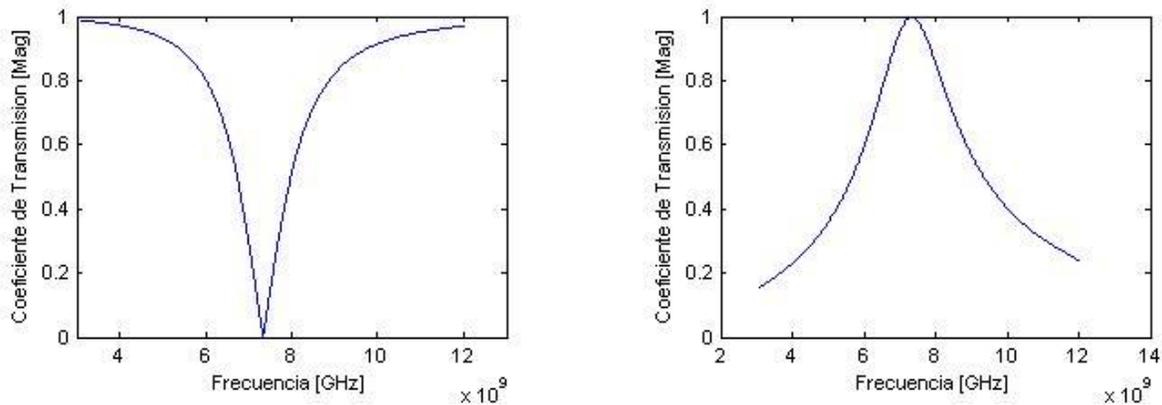


Figura 1.2 Coeficiente de transmisión para la SSF tipo parche y ranura

La manera en que las SSF pueden ser excitadas es fundamentalmente de dos formas: por una onda plana incidente \vec{E}^i (SSF pasivas), figura 1.3a, o mediante el uso de generadores individuales conectados a cada elemento de la SSF (activas), figura 1.3b. Para el caso de las SSF activas, los generadores deben de tener la misma amplitud y una variación lineal en la variación de su fase a través del arreglo, esto como limitante para producir una o varias ondas planas [2].

En el caso de las SSF pasivas, figura 1.3b, la onda incidente será parcialmente transmitida en la dirección hacia delante (\vec{E}^t), y parcialmente reflejada en una dirección especular (de espejo) (\vec{E}^r). Bajo las condiciones de resonancia y sin generación de lóbulos secundarios, la amplitud de la señal reflejada será igual a E^i mientras que $E^t = 0$. El coeficiente de reflexión especular se define entonces como:

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i}$$

Donde E^r y E^i de forma general son referenciados al plano del arreglo, de forma similar el coeficiente de transmisión se define como:

$$\tau = \frac{E^t}{E^i}$$

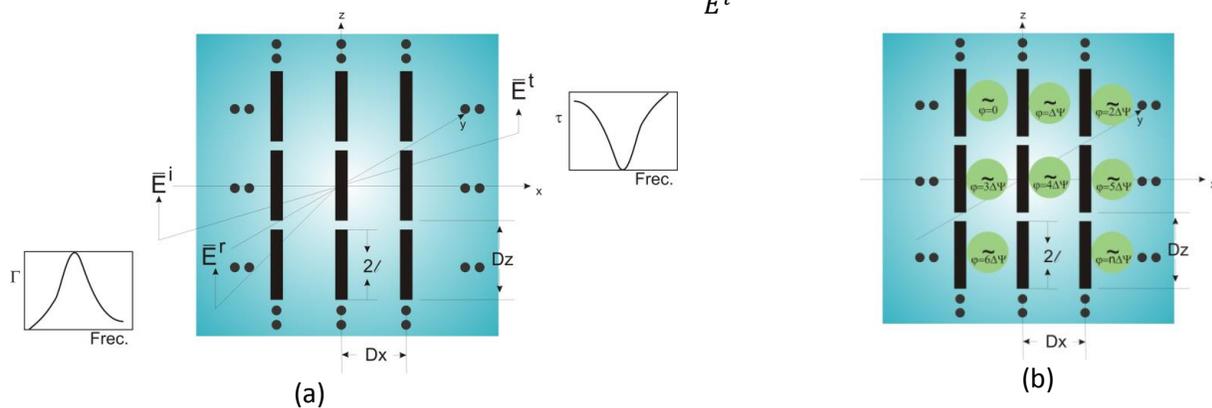


Figura 1.3. Arreglo periódico pasivo(a) y activo (b).

1.1 Geometría de los elementos

La forma de los elementos juega un papel importante en las SSF, ya que el elemento debe ser capaz de soportar la polarización de la onda incidente la cual tiene mucha influencia en el desempeño del arreglo. Con el paso de los años, se ha probado una gran variedad de elementos para el filtrado paso banda y supresor de banda para diversas aplicaciones de las SSF. En las referencias [2, 4, 5] se enlista una variedad de estos elementos. La lista incluye arreglos de las siguientes figuras: formas circulares [8, 9, 10]; placas metálicas como rectángulos y dipolos [11, 12, 13, 14], dipolos cruzados, tripolos y la cruz de Jerusalem [15-22]; dipolos de 4 ramificaciones [23]; anillos [24-27]; aros cuadrados [28-31], aros hexagonales [32] y cuadrícula de aros cuadrados [30], figura 1.4.

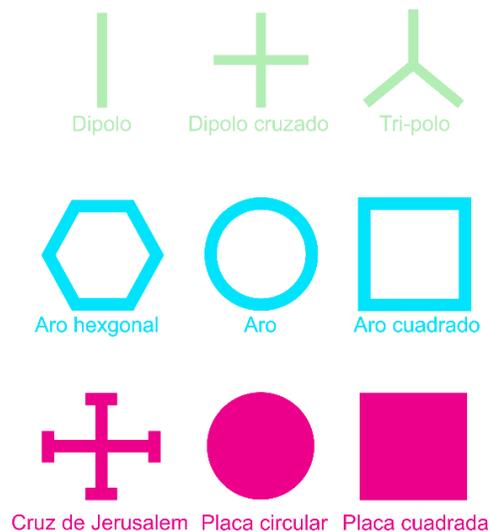


Figura 1.4. Elementos más utilizados en las superficies selectivas de frecuencia

Son diversos los requisitos de las aplicaciones así como las SSF, y además de la polarización, los requisitos suelen incluir nivel de dependencia del ángulo de incidencia de la onda incidente, nivel de polarización cruzada, ancho de banda y nivel de separación de banda. En la tabla 1 se puede observar una comparación entre algunos de los elementos mostrados en la figura 1.4, basados en los criterios mencionados en [4] para una escala del 1 como el mejor y 4 como el peor.



1.2 Dimensiones y espaciado de los elementos

Las SSF están diseñadas con elementos resonantes, por ejemplo, un arreglo planar de dipolos, produce una respuesta en frecuencia de múltiples respuestas supresoras de banda, cuando la longitud de los dipolos son múltiplo par de media longitud de onda ($\lambda/2$) de la frecuencia fundamental. Los aros cuadrados por ejemplo, usando el mismo argumento que el dipolo, pueden ser imaginados como dos dipolos que están conectados uno con el otro en sus extremos, los aros resuenan cuando la longitud de los dos lados es igual a la de un dipolo resonante de $\lambda/2$ de longitud, dicho de otra forma cada lado del aro cuadrado mide alrededor de $\lambda/4$. El acoplamiento alcanza su máximo nivel en la frecuencia fundamental donde la longitud de los elementos es $\lambda/2$. Esto quiere decir que los elementos están conformados para que resuenen en la frecuencia de operación.

Tabla 1.1. Comparación de desempeño de los elementos más comunes de las SSF.				
Elemento	Independencia del ángulo de incidencia	Nivel de polarización cruzada	Amplio ancho de banda	Separación pequeña de banda
Dipolo cargado	1	2	1	1
Cruz de Jerusalem	2	3	2	2
Anillos	1	2	1	1
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo cruzado	3	3	3	3
Aro cuadrado	1	1	1	1
Dipolo	4	1	4	1

Aún cuando la forma de los elementos es de suma importancia para la respuesta en frecuencia, la manera en que los elementos son posicionados en el arreglo, es una parte vital en el diseño, ya que si los elementos están ampliamente espaciados, entonces aparecerán máximos secundarios de radiación, el espacio entre elementos puede inclusive modificar el ancho de banda, un espacio amplio entre elementos produce un ancho de banda estrecho [2]. Dependiendo de su distribución, la corriente actúa como una fuente de campo electromagnético, produciendo un campo reflejado. El campo reflejado adicionado al campo incidente constituye el campo total en el espacio que circunda a la SSF. Cuando el campo reflejado es controlado (por los elementos de la SSF), se produce la respuesta requerida que se puede observar en el espectro del campo total. La distribución de la corriente en los elementos, determina el comportamiento en frecuencia de la SSF. La corriente depende de la forma de los elementos.

De la misma manera el dieléctrico que tiene la función de soporte mecánico, también tiene efecto sobre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del arreglo [33]. Por otro lado cuando el tamaño de la celda unitaria de la SSF (elemento) es menor a $\lambda/4$ para la frecuencia de operación, aparece de forma simultánea una permitividad y permeabilidad negativa, haciendo que la estructura se comporte como un metamaterial [34]. Cuando se requiere mejorar el ancho de banda de estas estructuras, se pueden usar estructuras SSF en cascada, generando con esto una estructura multibanda.

1.3 Aplicaciones de las superficies selectivas de frecuencia

En años recientes, las estructuras periódicas reflectivas, han sido objeto de estudio debido a su amplia gama de aplicaciones para el filtrado de ondas milimétricas y señales ópticas. Las necesidades de crear sistemas robustos en la detección, seguimiento e identificación de objetivos, han estimulado de forma considerable la investigación, desarrollo y diseño de esta tecnología. Las SSF han sido usadas ampliamente en aplicaciones espaciales y en telecomunicaciones, principalmente siendo integradas a las antenas de sistemas fijos y móviles [6]. Es especialmente en el campo de las antenas donde las SSF han desempeñado un rol de suma importancia para su investigación y desarrollo, esto debido a la integración de cargas y de dispositivos activos a la celda unitaria de la estructura periódica. La adición de estos elementos permiten funciones de corrimiento de fase y amplificación. Las aplicaciones tradicionales de estas han sido: radomos, subreflectores dicróicos, antenas reflectoras multifrecuencia, arreglos transmitivos y reflectivos y más recientemente en etiquetas para RFID sin chip.

1.3.1 Radomos

Los filtros desempeñan una función fundamental en casi todos los circuitos electrónicos o de RF, una vez incorporados en el diseño, los filtros controlan el paso de frecuencias, esto con el fin de disminuir el ruido así como la interferencia indeseable [3]. Las SSF son la contraparte de los filtros en las líneas de transmisión, esto es que una vez expuestas a la radiación electromagnética, las SSF actúan como filtros espaciales. La característica de filtrado proveyó potencialmente una de las primeras aplicaciones de las SSF en las que fueron utilizadas, ocultando instalaciones de comunicaciones por medio de cubiertas llamadas radomos.

Los radomos (radar domo), son un tipo de filtro paso banda, que son utilizados para reducir área de reflexión efectiva (RCS) fuera de la frecuencia de operación de la antena. La figura 1.5 muestra los radomos utilizados en el centro de operación criptológica en Misawa Japón.



Figura 1.5. Radomos en el centro de operaciones criptológicas en Misawa Japón, fotografía de Wikipedia.

Los radomos actúan como filtros espaciales y como cubiertas para proteger y ocultar puntos de comunicación de su ambiente físico con un impacto mínimo en el desempeño eléctrico de la antena. Estos han sido usados en una amplia gama de áreas como son: tecnología satelital, clima, comunicaciones, telemetría, rastreo, vigilancia y radioastronomía. El radomo es el dispositivo que se encarga del correcto funcionamiento de la antena o el radar en las peores circunstancias. Generalmente se tiene la creencia de que la antena es el ojo del radar, consecuentemente el radomo es el anteojito que lo protege. La tecnología militar stealth ha impulsado fuertemente la investigación y desarrollo de los radomos que además de hacer el filtrado espacial tengan funciones especiales [36, 19].

El diseño de los radomos tipo stealth se ha llevado acabo en algunos países desarrollados, el resultado de su investigación se ha visto reflejado en diversas aplicaciones como son: el avión fighter F-22 en los Estados Unidos [37], SSF similares a esta pueden ser encontrados en las referencias [38-42].

Una situación típica se muestra en la figura 1.6, en donde la antena de un radar es montada en la parte frontal de un avión, el cual ha sido cubierto con la forma de un radomo con característica de filtro paso banda. Cuando el radomo es opaco y expuesto a un campo incidente, la mayoría de las señales serán reflejadas en una dirección bi-estática, esto debido a que la forma del radomo produce una señal reflejada con intensidad muy débil que es lo mismo que tener una baja RCS. Por otro lado, si la señal incidente tiene una frecuencia donde el radomo es transparente, este resulta deficiente en la reducción de la RCS de la antena.

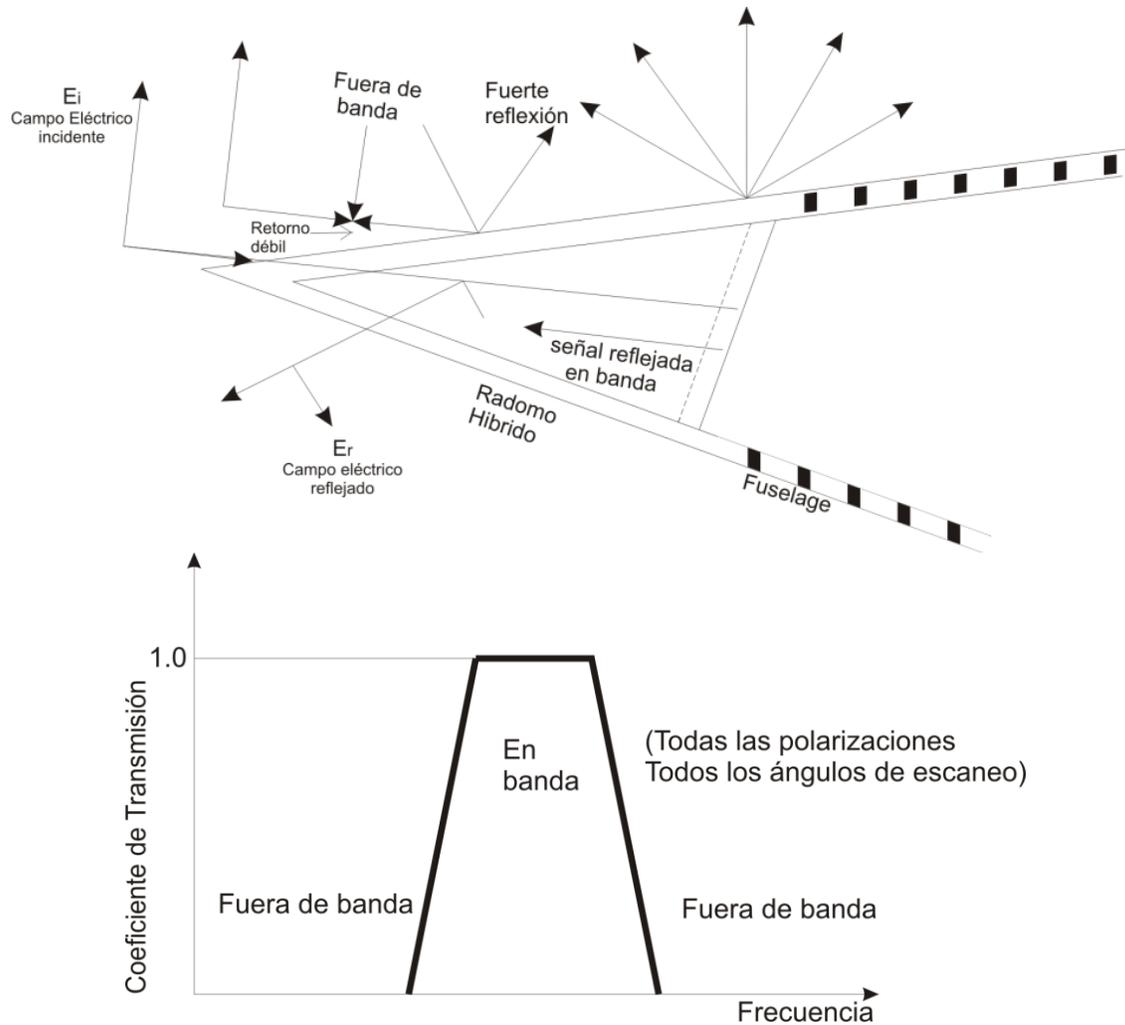


Figura 1.6 Radomo híbrido con característica paso banda, reduce el RCS de la antena fuera de la banda [2]

En el diseño de los radomos, son diversas las técnicas como las estructuras utilizadas. En la referencias [43-45] se presentan radomos con características de filtro paso banda para la frecuencia de diseño mientras actúan como absorbedores para frecuencias superiores a la banda de transmisión, estas estructuras combinan SSF conductoras con SSF hechas con superficies de alta impedancia (High Impedance Surface) para la característica de absorción. El comportamiento de filtro paso banda es obtenido a través de integrar la SSF con el elemento cruz, esta SSF es utilizada como plano de tierra para una SSF hecha con HIS, figura 1.7.

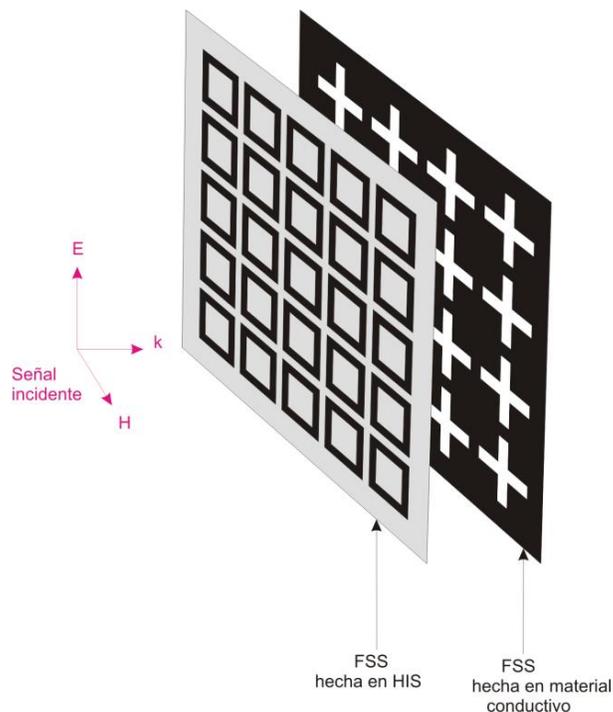


Figura 1.7. Configuración de Radomo absorbente/transmisivos.

De forma reciente, con el aumento de los sistemas de manejo autónomos y los sistemas de manejo asistido, diversos sensores milimétricos como radares automotrices están llamando más y más la atención [46]. Los radares automotrices son normalmente integrados dentro de las defensas de los autos o de tras de ellas, lo cual tiene como consecuencia la degradación en el desempeño del radar, esto debido a la reflexión creada por los diferentes medios [34]. En estos casos las SSF juegan un rol muy importante en el acoplamiento de la defensa o de la capa pintura metálica con el espacio abierto. En las referencias [34, 47] dos radomos automotrices que operan a 79 y 24 GHz se presentan, donde las características electromagnéticas de las SSF son investigadas a detalle además de comparar y discutir diferentes geometrías de las celdas unitarias y su influencia en el patrón de radiación de la antena, esto con el fin de obtener un óptimo diseño del radomo.

El uso de radomos desempeña un rol crucial en los sistemas de radar, ya que además del control de emisiones en banda, el radomo puede reducir el RCS fuera de la banda de operación y prevenir el acoplamiento entre la antena transmisora y la circuitería electrónica [48-54], es por esto que el estudio de las SSF es fundamental, ya que el correcto diseño y aplicación de estas en la generación de radomos, proveerá además de protección física, protección electromagnética en los sistemas.

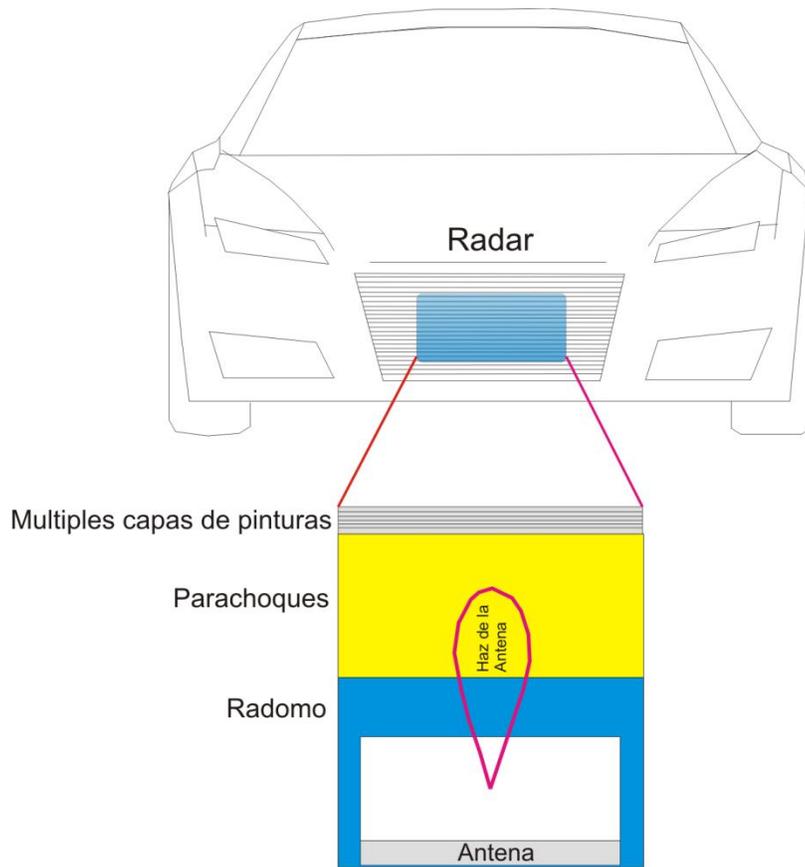


Figura 1.8. Radomo para sistema de manejo autónomo

1.3.2 Subreflectores Dicroicos y Antenas Multifrecuencia.

En la actualidad cada vez se requiere más el uso de modernas antenas reflectoras capaces de soportar múltiples bandas de frecuencias cumpliendo con los requerimientos de ancho de banda, esto especialmente para aplicaciones satelitales, teniendo como fin reducir el número de reflectores así como el peso y costo.

Las estructuras periódicas reflectivas o transmitivas, han atraído en años recientes la atención de los investigadores, esto debido a sus numerosas ventajas como son: fácil proceso de fabricación, peso ligero y volumen pequeño así como su robustez mecánica. Estas características han permitido la sustitución o mejora de algunos sistemas de comunicación, por ejemplo en el área satelital con los sistemas Cassegrain. En la figura 1.9 se muestra un sistema Cassegrain el cual cuenta con un subreflector hecho de una estructura dicroica, esto se refiere a una superficie periódica que es transparente para una banda de frecuencia f_1 y opaca para una

banda de frecuencia f_2 , esto permite el tener dos antenas alimentadoras que operan en las frecuencias f_1 y f_2 en el punto focal del reflector principal y en el punto focal Cassegrain. El resultado de este arreglo es la operación simultánea de dos bandas de frecuencias f_1 y f_2 utilizando el reflector principal, dando no solo espacio valioso en el sistema si no también una reducción significativa del peso, características esenciales en los sistemas de comunicación satelital. El subreflector no tiene que ser necesariamente de forma hiperbólica, puede ser también de forma plana, figura 1.9.

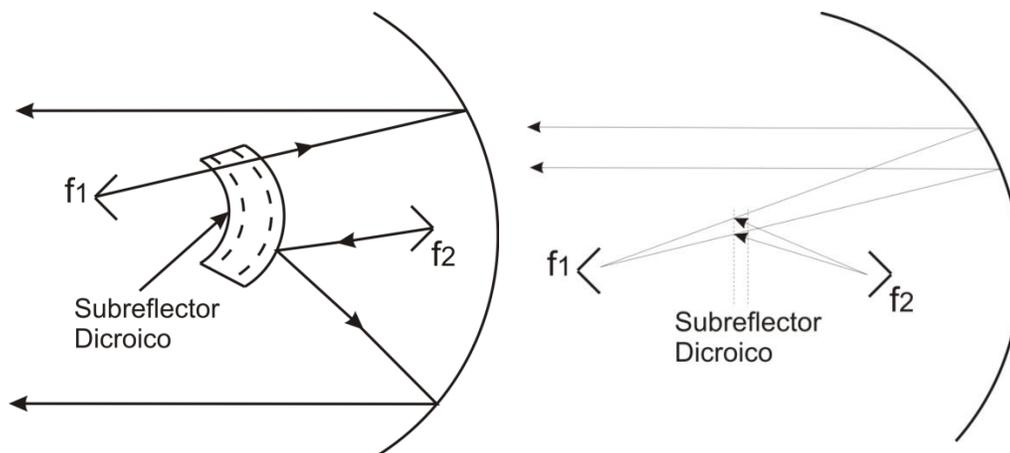


Figura 1.9. Subreflector dicroico hiperbólico y plano integrado en sistema Cassegrain.

Para el lanzamiento del vehículo de transferencia automática (ATV por sus siglas en inglés) en el Ariane V por la Agencia Espacial Europea, fueron diseñadas estaciones de monitoreo en la banda-S, estas estaciones fueron utilizadas para la recepción y rastreo de datos del lanzamiento en las islas Azores. Todos los datos fueron grabados, los parámetros más importantes fueron enviados en tiempo real al centro de control en Kourou. Aun cuando el lanzamiento del Ariane V/ATV fue su primer misión, no será la última, ya que la estación en las Azores se planea usar para otras misiones como la del proyecto Galileo, para la medición de trayectorias y observación de la tierra y misiones científicas en la banda-X [55]. A manera de garantizar la recepción de las señal en ambas bandas, un subreflector dicroico en configuración Cassegrain fue utilizado a manera de compartir un solo reflector principal para dos bandas de frecuencia separadas, 2.2-2.3 GHz y 8.025-8.4 GHz. La antena alimentadora para la banda X fue ubicada en el foco del reflector principal, mientras que el alimentador de la banda S en el foco virtual. Otro ejemplo de sistema Cassegrain con subreflector basado en una SSF para las bandas S/X es utilizado por la nave espacial Voyager [56, 57]. Para el subreflector fue utilizada una SSF opaca para la banda X y transmisiva para la banda S, para esta antena el alimentador fue colocado en el foco principal del reflector, mientras que el alimentador para la banda X fue localizado en el punto focal Cassegrain, como resultado un único reflector actúa como una



antena de banda dual, logrando disminuir la masa, el volumen y el costo de fabricación. Subreflectores similares se muestran en las referencias [58, 59] para los programas ITALSAT y ATDRSS (NASA's Tracking and Data Relay Satellite System).

Otro ejemplo de múltiples alimentadores es el del proyecto Cassini de la NASA, donde configuraciones duales de antenas incorporan alimentadores para las bandas S, X, Ku y Ka [60].

En las referencias [61-64] se presentan subreflectores para sistemas Cassegrain para antenas multifrecuencias, uno de ellos para un amplio ancho de banda (2-30 GHz) por medio de un arreglo en cascada de SSF, los otros arreglos se dan para arreglos Cassegrain para la combinación de bandas de frecuencias separadas; banda S, banda X, banda Ku y banda Ka.

1.3.3 Arreglos Reflectivos

Comúnmente, los sistemas de comunicación inalámbricos punto a punto como las comunicaciones satelitales o de radar, hacen uso de antenas de alta ganancia y directividad como lo es el reflector parabólico. Este tipo de antena representa una solución de bajo costo y de fácil implementación, sin embargo, esta antena presenta ciertas desventajas para aplicaciones específicas como el escaneo, esto debido a la lenta actuación mecánica para mover el elemento reflector, es por esto que sistemas como las antenas en arreglo de fase, han sido investigados y desarrollados como una posible solución ante esta problemática. La necesidad de tener sistemas modernos de comunicación y de radar, específicamente en la banda Ka [65-70], que permitieran realizar tareas de exploración, detección, identificación seguimiento y rastreo, dieron origen a los sistemas de antenas en arreglo de fase. Un arreglo de fase está conformado por miles de elementos que pueden ser dipolos, bocinas, hélices, espirales, reflectores parabólicos u otro tipo de antenas, que al interconectarse funcionan como una sola antena, teniendo la capacidad de modificar su característica de radiación de forma electrónica al aplicarse una distribución de fase lineal progresiva entre sus elementos, figura 1.10, lo cual excluye la actuación mecánica de alguno de los elementos.

De acuerdo a la teoría presentada en [71], el patrón de radiación de un arreglo de fase infinito se expresa como el producto del factor del arreglo y el patrón de radiación del elemento del arreglo, este determina el nivel de los lóbulos laterales de la característica de radiación del arreglo, al igual que la relación de la geometría del arreglo y la dirección del apuntamiento del haz. Debe tenerse presente el acoplamiento mutuo entre los elementos de los arreglos de fase, ya que este afecta fuertemente la característica de radiación. Por lo tanto, para un arreglo finito su patrón de radiación depende de la posición existente entre los elementos.

Existen dos tipos de arreglos de fase, activos y pasivos. Los arreglos pasivos hacen uso de un transmisor y receptor central conectado a los elementos radiadores, donde cada elemento radiador puede o no efectuar el desplazamiento de fase. Por otro lado, los arreglos activos usan módulos de transmisión recepción para cada elemento, para el control de la amplitud y la fase, figura 1.11. La integración de componentes electrónicos de microondas y de procesamiento digital en los arreglos activos, hace que estos tengan preferencia sobre los arreglos pasivos para aplicaciones de radar.

Los arreglos de fase presentan varias ventajas sobre las antenas convencionales, ya que estos tienen la capacidad de controlar de manera electrónica el apuntamiento del haz o de la característica de radiación, esto sin la necesidad de actuación mecánica, lo cual permite alcanzar velocidades altas en la detección, seguimiento y rastreo de objetivos. El elemento esencial que permite la modificación de la característica de radiación en los arreglos es conocido como desplazador de fase. El desplazador de fase permite controlar la dirección del haz radiado, controlar la fase de la señal por medio de una diferencia de fase entre los elementos radiadores. Para lograr lo anterior, es necesario cuantificar en incrementos discretos los 360° de desplazamiento de fase. La mayoría de los desplazadores de fase operan usando dispositivos electrónicos discretos como son diodos PIN [72, 73], transistores FET [74], interruptores MEMS [75-77], sustratos ferroeléctricos [78] y cristales líquidos [79,80].

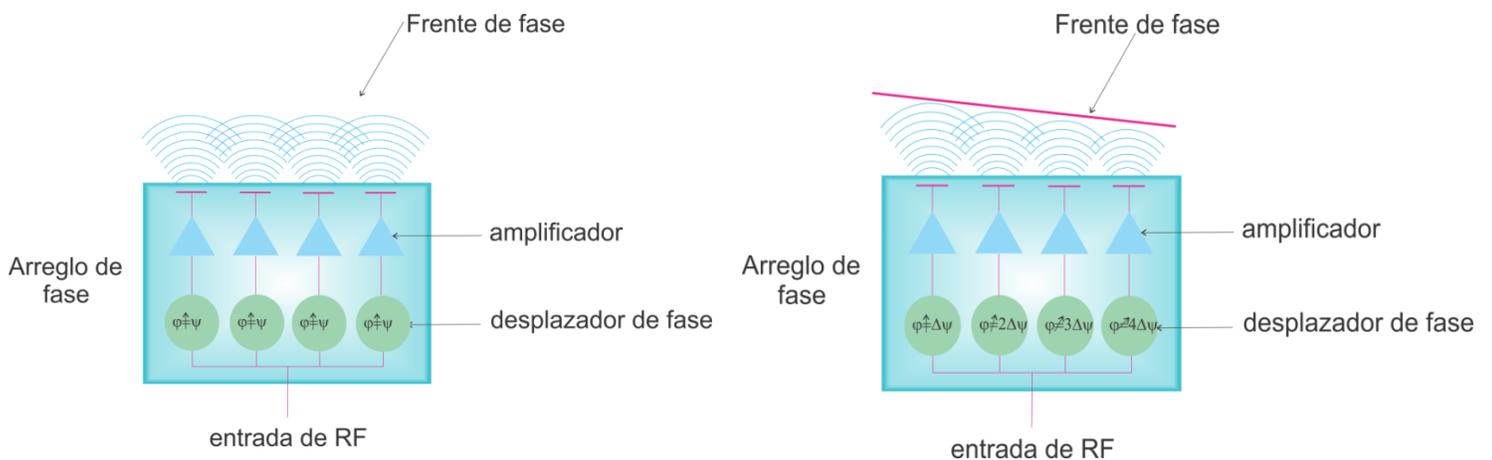
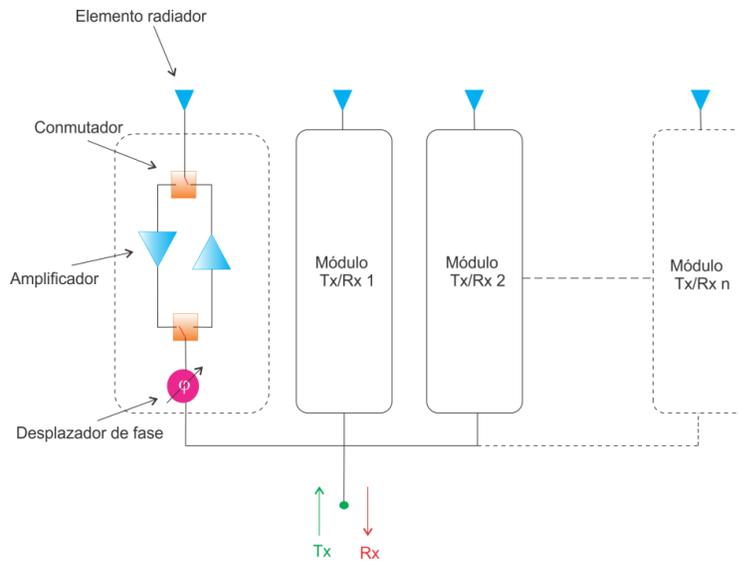


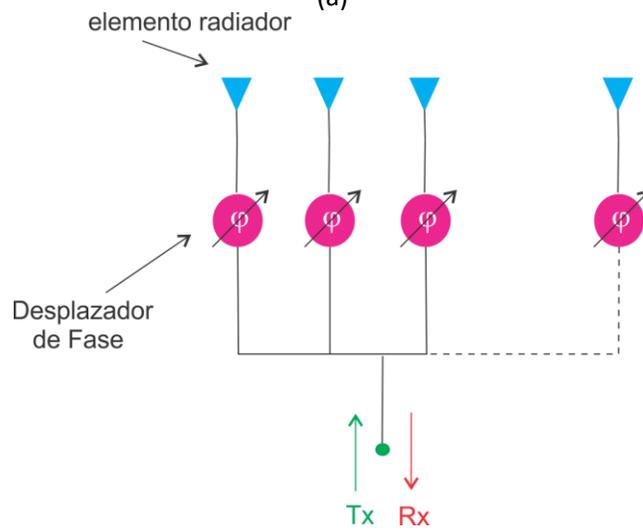
Figura 1.10 Arreglos de Fase sin y con progresión de fase lineal.

Los sistemas de antenas en arreglo de fase, están generalmente conformados por miles de elementos independientes con el propósito de asegurar la rápida exploración del medio, por esta razón, los costos de producción de estos sistemas son altos, lo cual representa su principal desventaja y los limita únicamente a aplicaciones militares. Una alternativa ante esta problemática son los arreglos reflectivos. Los arreglos reflectivos (RA por sus siglas en inglés) son SSF que cuentan con las características de las antenas de tipo reflector y de antenas en

arreglos de fase [81]. Estas tienen la posibilidad de poder incluir miles de elementos en su fabricación que conforman a un arreglo de fase, bajo un mismo proceso de tecnología planar sobre un sustrato dieléctrico, lo cual produce un ahorro considerable en costos y tiempos de fabricación, además de poder incluir las funciones de radiador y desplazador de fase en sus elementos. Los arreglos reflectivos presentan numerosas ventajas como son: peso ligero, volumen pequeño, robustez mecánica, bajo nivel de pérdidas, amplios ángulos de escaneo así como compatibilidad con elementos activos.



(a)



(b)

Figura 1.11. Arreglos de fase (a) activo, (b) pasivo

Son muchas las ventajas de los RA, entre las cuales destacan su volumen y peso reducidos, estos pueden construirse en planos delgados siendo adaptables a ciertas geometrías, edificios, aeronaves, vehículos terrestres y marítimos, dándole la ventaja de poderse desplegar más fácilmente que un reflector parabólico, lo cual significa una apertura grande respecto a un volumen relativamente pequeño. Otra ventaja importante es que hacen uso de alimentación espacial, eliminando pérdidas en complejas redes de alimentación, pero tal vez su mayor ventaja es su facilidad de fabricación y bajo costo, ya que es posible fabricarlos por medio de procesos con tecnología fotolitográfica, reduciendo con esto los costos de producción.

Los RA son compatibles con elementos activos, por lo que tienen la capacidad de reconfigurar electrónicamente su característica de radiación, los elementos pueden ser: diodos PIN, MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits, por sus siglas en inglés), capacitores, inductores y MEMS, por mencionar algunos. Los elementos activos permiten modificar la fase de cada elemento del arreglo, permitiendo dirigir el haz principal en diferentes ángulos.

Los RA presentan la desventaja de tener un estrecho ancho de banda respecto al del reflector parabólico, el cual cuenta con un ancho de banda teórico infinito [83, 84]. Los RA tienen también la limitante de la potencia, esta queda definida por el campo de ruptura del sustrato dieléctrico. Otra limitante importante de los RA es la dificultad de conseguir obtener un control de la fase en un margen de 360°.

1.3.3.1 Geometría de los arreglos reflectivos

El primer arreglo reflectivo fue concebido en la década de los 60's, mediante un arreglo de segmentos variables de guía de onda terminados en corto [81], figura 1.12. La onda electromagnética que incide en las guías de onda, viaja por estas hasta llegar a las terminaciones en corto, esto hace que la onda se refleje y se radia por los extremos abiertos, ajustando la fase de la onda en la zona lejana por medio de las diferentes longitudes de las guías de onda.

Un RA está conformado por un arreglo plano de parches impresos sobre un sustrato dieléctrico, posicionados en una malla. Una pantalla metálica que funciona como plano de tierra, se coloca en la parte posterior al arreglo para evitar el paso de la radiación. El arreglo se ilumina por medio de una antena alimentadora, figura 1.13.

Los elementos individuales están diseñados para reflejar el campo incidente con una fase adecuada, para formar un frente de onda plano sobre la apertura de la antena. La adecuación de la fase de cada elemento, permite que estos en conjunto colimen la energía de la onda reflejada, formando el haz principal en una dirección determinada. La energía colimada

reflejada por el RA es direccionado en el ángulo (θ_0, φ_0) en el campo lejano, donde θ_0 y φ_0 son los ángulos de elevación y azimutal respectivamente. El vector \bar{R}_i representa la distancia de la antena alimentadora a cada uno de los elementos, y \hat{r}_0 es el vector unitario que representa la dirección de la onda reflejada.

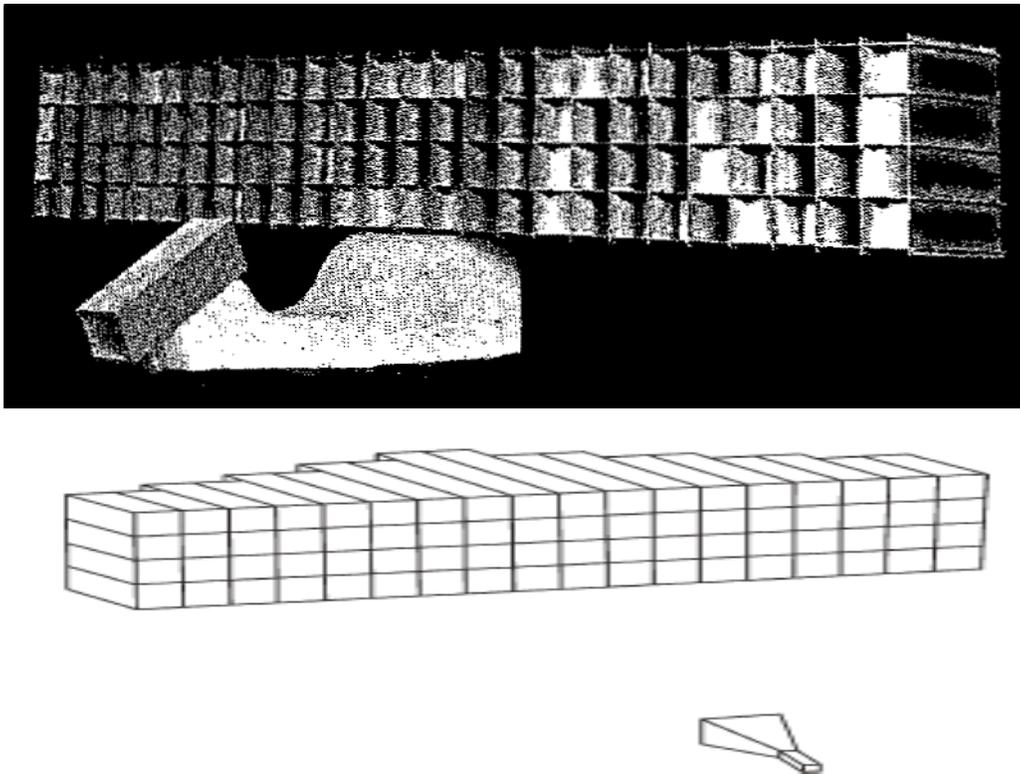


Figura 1.12. Primer arreglo reflectivo basado en segmentos variables de guía de onda.

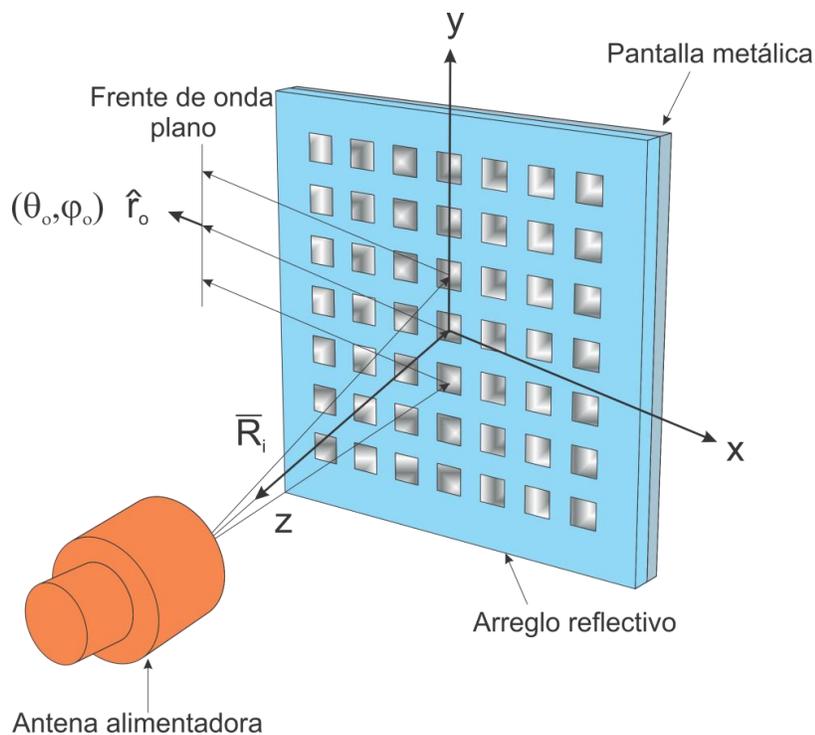


Figura 1.13. Geometría y onda reflejada de un arreglo reflectivo.

La forma de los elementos radiadores, tiene un papel fundamental en el diseño de los RA, ya que este permite hacer uso de polarizaciones lineales o circulares. Por ejemplo, parches rectangulares o monopolos, funcionan para polarizaciones lineales, mientras que aros cuadrados y circulares o en cruz, funcionan para polarizaciones circulares. Además de la polarización, el elemento debe tener un buen desempeño respecto al ancho de banda, amplios ángulos de incidencia y pérdidas por inserción bajas al igual que los niveles de polarización cruzada. El aspecto clave de los RA, es el ajuste de las fases reflejadas por los elementos del arreglo, ya que estos deben compensar las diferencias de fase entre la superficie plana del RA emulando a un reflector parabólico, con esto el haz principal se enfoca en el centro de fase equivalente de la antena alimentadora.

El ajuste de fase en los elementos del RA se pueden realizar al variar algunos de sus parámetros como la forma y tamaño de los elementos, ranuras [85], parches [86], lazos [87] u otras formas [88].

1.3.3.2 Métodos de cambio fase en los elementos del arreglo reflectivo

En años recientes ha surgido el interés por diseñar e implementar arreglos reflectivos capaces de redirigir su haz principal, esto implica controlar la fase de cada elemento radiador



del arreglo. Al ajustarse la fase del campo reflejado de cada elemento, se ajusta también la dirección del haz principal del arreglo. Los arreglos reflectivos reconfigurables requieren que sus elementos sean capaces de dispersar el campo reflejado en un intervalo extenso de las fases del coeficiente de reflexión, idealmente de 360° . El ajuste de fase puede lograrse principalmente por dos métodos, mecánicos y electrónicos, esto dependiendo de las características requeridas. Para el primer método se desplazan mecánicamente los elementos del arreglo mediante motores eléctricos o electroimanes, este método ofrece la ventaja de evitar el uso de costosos módulos de transmisión y recepción y de desplazadores de fase, esto al controlar directamente el cambio de fase. Para el segundo método son utilizados elementos electrónicos, con este método se garantiza la máxima velocidad para el direccionamiento del haz, ya que la rapidez de exploración se limita por las constantes de tiempo de los elementos electrónicos.

El cambio de fase en los elementos de los RA se puede alcanzar por varios métodos, la variación de longitudes de stubs [89] por ejemplo, sin embargo con esta técnica se alcanzan altos niveles de polarización cruzada. Otra forma es el uso de dipolos y parches de dimensiones variables [90, 91] para lograr un ligero corrimiento en las frecuencias de resonancia, modificando con esto la fase del campo reflejado. La desventaja de esta técnica es su sensibilidad o poca tolerancia en la fabricación de los elementos, ya que si el espaciamiento entre elementos no es uniforme, se elevan los niveles de los lóbulos secundarios. Otra alternativa presentada en [92] es la de utilizar elementos idénticos pero rotados con respecto a otros elementos, esto tiene por resultado diversas posiciones angulares en los elementos, obligando a utilizar polarización circular en la antena alimentadora.

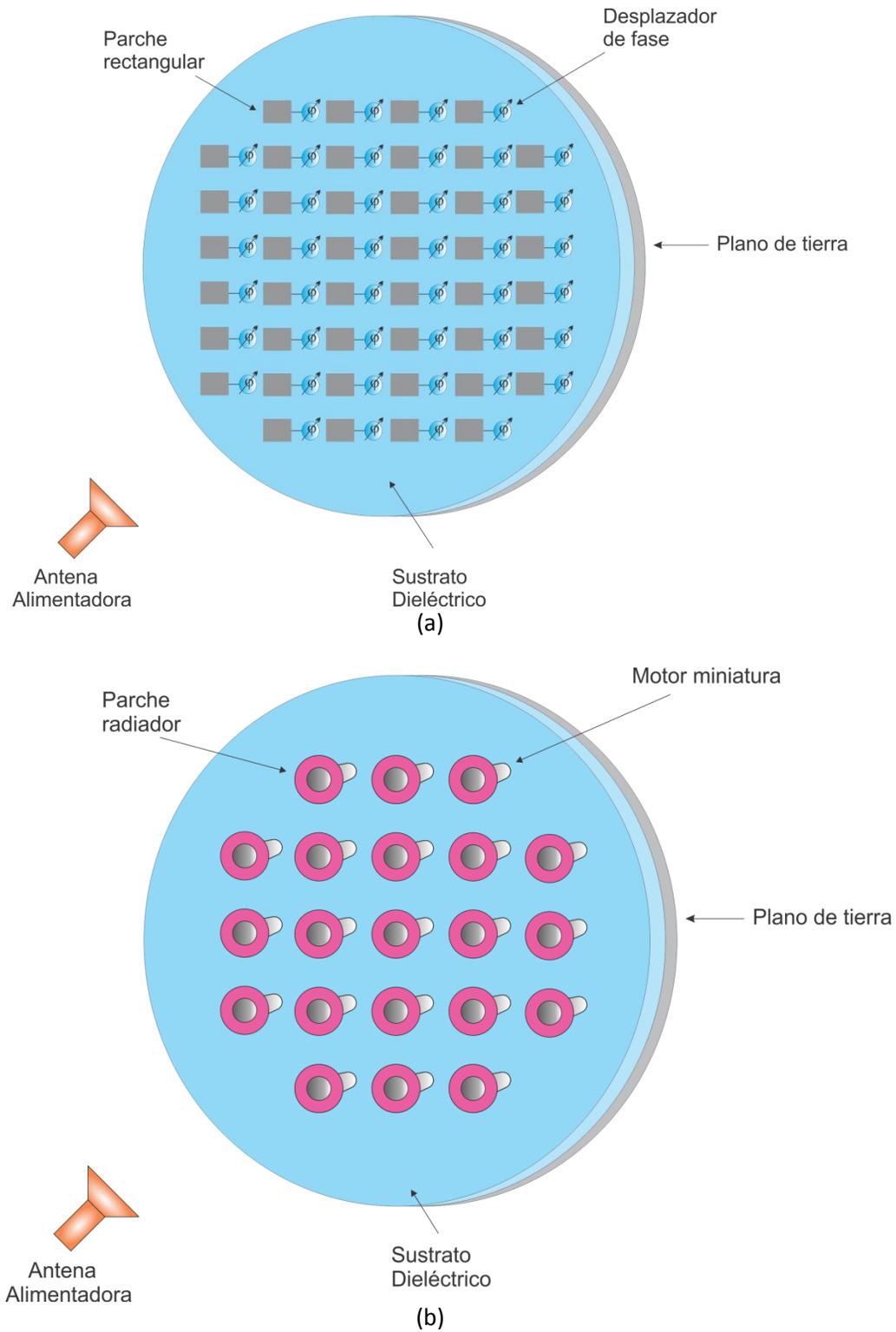


Figura 1.14. Escaneo de haz RA por medios (a) Electrónico y (b) Mecánico

1.3.3.3. RA reconfigurables

A mediados de los 70's, el concepto espirafase fue desarrollado por Phelan [93] y se obtuvo al estudiar una antena en forma de espiral, donde los elementos que conforman la espira son conmutados por medio de diodos, teniendo un desplazamiento de fase en la apertura, simulando así la rotación de la espiral sobre su propio eje, figura 1.15. Este principio ha sido ampliamente aplicado a los RA por medio de la introducción de elementos electrónicos discretos en los elementos de la antena, emulando la rotación mecánica del elemento y modificando la fase de la onda reflejada.

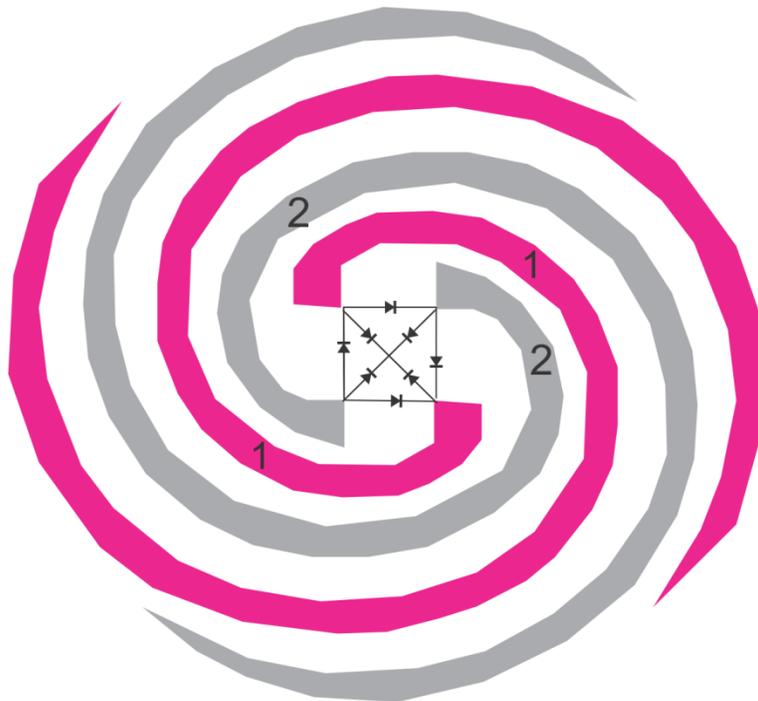


Figura 1.15. RA en forma de Espiral

Tras el desarrollo de la tecnología de impresión fotolitográfica, se produce el auge de las antenas de microcinta a finales de los 80's, desarrollándose varios arreglos reflectivos basados en técnicas impresas con diversas topologías [94-98]. Ya en los 90's fue desarrollado el primer arreglo reflectivo monolítico fabricado en una sola oblea [99] y se comenzaron a utilizar elementos de control electrónico para modificar dinámicamente la dirección del haz. De entre los elementos de control agregados se tienen a los diodos PIN, sustratos de ferrita, diodos

varactores, dispositivos ferroeléctricos y Microsistemas Electromecánicos (MEMS) [100-103]. A inicios de la década de los 2000's, el crecimiento de los RA creció rápidamente obteniéndose mejoras en su desempeño. En [104] se muestran arreglos desplegables para aplicaciones satelitales. En [105] se muestra un arreglo reflectivo con amplificación, en él cada elemento recibe la señal del alimentador para amplificarse y retransmitirse, alcanzando con ello una alta potencia isotrópica radiada equivalente. La versatilidad de los RA puede observarse en la referencia [106], donde un RA es combinado con celdas solares, formando una estructura de panel para aplicaciones aeroespaciales.

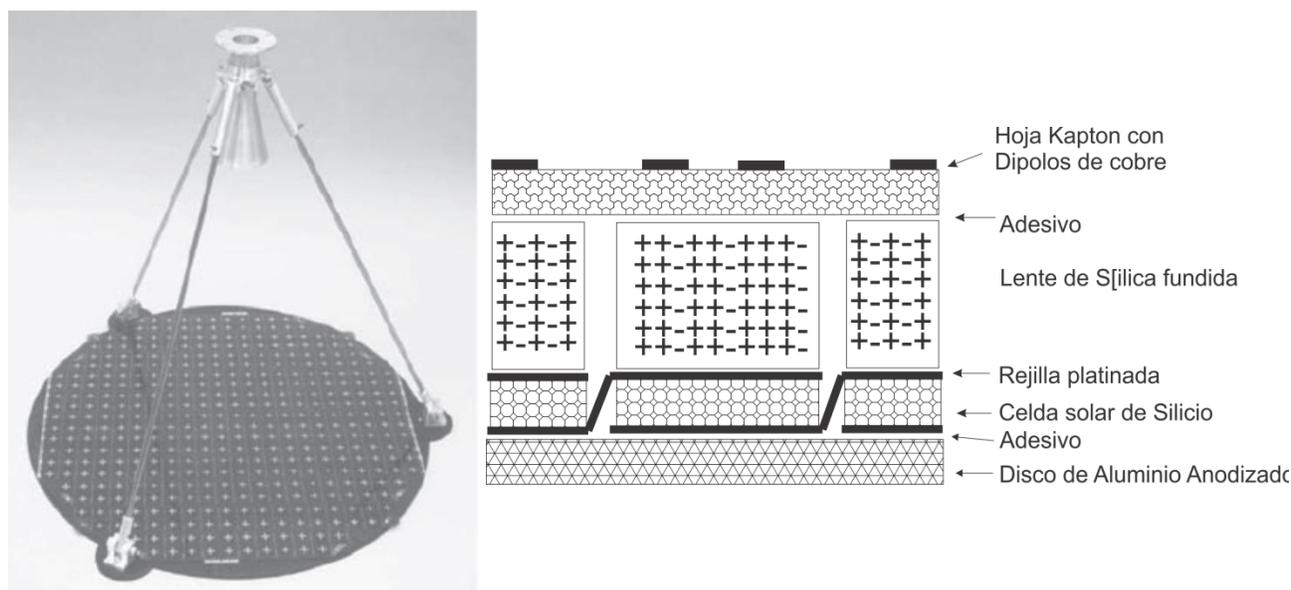


Figura 1.16. RA combinado con celda solar [81].

Los arreglos reflectivos no solo son aplicados en el espectro de RF y de las Microondas, estos son utilizados también en espectros más altos. En la referencia [107] se presenta una innovación de RA controlado fotónicamente, donde los elementos microcinta son excitados por aperturas ranuradas acopladas, cuyas longitudes se sintonizan por plasma foto inducido. Otro ejemplo de altas frecuencias se presenta en la referencia [108] donde se presenta un arreglo reflectivo que opera en el infrarrojo, para longitudes de onda de $10.6 \mu\text{m}$, con 17.9 millones de elementos.

1.3.3.4 Formas de los elementos reflectores de los RA

Son diversas las formas utilizadas en los elementos de los arreglos reflectivos, la elección de la forma juega un papel fundamental en el diseño de los RA, ya que estos definen

características como la polarización así como el máximo ángulo de incidencia soportado. En las referencias siguientes se muestran diversos elementos utilizados en los RA para la banda Ka. En las referencias [109-111] se presentan dipolos en forma de cruz con diferentes dimensiones y modificados [112], en la referencias [113,114] se muestran parches rectangulares de longitud variable, en [115] parches rectangulares de diferentes dimensiones distribuidos en dos capas, en [116] los parches rectangulares son adicionados con líneas de transmisión de longitud variable, en [117] los parches son metálicos y cuadrados de longitud variable, mientras que en [118] vías metálicas son adicionados a los parches metálicos, Figura 1.17.

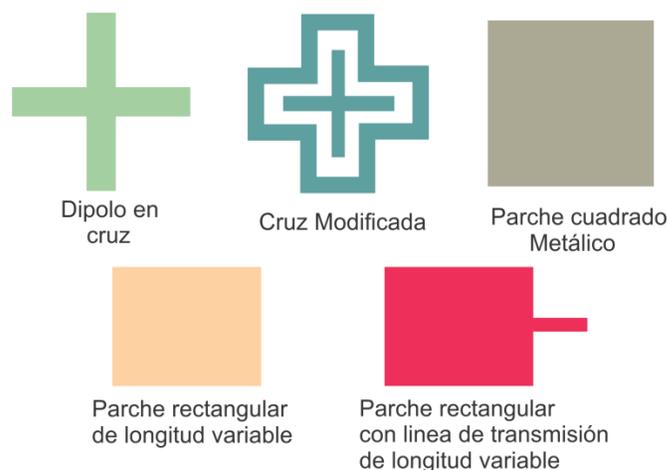


Figura 1.17. Diversas formas para los elementos de los RA

Otros diseños para la banda Ka utilizando el principio espirafase, usando aperturas anulares bisectados para diferentes posiciones angulares se presentan en [119]. Para este arreglo se muestra una onda incidente que se direcciona en una determinada dirección para ángulos de elevación de hasta 65°, con pérdidas menores a los 2 dB, y para ángulos de elevación de 45°, con pérdidas de conversión menor a 0.5 dB. En [120] se presentan arreglos reflectivos basados en resonadores con ranuras anulares con cargas reactivas. Estos arreglos tienen la capacidad de convertir una onda polarizada circularmente con incidencia normal, a una onda con ángulo de elevación de hasta 65°, con pérdidas de conversión por debajo de los 1.5 dB. En [121] se presenta un arreglo espirafase multicapa, basado en resonadores también de ranura anular con cortos. Para este arreglo se presentan pérdidas de conversión menores a 3 dB, para ángulos de escaneo de hasta 75°, para el intervalo de frecuencias de 29 a 36 GHz. Para [122] se presenta un RA basado en aperturas anulares con stubs, en estos se colocan diodos PIN y cortos metálicos. Para este arreglo se obtienen pérdidas por debajo de los 2 dB en la banda de frecuencias de 25 a 30.5 GHz, dentro de un sector de escaneo con ángulos de elevación de hasta 28°. Para [123], se propone el RA reconfigurable, optimizando los elementos

para minimizar las pérdidas disipativas en los diodos PIN. En la referencia [124], se presenta otro RA con cargas capacitivas con amplio ancho de banda de 24.6% para la frecuencia de diseño de 36.5 GHz para ángulos de elevación de hasta 60°, con pérdidas de conversión menores a 1.1 dB y valores de polarización cruzada menores a -20 dB. En la figura 1.18 se muestran los elementos utilizados en las referencias para los RA tipo espirafase.



Figura 1.18. Celdas para RA tipo espirafase basados en ranuras anulares

1.3.3.5 RA Multifrecuencia

Los RA multifrecuencia capaces de formar múltiples haces orientados en distintas direcciones, han sido estudiados debido a sus características de bajo costo y peso, además de poder operar simultáneamente en diferentes bandas, haciéndolos muy atractivos para los sistemas de comunicaciones.

Una de las características de los arreglos reflectivos es su estrecho ancho de banda, esto debido a la relación que existe entre la relación longitud focal, diámetro (f/D) y el tamaño eléctrico de la apertura del arreglo [125-127]. La forma más común de aumentar el ancho de banda de estas estructuras es por medio del uso de múltiples capas, teniendo por efecto el aumentar el ancho de banda en un 15% más [128], pese a esto, en el caso en el que el sistema requiera de trabajar en dos frecuencias separadas y compartiendo la misma apertura, los arreglos reflectivos convencionales dejan de funcionar. Aun cuando los arreglos reflectivos están limitados en su ancho de banda, existen diversas técnicas para poder trabajar de manera simultánea en dos frecuencias separadas.

1.3.3.5.1 Arreglos reflectivos de banda dual con una sola de capa

Que un arreglo reflectivo opere en dos bandas de frecuencias con una sola capa, es posible por medio del uso de estructuras con diversos elementos de diferente tamaño como pueden ser: aros circulares o cuadrados o dipolos cruzados para polarización circular o lineal. Con esta técnica un arreglo de una sola capa es capaz de soportar elementos para una banda dual, alcanzando una antena de estructura relativamente simple y de peso reducido. A continuación se presenta esta técnica para diferentes tipos de polarizaciones.

1.3.3.5.1.1 Arreglos de polarización circular o lineal para dos frecuencias ampliamente separadas.

Este tipo de estructuras se caracteriza por el uso de elementos que operan en dos bandas separadas ampliamente, por ejemplo, en la figura 1.19 se observa una estructura de 2 x 2 pequeños aros cuadrados encerrados en aros cuadrados de mayor tamaño, esto permite que una de las estructuras opere al doble de la frecuencia de la otra estructura. Es posible anidar un mayor número de aros en el aro mayor, sin embargo se debe de tener precaución en el espaciamiento entre elementos y su plano de tierra común, para los elementos más pequeños este espacio puede ser demasiado grande, teniendo como consecuencia que los elementos del arreglo reflectivo generen un patrón de elemento estrecho, y que tendrá un mal desempeño para las ondas con ángulos de incidencia grandes.

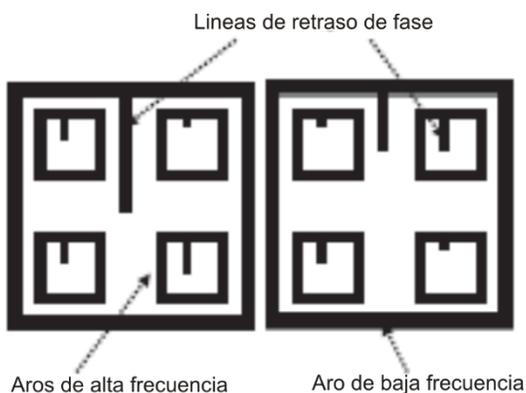


Figura 1.19. Elementos de arreglo de banda dual con aros cuadrados con líneas de retraso de fase de longitud variable [129] [81].

Otra configuración posible es el de utilizar dipolos cruzados de longitud variable [130] como se ilustra en la figura 1.20. En esta los dipolos más pequeños operarán de igual manera que los aros cuadrados mencionados arriba, alrededor del doble de la frecuencia de los dipolos más largos y que son alrededor de los 16 GHz y 8 GHz respectivamente. Se debe de hacer notar para el uso de aros, ya sean cuadrados o circulares, que la técnica de variación de tamaño no puede ser utilizada para los elementos de frecuencia más baja, esto debido a que al variar el tamaño de los elementos de menor frecuencia muy probablemente interferirán físicamente con los elementos para las altas frecuencia [81]. Por otro lado cuando se usan dipolos para las altas frecuencias, estos pueden ser remplazados por aros de tamaño variable o parches también [131], como se ilustra en la figura 1.21.

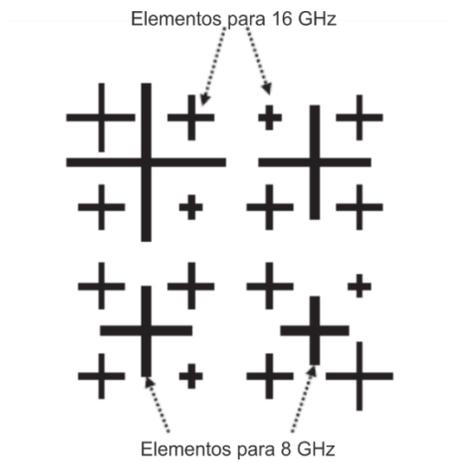


Figura 1.20. Elementos de arreglo de banda dual con dipolos cruzados de longitud variable para polarización lineal [130][81].

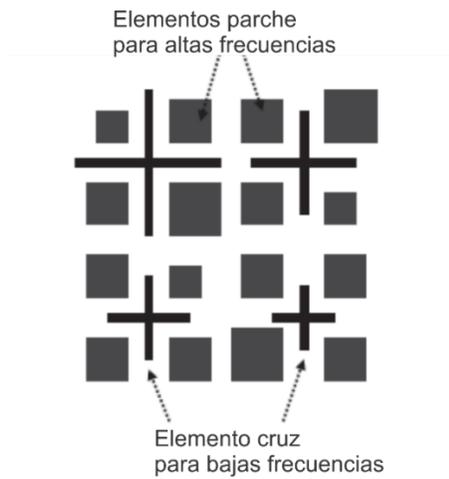


Figura 1.21. Elementos de arreglo de banda dual con dipolos cruzados y parches de longitud variable para polarización lineal [131] [81].

1.3.3.5.1.2. Arreglos de polarización circular con dos frecuencias cercanamente separadas

Cuando dos frecuencias son muy cercana la una a la otra, por ejemplo 7 y 8.5 GHz, dos aros circulares concéntricos pueden ser utilizados como se ilustra en la figura 1.22. La compensación de la fase en este caso se lleva a cabo por medio del uso de la técnica de rotación angular variable [132]. En este caso la técnica de variación de tamaño no puede ser utilizada aquí ya que esto generaría interferencia física entre los elementos de las dos bandas. Los pequeños espacios en cada anillo pueden ser capacitores o inductores y cada elemento del arreglo debe de ser polarizado circularmente, de no ser así la técnica de la rotación angular variable no funcionará de forma adecuada.

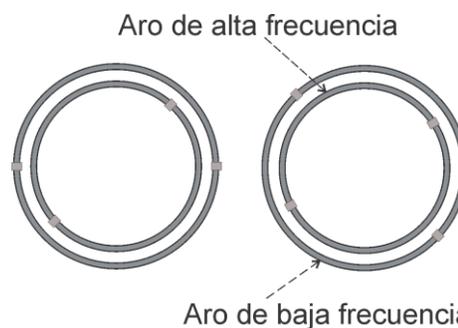


Figura 1.22. Elementos de banda dual usando aros circulares rotados para polarización circular [81]

1.3.3.5.1.3 Arreglos de polarización lineal para dos frecuencias ampliamente separadas

Cuando dos o tres o más frecuencias están ampliamente separadas o múltiples son cercanas las unas a las otras, los dipolos polarizados linealmente de diferente longitud pueden ser usados de forma similar a los dipolos cruzados. La técnica de tamaño variable es usada aquí para la compensación de la fase [81]. La figura 1.23 es un ejemplo de dos frecuencias ampliamente separadas usando una sola capa. La técnica de la longitud variable es usada aquí para la compensación de la fase

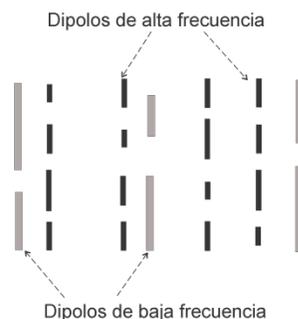


Figura 1.23. Elementos de banda dual usando dipolos de longitud variable para polarización lineal [81]

Otra aproximación es la de usar parches rectangulares con dos puertos excitados ortogonalmente, debido a las dos diferentes dimensiones del parche rectangular, dos frecuencias se pueden excitar mediante el uso de puertos ortogonales. Por consiguiente, dos polarizaciones lineales ortogonales, cada uno excitado en una diferente. Basados en este concepto, un arreglo reflectivo con polarizaciones ortogonales operando a 24 y 60 GHz fue desmostrado en [133] figura 1.24 (a). Otro arreglo reflectivo usando geometría Cassegrain fue demostrada en [134] para 19.4 y 29 GHz figura 1.24 (b).

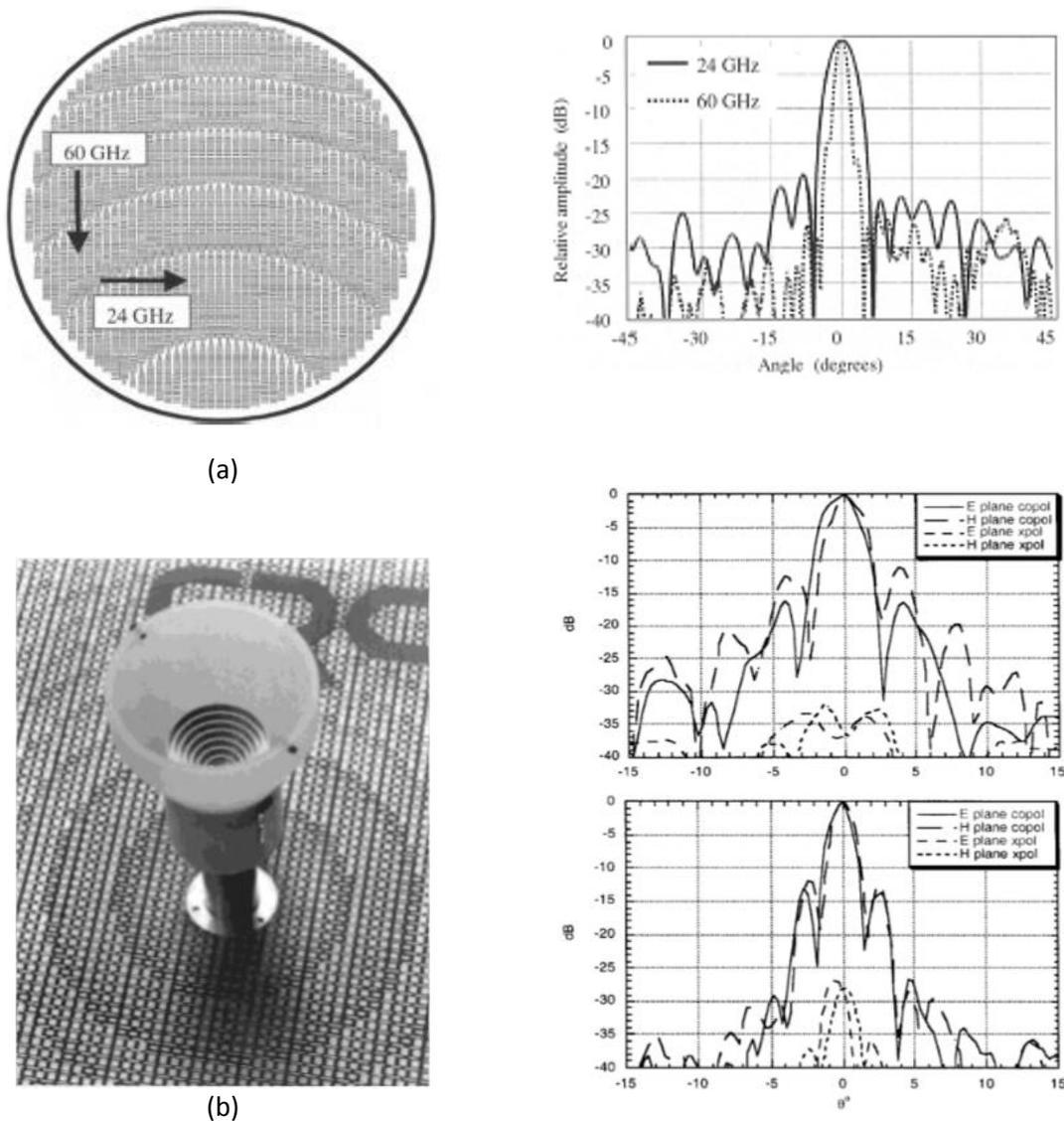


Figura 1.24. Arreglo de parches para frecuencias ortogonales para (a) parches 24 y 60 GHz y (b) geometría Cassegrain 19.4 y 29 GHz.

1.3.3.5.1.4. Arreglos polarizados linealmente para dos frecuencias cercanas.

Debido a que los dipolos ocupan muy poco espacio cuando se compara con otros elementos como: dipolos cruzados, parches, o aros, muchos dipolos que operan para diferentes frecuencias pueden ser colocados de manera cercana respecto a otros. En la figura 1.25 puede observarse un conjunto de dipolos que operan en tres diferentes frecuencias ($f_1, f_2, y f_3$). Se debe tener precaución en la proximidad de los elementos ya que esto podría ocasionar un efecto de acoplamiento mutuo que modificará el cambio de fase en las frecuencias.

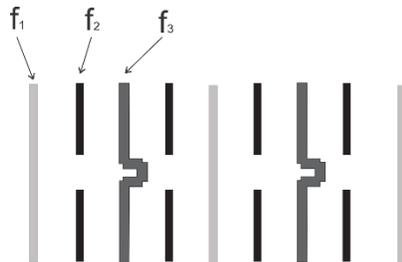
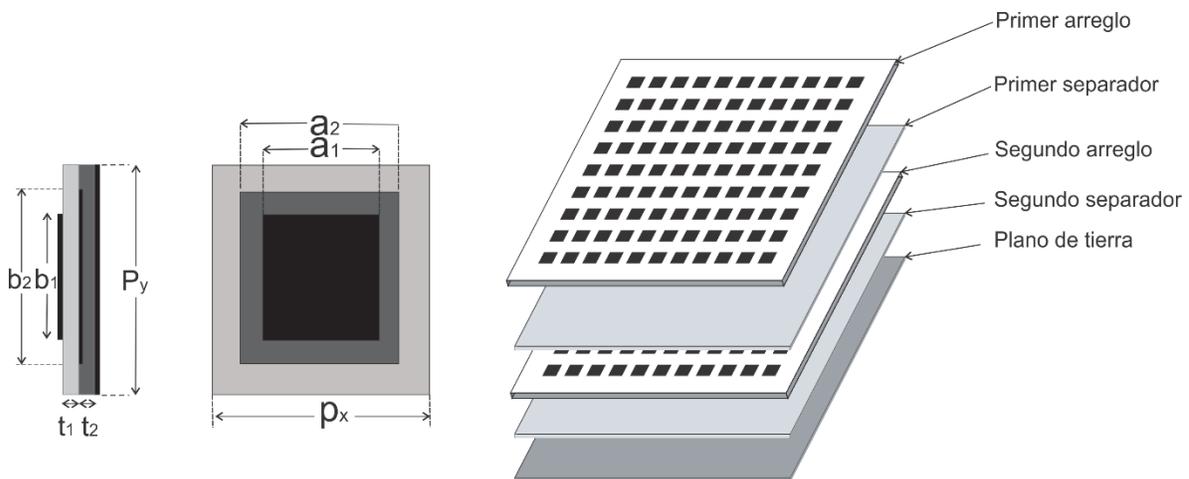


Figura 1.25. Elementos de arreglo tri-banda usando dipolos de longitud variable para polarización lineal, $f_1 \approx 0.5f_2, f_1 \approx f_3$. [81].

1.3.3.5.2 Arreglos duales de dos capas

Cuando dos frecuencias son muy cercanas la una de la otra, como son: 6.5 GHz y 10.5 GHz, el mismo periodo puede ser usado para las dos bandas de frecuencias, y dos parches apilados de diferente tamaño pueden ser usados de manera independiente para ajustar la fase de las dos frecuencias [135]. Una antena alimentadora fue posicionada a 35 [cm] del arreglo de manera que el arreglo genere un haz con ángulo de desvío de $\theta_0 = 35^\circ$ en el plano XZ para las frecuencias 6.5 y 10.5 GHz



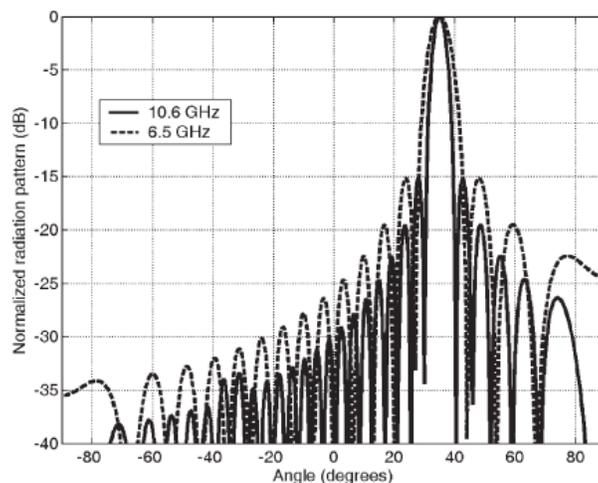


Figura 1.26. Arreglo reflectivo de dos capas, celda periódica, estructura multicapa y característica de radiación [81].

Cuando dos frecuencias están ampliamente separadas (alrededor de 4 veces), la separación física entre los elementos y su plano de tierra común se convierte en una situación a considerar como se explicó en la sección 2.1.1. Para este caso un substrato de dos capas en lugar de una puede ser una posible solución. Existen dos posibles métodos para la técnica de dos capas, el primero consiste en poner los elementos del arreglo de alta frecuencia encima de los elementos de baja frecuencia, y por el otro lado la situación inversa para los elementos de baja frecuencia.

1.3.3.5.2.1 Elementos de alta frecuencia encima de elementos de baja frecuencia

Cuando dos frecuencias están ampliamente separadas, los elementos de las frecuencias bajas son significativamente más grandes que los elementos de las frecuencias altas, como resultado un elemento único para baja frecuencia puede ser usado como plano de tierra para múltiples elementos de alta frecuencia. Este método fue primeramente reportado en [136], en donde la técnica de longitud variable de línea de retraso de fase, fue usada con una celda unitaria con parches de alta frecuencia de 2×2 colocados por encima de un parche único para frecuencia baja, este se ilustra en la figura 1.27. Utilizando este método, el elemento de baja frecuencia debe usar un tamaño fijo con la técnica de línea de retraso de fase; de otra manera, si el tamaño del parche fuera variado algunos de los elementos de la capa superior no verían un plano de tierra apropiado por debajo de ellos. Por otro lado, los elementos de la capa superior, producto de su pequeño tamaño, pueden usar una diversidad de elementos como: dipolos cruzados de tamaño variable, aros rotados de posición angular variable, etc. Para el método usado en la figura 1.27 en [136], fue utilizado el método de los momentos para calcular RCS de

la estructura de dos capas. El método predijo dos frecuencias de resonancia correspondientes a los dos diferentes tamaños de los parches en la figura 1.27.

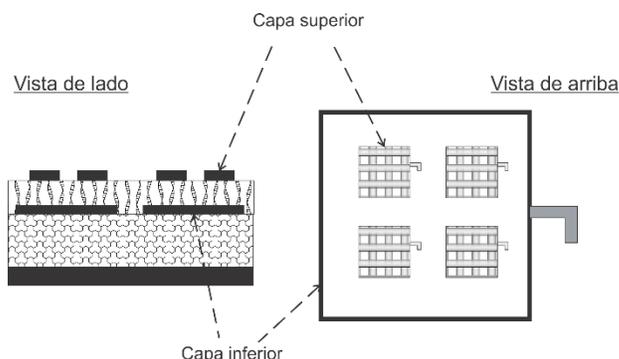


Figura 1.27. Arreglo dual de doble capa.

1.3.3.5.2.2 Elementos de baja frecuencia por encima de elementos de alta frecuencia

Los elementos correspondientes a las frecuencias bajas pueden ser posicionados por encima de los elementos de alta frecuencia si se comportan de manera transparente a las ondas de los elementos de alta frecuencia. Para hacer eso, los elementos de baja frecuencia deben usar una estructura con pequeños espacios como los dipolos cruzados o anillos anulares. Parches solidos no pueden ser utilizados debido a que bloquearían completamente las ondas de las frecuencias altas, dicho de otra forma, la capa de baja frecuencia de actuar de forma transparente como una superficie selectiva de frecuencia (FSS) para la capa de alta frecuencia situada por debajo de ella.

1.3.3.5.2.2.1 Dipolos cruzados de baja frecuencia por encima de parches de alta frecuencia

Para demostrar la tecnología de banda dual, un reflector de 0.5 [m] fue desarrollado en [137] con la capacidad de transmitir en la banda Ka a 32 GHz mientras recibe en la banda X a 8.4 GHz. En la figura 1.28 se ilustra la celda unitaria de esta arreglo reflectivo el cual usa dipolos cruzados de tamaño variable que trabajan en la banda X y que fueron posicionados por encima de los parches que operan en la banda Ka. Los dipolos cruzados que operan en la banda X son físicamente tan delgados que no causan un bloqueo significativo para la señal en la banda Ka, mientras que los parches que operan en la banda Ka sirven como parte del plano de tierra para los elementos de la banda X. Al comparar la frecuencia de operación en la banda Ka resulta que esta es casi 4 veces que la frecuencia en la banda X, lo cual permite que los elementos de la banda X sean acomodados en subarreglos de 4 x 4. Con los dipolos cruzados de la banda X no situados de forma directa arriba de los elementos de la banda ka, el efecto de bloqueo de los

elementos de la banda X para la señal de la banda Ka es minimizado. El arreglo reflectivo de 0.5 [m] se muestra en la figura 1.29, en donde la capa correspondiente a la banda X fue movida de locación para permitir exhibir la capa correspondiente a la banda Ka.

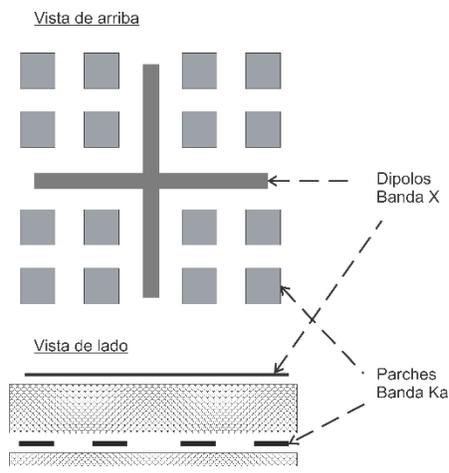


Figura 1.28. Celda unitaria de arreglo reflectivo dual para la banda X dipolo cruzado por encima de 4 x 4 parches [81].

El patrón de radiación medido para ambas bandas de frecuencia se muestran en la figura 1.29, en donde se muestran los efectos de cada frecuencia con y sin la influencia de la otra capa de frecuencia. De la figura se puede apreciar que la capa Ka tiene una influencia despreciable sobre el desempeño de la capa X, por el otro lado la capa correspondiente a la banda X afecta el nivel de los lóbulos laterales y la ganancia de la señal en la banda Ka. Las pérdidas de la ganancia en de la señal en la banda Ka son de 1.8 [dB]. Aun cuando los patrones de radiación parecen bastante buenos, -20 [dB] para los niveles de los lóbulos secundarios, la eficiencias medidas son relativamente pobres con apenas cifras por debajo del 30%, mientras que las eficiencias esperadas debían estar por arriba del 45%.

1.3.3.5.2.2 Anillos anulares de baja frecuencia por encima de anillos anulares de alta frecuencia.

En la referencia [138] se muestra al igual que en el apartado anterior una antena donde los elementos de baja frecuencia fueron superpuestos sobre los de alta frecuencia. En este caso fueron utilizados anillos anulares como elementos, utilizando la técnica de la rotación angular variable [132]. El amplio ancho de banda de esta estructura es el resultado del rango de frecuencias resonantes cercanas que ocurren debido a la curvatura de la estructura del anillo. Para utilizar la técnica de la rotación variable, dos pequeñas cargas fueron colocadas de forma opuesta la una a de la otra en la estructura de los anillos, de esta manera la señal entrante de polarización circular reconoce la dirección de rotación y la señal es re-radiada con la misma

polarización circular de la señal entrante. Dicho de otra forma, al adicionar cargas a los elementos, los anillos son transformados de un elemento sin sentido en la polarización, a un elemento con polarización circular en un solo sentido. Para demostrar la tecnología de banda dual, una serie de arreglos reflectivos de tamaño pequeño fueron desarrollados. El primero con un centro de alimentación colocado a 0.5 [m] para las bandas C y Ka [139], y después otro para las bandas X y Ka [140]. Ambos arreglos demostraron tener una excelente característica de radiación, eficiencia y desempeño en su radio axial.

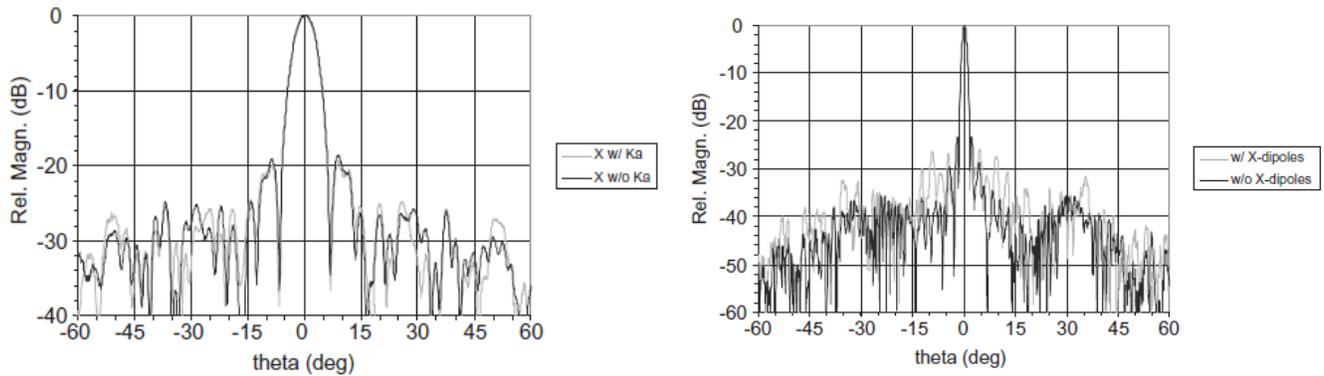
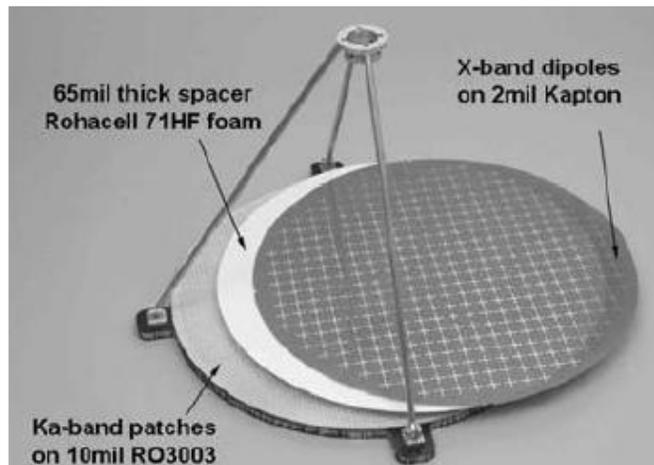


Figura 1.29. Patrones de radiación medidos de la banda dual X/Ka. En la parte superior se muestra el patrón de radiación con y sin la capa correspondiente a la banda Ka. Al final se presenta el patrón de radiación para la banda Ka con y sin la influencia de la capa de la banda X [81].

Un arreglo de banda dual, Cassegrain con offset de alimentación para la banda X/Ka de 0.75 [m] fue desarrollado en [141]. El arreglo Cassegrain se muestra en la figura 1.30 con sus membranas duales en la figura 1.31. Cada capa o membrana tiene un espesor de 0.0508-mm.



Figura. 1.30. Arreglo Cassegrain con offset de alimentación de 0.75 [m] para la banda dual X/Ka [81].

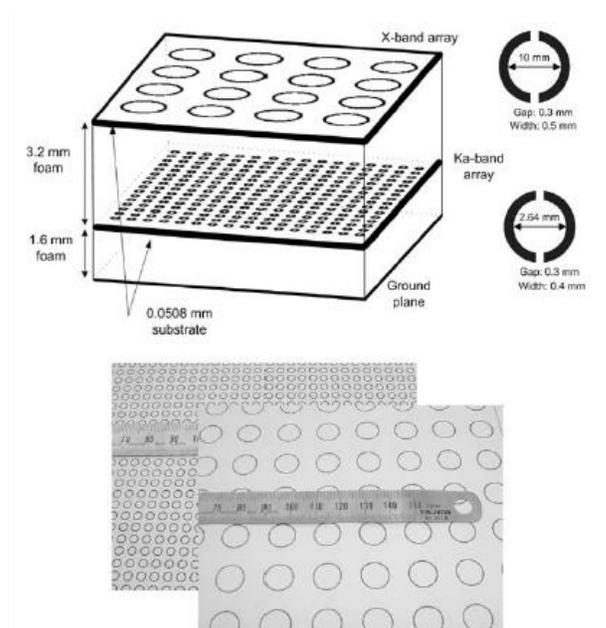


Figura. 1.31. Capa de los elementos del arreglo Cassegrain para la banda dual X/Ka [81].

En este arreglo se utilizó espuma de poliestireno (Unicel), por su baja constante dieléctrica, para dar soporte mecánico a las dos estructuras. Dos arreglos microcinta, uno para la banda X y el otro para la banda Ka, fueron usados para alimentar el subreflector en dos diferentes tiempos. Debido a la geometría utilizada para el offset, el haz principal del arreglo reflectivo fue diseñado para inclinarse a 30° desde la dirección de costado en el plano de elevación. Esto permitiría que ambas componentes, re-radiada y reflejada de los campos del arreglo reflectivo, viajar en la misma dirección, y así lograr una mejor eficiencia.

Los patrones de radiación medidos se observan en la figura 1.32 y 1.33, en donde se muestran excelentes niveles de lóbulos laterales y baja polarización cruzada. De forma particular, el patrón de la banda Ka muestra un buen nivel de polarización cruzada, por debajo de los -30 [dB] y de -25 [dB] para los lóbulos laterales. Vale la pena mencionar que los niveles de polarización cruzada del arreglo reflectivo (<-30 [dB]) es mejor que del arreglo de alimentación (<-25 [dB]). Esto es el resultado de usar la técnica de la rotación angular variable, en donde la componente de la polarización cruzada del alimentador es suprimida por la gran cantidad de los elementos del arreglo reflectivo aumentado por el fenómeno de la “rotación secuencial” [142,143]. De forma general la eficiencia de la antena en la banda X es del 50% mientras que en la banda Ka es del 48.2%. Una comparación entre el desempeño de ambas capas fue hecho, y mostró que la presencia de la capa que opera en la banda X tiene un impacto despreciable en la característica de radiación de la capa en la que opera la banda Ka. Sin embargo, la ganancia sufrió pérdidas de 1 [dB]. De igual forma la presencia de la banda Ka tuvo efectos despreciables sobre la característica de radiación y ganancia de la capa correspondiente a la banda X.

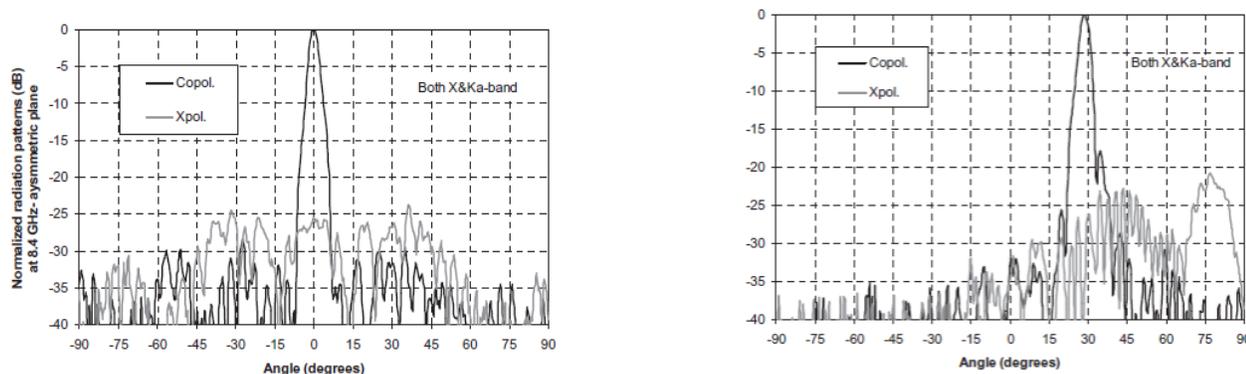


Figura. 1.32. Patrones medidos para los dos principales planos en la banda X para el offset de alimentación del arreglo dual Cassegrain [81].

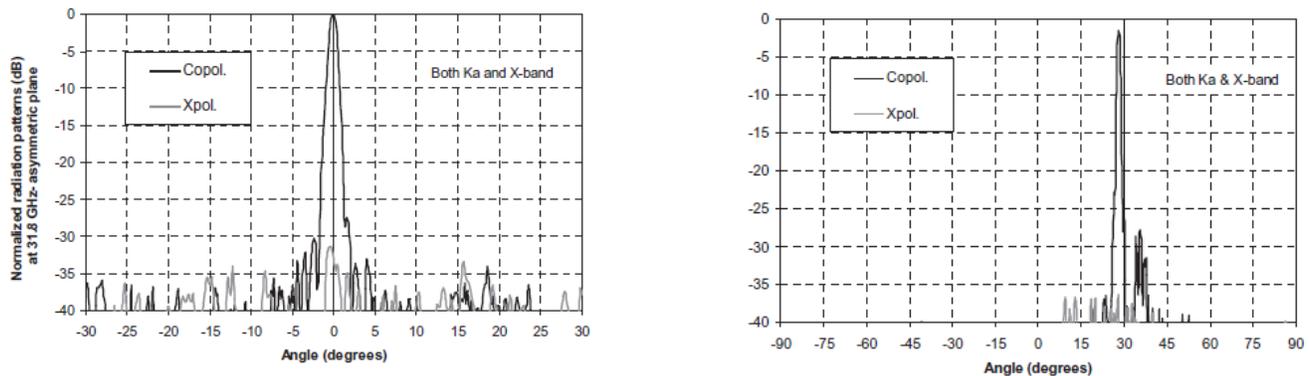


Figura. 1.33. Patrones medidos para los dos principales planos en la banda Ka para el offset de alimentación del arreglo dual Cassegrain [81].

1.3.3.5.3. Arreglos Multibanda con más de dos Frecuencias

Un grupo de tres dipolos de diferente longitud y linealmente polarizados se muestra en la figura 1.34. Todos estos dipolos son una celda unitaria de un arreglo reflectivo de espesor de 0.25 mm con una constante dieléctrica de 2.9. Un conjunto de dipolos tienen dimensiones de 0.495 mm x 0.051 mm, con una frecuencia de resonancia de 183 GHz, el segundo conjunto de dipolos tienen dimensiones de 1.041 mm x 0.102 mm y tienen una frecuencia de resonancia de 89 GHz, el último conjunto de dipolos tiene dimensiones de 1.55 mm x 0.178 mm y fueron diseñados para 60 GHz. El cálculo del RCS se muestra en la figura 1.34, en este claramente puede observarse tres resonancias diferentes para las frecuencias mencionadas. El pico correspondiente a la frecuencia de 183 GHz es más alto que los otros dos, esto es debido a que contiene los modos de orden mayor de las otras dos estructuras de dipolos.

Si otra capa delgada con elementos impresos es superpuesta, es posible lograr un arreglo reflectivo capaz de alcanzar cuatro o cinco bandas de frecuencias. Por ejemplo, la capa superior podría ser un arreglo dual de anillos cuadrados concéntricos diseñado para las frecuencias de 6.6 y 10 GHz, como se muestra en la figura 1.35.

Para esta estructura de dos capas, la capa superior de anillos cuadrados concéntricos, actúan como una superficie selectiva de frecuencia para la capa inferior, los dipolos de alta frecuencia, y permite que las señales de alta frecuencia pasen a través de ella, mientras que los dipolos de baja frecuencia actúan como una porción del plano de tierra para la capa superior. Como resultado general es posible generar un arreglo reflectivo de 5 bandas [81].

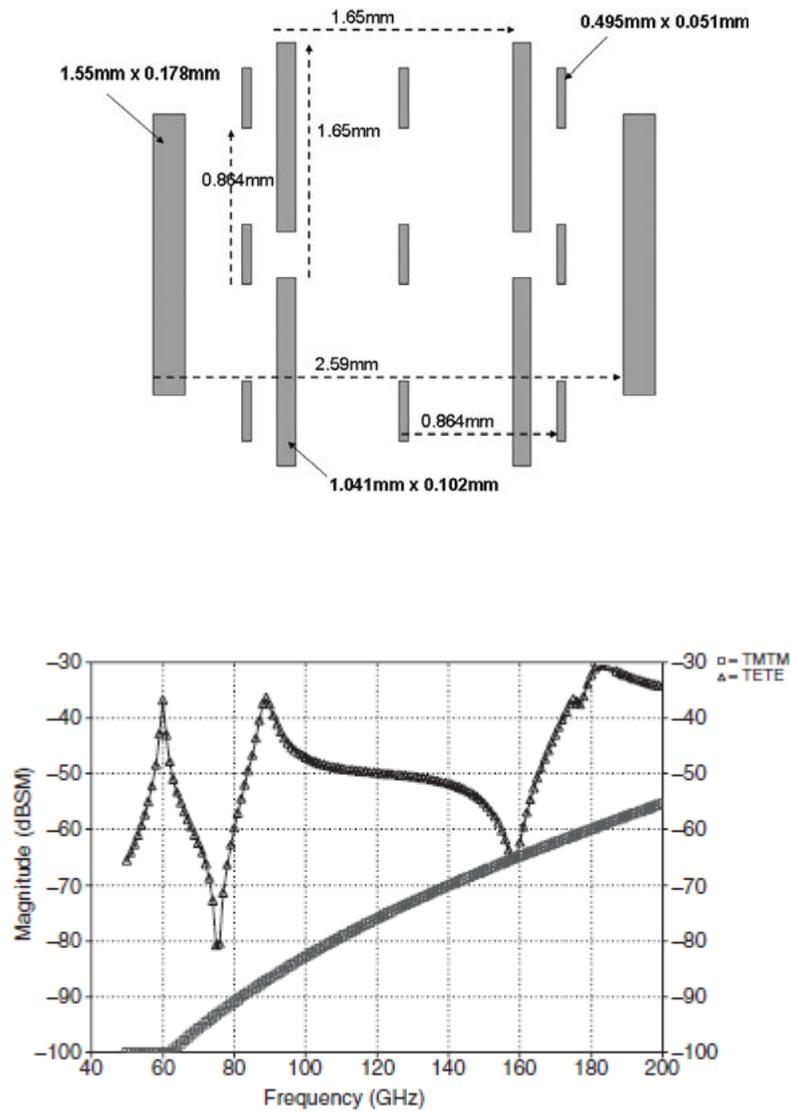


Figura 1.34. Conjunto de dipolos impresos para frecuencias de resonancia de 183 GHz, 89 GHz y 60GHz Y RCS [81].

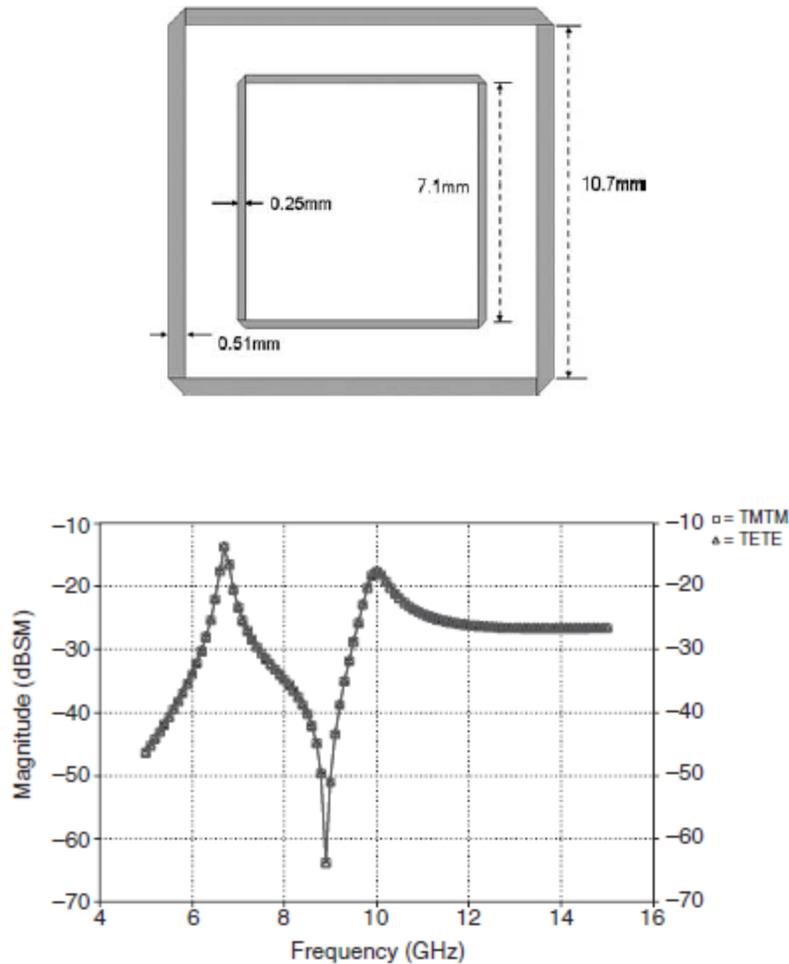


Figura 1.35. Capa superior de aros concéntricos para frecuencias de resonancia de 6.6 GHz y 10 GHz y RCS [81].

En la referencia [144] se presenta un RA de frecuencia dual para las bandas Ka/X, el elemento utilizado para este arreglo son aros cuadrados anidados para la parte superior, y aros cuadrados sencillos en la parte posterior. Para las referencias [145-146] los RA fueron diseñados para polarizaciones circulares, bandas duales (X/Ka) y doble capa, estos RA se basan en anillos microcinta multicapa. Para la referencia [148,149] un RA doble capa es propuesto, para este arreglo fueron utilizados parches microcinta apilados de diferentes tamaños. Para la referencia [148] se obtuvo una eficiencia de 0.62 y 0.70 para f_{max} de 30 GHz y una f_{min} de 20 GHz, respectivamente. En [150] otro RA de frecuencia dual basado en arreglos reflectivos simples en cascada, y respaldados por una SSF es presentado, el RA opera para las bandas de 8.4 GHz y 32 GHz. Para todos los RA antes mencionados la capa superior forma el haz

correspondiente a la frecuencia más alta mientras que la capa inferior para la frecuencia más baja. De acuerdo al principio de operación antes mencionado, la capa superior debe ser casi transparente respecto a la capa inferior, lo cual sugiere una relación de frecuencias considerable $R = f_{max}/f_{min}$, 1.5 y 1.6 para [148] y [149] correspondientemente. Continuando con los RA multifrecuencia, configuraciones de una sola capa fueron propuestas para simplificar el diseño de RA de frecuencia dual. Los elementos típicos de RA de banda dual hacen uso de dos reflectores de diferente tamaño para una misma celda, en las referencias [151,152] aros duales bisectados fueron utilizados como elementos, utilizando la técnica de la rotación variable [132]. En [151], el RA fue diseñado para una polarización circular izquierda (LHCP) para 20 GHz, y para una polarización circular derecha (RHCP) para 29.7 GHz para un ángulo de elevación de 30°. Las eficiencias de iluminación reportadas por estos fueron de 0.56 y 0.63 para 20 y 30 GHz respectivamente, con una relación de frecuencias R de 1.5. Para la referencia [152] el RA fue diseñado para los ángulos de desvío $\theta_{01} = 35^\circ$ y $\theta_{02} = 24^\circ$ para las frecuencias de operación 24.4 y 35.5 GHz respectivamente, para un $R = 1.45$. De igual forma, el anillo más grande fue utilizado para formar el haz correspondiente a la frecuencia más baja, mientras que el anillo de más pequeño se utilizó para formar el haz correspondiente a la frecuencia más alta. Para este caso una R grande (arriba de 1.4) es requerida para evitar un acoplamiento mutuo entre los aros bisectados.

En las referencias [154] y [155] se presentan otro grupo de RA para polarizaciones circulares. Los elementos de los RA se conforman de un aro bisectado con una cruz de Malta modificada en su interior. Este RA reportó eficiencias de apertura de 0.66 y 0.5 para las frecuencias de 20 y 30 GHz de forma respectiva. En la referencia [156] se presenta un RA de una sola capa de banda dual para las frecuencias de 8.2 y 13.2 GHz con eficiencias de apertura de 0.47 y 0.33 respectivamente. Este RA tiene una R considerable, 1.6, y fue diseñado para polarización lineal.

Las polarizaciones ortogonales son usadas en RA de frecuencia dual para evitar el acoplamiento mutuo entre reflectores para el mismo elemento cuando una R pequeña es necesaria. En [157] se presenta un RA de una sola capa fue presentado para polarización lineal. Este arreglo opera a las frecuencias de 12 y 14 GHz con los lóbulos principales dirigidos a los costados. Este RA asegura una eficiencia de radiación de 0.60 y un $R = 1.16$, una modificación hecha para este RA es presentada en [158]. Pese a estos logros, diversas aplicaciones requieren RA de frecuencia dual de una sola capa, con diferentes posiciones angulares de los haces, para una misma polarización para frecuencias cercanas. En la referencia [159] es utilizada la técnica de rotación variable para alcanzar las características mencionadas, sin embargo en la referencia [151] se mostró un severo acoplamiento mutuo entre aros dentro del elemento, lo cual complica el diseño de este tipo de RA, aun cuando se tenga una R alta (1.5).

1.3.4. Etiquetas para Identificación por Radio Frecuencia (RFID) sin chip

La identificación por radiofrecuencia (RFID) es una tecnología bien conocida cuyos orígenes datan de la Segunda Guerra Mundial con el sistema de radar de identificación de aeronaves amigos y enemigos (Friends and Foes IFF). Actualmente esta tecnología ha tenido un gran impulso y aceptación debido a la gran demanda de esta por emporios comerciales como Wal-Mart, que en 2005 exigió a sus proveedores el uso de etiquetas RFID en sus productos. A pesar de esto, soluciones como el código de barras que suelen ser menos eficientes en ciertos casos, llegan a ser preferidas sobre RFID, debiéndose principalmente a sus bajos costos de implementación. Buscando hacer más competitiva esta tecnología se han investigado nuevas alternativas como la tecnología de RFID sin chip o circuito integrado (IC), la cual brinda un nuevo comienzo en el campo de RF, donde el costo de adquisición de información con esta tecnología pudiera llegar a ser comparable al de tecnologías como el código de barras.

La creciente necesidad de adquisición e identificación de grandes volúmenes de datos de manera semiautomática y exentas de error, han hecho a la tecnologías de código de barras y de identificación por radiofrecuencia las alternativas preferidas dentro de la gama de soluciones. La capacidad de lectura y el costo de fabricación han sido las principales limitantes de estas tecnologías, esto ha llevado a los investigadores a buscar posibles remedios a estos obstáculos. Buscando superar estas dificultades, nuevos diseños de etiquetas para RFID se han propuesto, teniendo como principal característica la ausencia de circuito integrado (IC), y codificando su información por medio de perturbaciones en el campo electromagnético en frecuencias específicas.

1.3.4.1. Etiquetas con chip y etiquetas sin chip

Los sistemas de RFID para etiquetas sin chip difieren de los sistemas para etiquetas con chip en muchas formas. Estas diferencias representan un nuevo desafío en el diseño de antenas para estas nuevas etiquetas. El primer reto está relacionado con la potencia transmitida, las etiquetas sin chip requieren de un amplio ancho de banda operacional, estas operan la banda UWB (3.1-10.6 GHz y 22-26.5 GHz), el rango de la banda UWB depende de las regulaciones impuestas por las diferentes regiones o países. Por ejemplo, la potencia isotrópica máxima radiada (PIRE) para el rango de frecuencias 2.4-2.48 GHz es de 10 [mW] y para el rango de 5.725-5.875 GHz es de 25 [mW] [160]. Entonces considerando las limitaciones anteriores, la potencia transmitida está limitada a 10 [mW] o su equivalente en dBm a 10 [dBm] [161] comparado contra los 3-4 [Watts] de un sistema convencional de RFID. Esta limitante en potencia reduce drásticamente la distancia de lectura, de metros a centímetros, esto quiere decir que la señal interrogante para una etiqueta sin chip sea tan baja, que al ser reflejada por la etiqueta, contenga mucha interferencia y ruido del ambiente [162]. Debido a esto el

parámetro de RCS juega un papel fundamental en el diseño de etiquetas sin chip de RFID así como las antenas utilizadas en las etiquetas y en los sistemas. El siguiente desafío está relacionado con la capacidad de datos almacenados. El orden de la capacidad de información para una etiqueta con chip es de Kbits, mientras que para las etiquetas sin chip es del orden de bits. Buscando solucionar los desafíos antes mencionados diversos tipos de etiquetas sin chip han sido propuestos así como técnicas para la codificación de la información, en este trabajo se mencionan algunas de estas.

1.3.4.2 Tipos de etiquetas sin chip

Las etiquetas sin chip para RFID pueden ser agrupadas en dos tipos de acuerdo a la antena utilizada por estas, y divididas a su vez en tres categorías, figura 1.36.

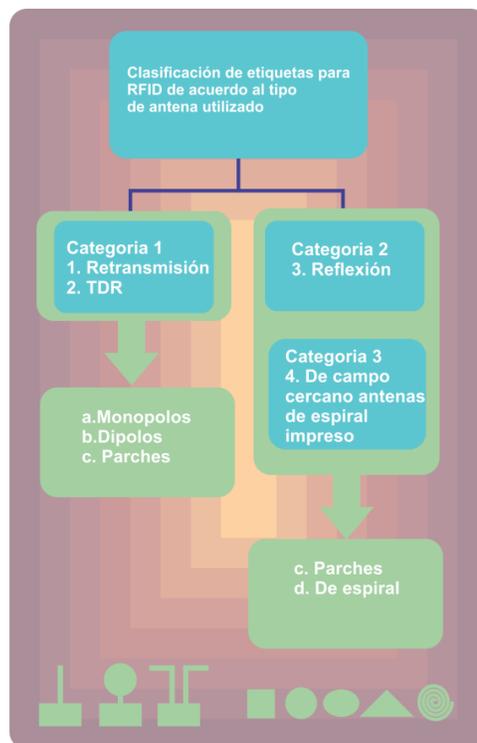


Figura. 1.36. Categorías de etiquetas para RFID sin chip basadas en su antena.

Para la primera categoría de etiquetas, las antenas transmisoras y receptoras contenidas en la etiqueta, así como los elementos para la codificación de la información, son diseñados por separado. Para esta categoría las antenas deben de poseer un amplio ancho de banda (UWB), y deben de tener un patrón de radiación omnidireccional, por lo que son usados comúnmente monopolos de disco cargado para la transmisión y recepción. Este tipo de etiquetas decodifican la información por medio de reflectometría en el dominio del tiempo (TDR por sus siglas en

inglés), y su firma espectral usando las pérdidas por inserción. Estas etiquetas utilizan cargas capacitivas colocadas en diferentes puntos de una línea microcinta, estas producen un retraso en el pulso de la señal retransmitida que al compararse con la señal original y las pérdidas por inserción, arrojan un número binario por medio de perturbaciones en el tiempo y cambios en frecuencia (FSC por sus siglas en inglés), figura 1.37. En las referencias [163-169] encontramos varias de estas etiquetas con diferentes diseños de capacitores, así como los diferentes diseños de antenas utilizadas para estos. Sin embargo, la mayoría de estos diseños presentan la desventaja de tener una baja densidad de datos y rangos de lectura del orden de cm. La densidad de datos es una medida comúnmente utilizada para medir la capacidad de codificación para una etiqueta de RFID sin chip, cuyas unidades son bits por unidad de área. Para las etiquetas que emplean resonadores espirales, las cuales se consideran etiquetas de retransmisión, su densidad de datos es de 0.61 b/cm^2 para la etiqueta con mayor número de bits [163], y de 0.17 b/cm^2 [165], para las líneas de retraso que se consideran etiquetas de TDR. Para esta categoría, las etiquetas tienen el inconveniente de utilizar amplias áreas para la codificación de la información, además de ser sensibles a la polarización y ángulo de incidencia.

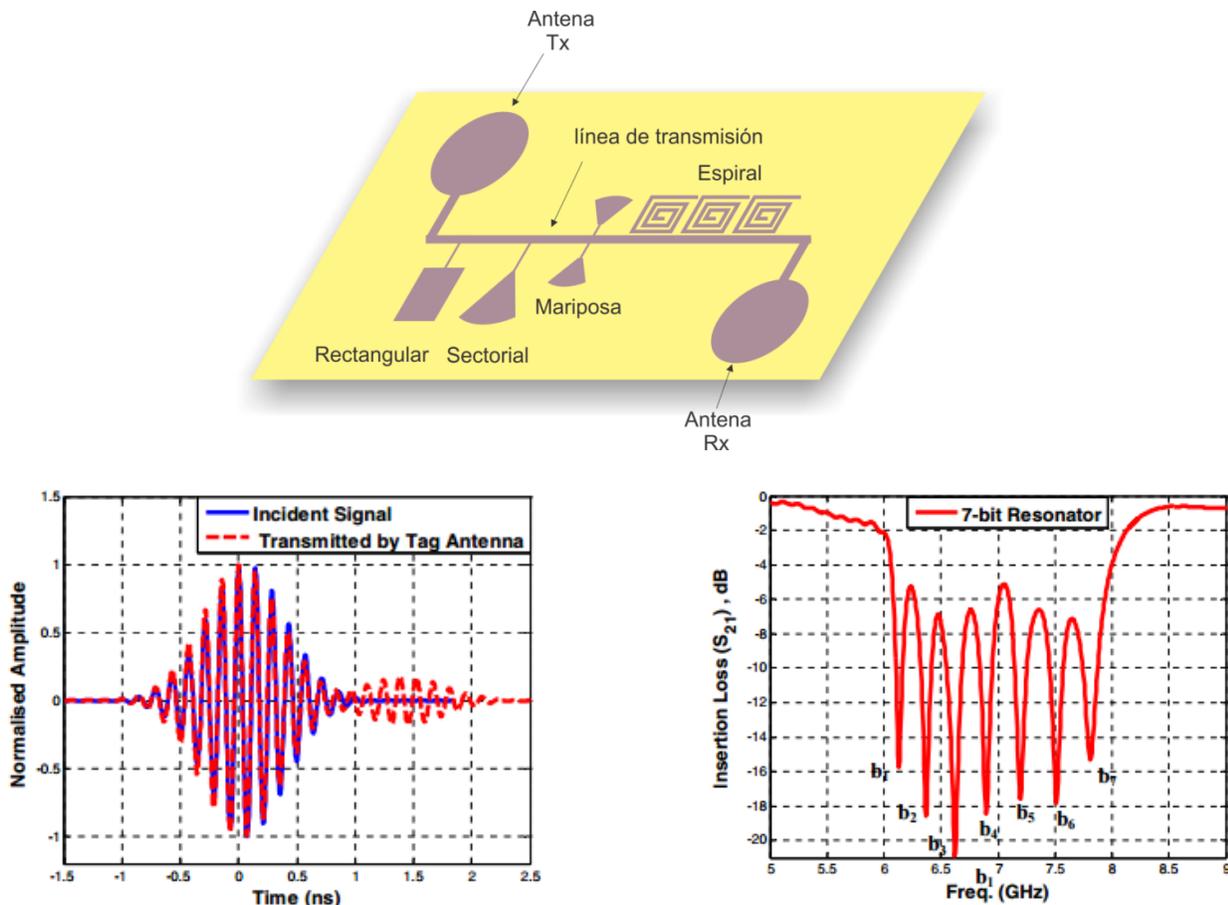


Figura 1.37. Antenas y capacitores utilizados comúnmente en etiquetas para la categoría 1, TDR y firma espectral para codificación de la información en categoría 1.

Para la segunda categoría, la antena por sí misma es el elemento resonante, radiador y reflector que codifica la información, para esto el elemento debe poseer un alto factor de calidad, lo cual significa que tiene un ancho de banda estrecho. Esto quiere decir, que la antena para este caso actúa como un elemento reflectivo resonante con alto factor de calidad, en la figura 1.38 se observa el principio de operación para estas etiquetas. Una señal interrogante con múltiples componentes en frecuencia incide sobre la etiqueta, esta refleja una señal modificada que al compararse con la señal original muestra un menor número de componentes en frecuencia, las componentes faltantes se consideran como cero o bajo y las componentes restantes como uno o alto.

En esta categoría, tres parámetros son usualmente considerados para el diseño de las etiquetas: RCS, factor de calidad y las frecuencias de resonancia para los elementos. De forma general, la RCS de un objetivo es función del ángulo de incidencia, de la polarización de la onda incidente, de su forma geométrica, propiedades eléctricas, y de su frecuencia de operación. Debido a las limitantes de potencia que existe en algunas bandas, muchos de los diseños de etiquetas para RFID sin chip, hacen uso de SSF para incrementar su RCS, esto con el fin de alcanzar mayores rangos de lectura. En las referencias [170-175] se presentan etiquetas para RFID sin chip de tipo reflectivo, en la figura 1.39 se presentan los elementos utilizados por las etiquetas además de sus densidades de datos y rangos de lectura.

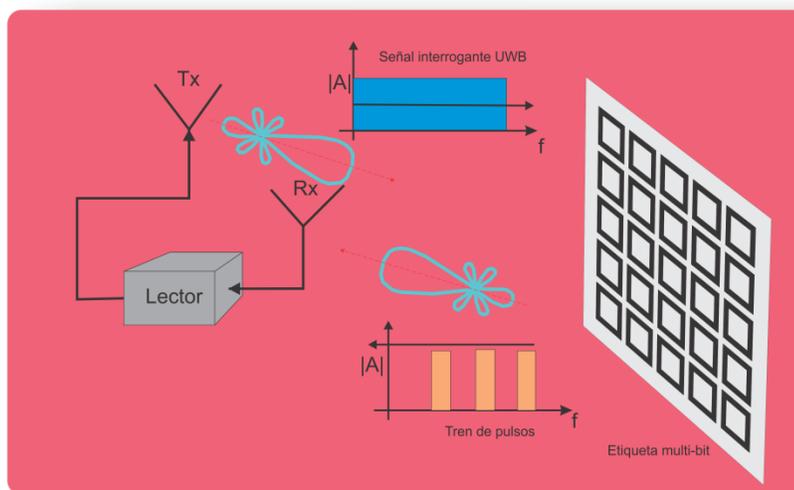


Figura 1.38. Principio de operación de etiqueta reflectiva

Al ser comparadas ambas categorías, es posible observar que las etiquetas de tipo reflectivo presentan una mayor densidad de datos hasta el momento, además que algunas de estas presentan insensibilidad a la polarización y un rango mayor respecto al ángulo de incidencia. Pese a esto, hasta el momento ninguna de las etiquetas ha alcanzado el éxito comercial, esto debido principalmente a su baja

capacidad de codificación, y de la inexistencia de sistemas capaces de leer múltiples etiquetas de manera simultánea en ambientes no anecoicos.

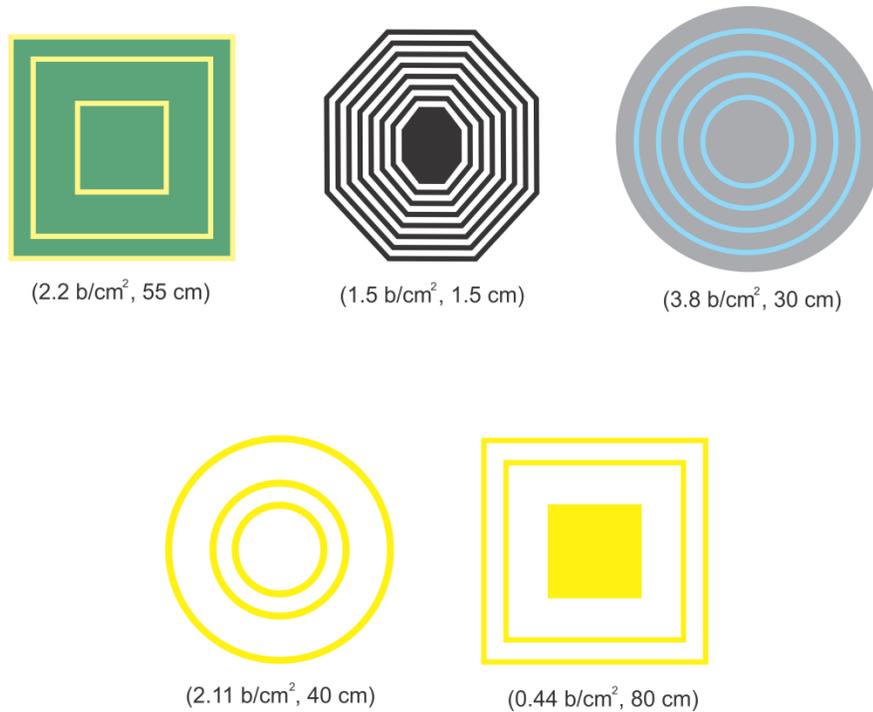


Figura 1.39. Elementos de etiquetas de tipo reflectivo

1.3.4.3 Área efectiva de reflexión para etiquetas para Identificación por Radio Frecuencia sin chip.

El área efectiva de reflexión (RCS por sus siglas en inglés), es la medida de la habilidad de un objetivo de reflejar una señal de radio en una dirección bien definida. El RCS se puede definir como la relación de la potencia reflejada por unidad de ángulo sólido, estereorradián, en la dirección del receptor desde el objetivo por la densidad de potencia que es interceptada por el mismo. En palabras más simples, el RCS representa la densidad de potencia interceptada por el objetivo. Para este trabajo el objetivo es una etiqueta de RFID sin chip. Por definición el RCS de un objetivo puede ser visto como la comparación de la fuerza de la señal reflejada por el objetivo con la señal reflejada por una esfera con sección transversal de $1 m^2$, donde el RCS de una esfera es igual a $\pi r^2 (m^2)$ [162], donde r es el radio de la esfera, figura 1.40. El RCS (σ) de un objetivo se puede visualizar como el producto de tres factores:

$$\sigma = A \times |\Gamma|^2 \times D \tag{1}$$

Donde A es el área proyectada por la sección transversal del objetivo por unidad de área, $|\Gamma|^2$ es el coeficiente de reflexión de potencia y D = directividad.

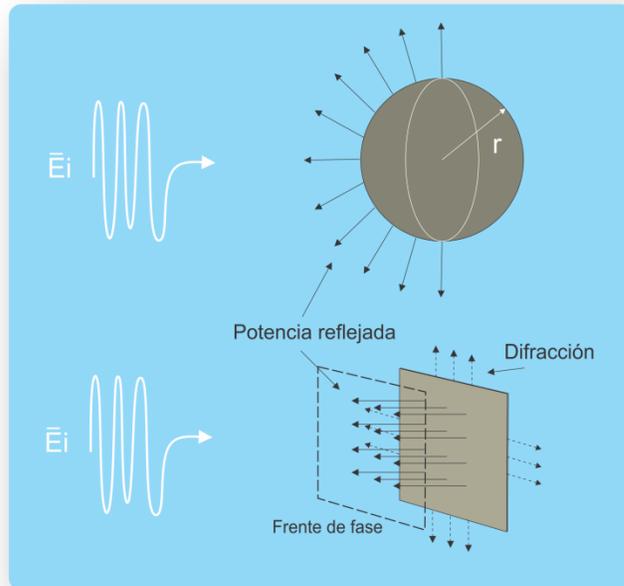


Figura 1.40. Comparación de intensidad de una señal reflejada por una esfera y por un objetivo.

En la figura 1.40 se muestra una esfera de radio r que dispersa de forma isotrópica en todas sus direcciones una onda de potencia P_t , la esfera refleja una densidad de potencia P_{r_esfera} en W/m^2 , de esta forma el RCS para la esfera se define como:

$$\sigma_{esfera} = \frac{P_{r_esfera} \text{ (watts)}}{P_{r_esfera} \text{ (watts)} / A_{esfera} \text{ (m}^2\text{)}} \quad (2)$$

Aplicando la ecuación (2) para el cálculo del RCS de una etiqueta sin chip de tipo reflectiva se tiene:

$$\sigma_{etiqueta} = \frac{P_{r_etiqueta} \text{ (watts)}}{P_{r_esfera} \text{ (watts)} / 4\pi^2 \text{ (m}^2\text{)}} = \frac{4\pi^2 P_{r_etiqueta}}{P_{r_esfera}} \text{ (m}^2\text{)} \quad (3)$$

De acuerdo a las referencias [176-181], el RCS de una etiqueta con chip queda definida como:

$$\sigma_{etiqueta} = \frac{\lambda^2 R_a G_{etiqueta}^2}{\pi |Z_a + Z_c|} \quad (4)$$

Donde λ es la longitud de onda de la frecuencia de operación, R_a es la parte real de la impedancia de entrada de la antena Z_a , Z_c es la impedancia de la etiqueta con chip y $G_{etiqueta}$ es la ganancia de la antena de la etiqueta.

Para una etiqueta cuyo chip fue eliminado, la antena esta acoplada a una línea de transmisión de impedancia de 50Ω , por lo tanto $Z_c = 50 \Omega$, así asumiendo que Z_a es real para la frecuencia de resonancia, la ecuación (4) puede ser reducida a:

$$\sigma_{etiqueta_sin\ chip} = \frac{\lambda^2 R_a G_{e_sin\ chip}^2}{\pi |2Z_a|} = \frac{\lambda^2 G_{e_sin\ chip}^2}{\pi} \quad (5)$$

La ecuación anterior puede ser empleada para la obtención del RCS de las etiquetas sin chip en la categoría 1. De acuerdo a [182] el máximo rango de lectura de la etiqueta con chip queda definida como:

$$R_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{in} PLF G_{lector} G_{etiqueta_normalizada}}{P_{i,min}}} \quad (6)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada de la etiqueta, PLF es el factor de polarización entre la etiqueta y las antenas del lector y $P_{i,min}$ es la sensibilidad mínima del chip de la etiqueta. La ganancia normalizada de la etiqueta se puede definir como la de un dipolo de media longitud de onda [162], el cual usualmente está dentro del rango de -8 a -20 dB dependiendo del chip utilizado [179]. Para los sistemas de RFID sin chip, el rango de lectura depende mayormente del lector:

$$R_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{in} PLF G_{lector} G_{etiqueta_normalizada}}{P_{lector,min}}} \quad (7)$$

De acuerdo con la ecuación de radar [182] la relación de la potencia transmitida y recibida por el objetivo con un RCS σ es definida como:

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \frac{G_{ot} G_{or}}{4\pi} \left[\frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right]^2 \quad (8)$$

Donde P_r es la potencia recibida debida al objetivo; P_t es la potencia transmitida por la antena transmisora, σ es el RCS de la etiqueta sin chip; R_1 es la distancia del objetivo a la antena transmisora; R_2 la distancia del objetivo a la antena receptora; G_{ot} la ganancia de la antena transmisora y G_{or} la ganancia de la antena receptora. Para un lector de etiquetas sin chip, la misma antena puede ser utilizada para el caso monostático o también el uso de dos antenas de igual ganancia pueden ser colocadas para el caso biestático, así la ecuación del radar se reduce a:

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \frac{G_o^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (9)$$

Donde $G_o = G_{ot} = G_{or}$ y $R = R_1 = R_2$.

Si el objetivo escaneado es una antena, de acuerdo a la teoría del radar, existen algunas ecuaciones de diseño requeridas adicionalmente respecto al RCS de la antena. Para una etiqueta de RFID sin chip hay dos tipos de RCS: el modo estructural RCS, resultado del área de reflexión total de la antena y de la estructura física de la etiqueta y el modo resonante o el modo antena RCS de la etiqueta. Este modo es función de las características de diseño, y puede ser controlado diseñando una antena eficiente usando los principios de diseño de estas, investigación de estos dos parámetros puede ser encontrada en [3]. En el caso de las etiquetas de tipo transmisoras y que se necesite medir la ganancia de la antena de la etiqueta entonces la ecuación de radar se sustituye por la ecuación de Friss.

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R^2} \right)^2 \quad (10)$$

1.4. Conclusiones

Las estructuras periódicas reflectivas o también conocidas como SSF, son arreglos periódicos bidimensionales de parches conductores o ranuras en un sustrato dieléctrico sobre una pantalla metálica, donde la topología y el tamaño de sus elementos así como la periodicidad, determinan su respuesta en frecuencia. La respuesta en frecuencia para estas estructuras es principalmente un filtro supresor de banda o un filtro paso banda.

Estas estructuras cuentan con la característica de ser versátiles, esta característica ha permitido que las SSF sean empleadas en una amplia gama de aplicaciones: radomos, subreflectores dicrónicos, antenas multifrecuencia, RA, RA multifrecuencia y etiquetas para Identificación por Radio Frecuencia sin chip por mencionar algunas. Este trabajo se ha centrado en la aplicación de estas estructuras para generar RA multifrecuencia y etiquetas para RFID sin chip.

Con el desarrollo de las técnicas de fotolitografía y el auge de las antenas microcinta, fue posible desarrollar RA basados en tecnología planar a bajos costos y en breves periodos de tiempo. El uso de tecnología planar permitió además, la adición de elementos discretos para el control de fase, eliminando además problemas derivados de complejas redes de alimentación.

Los arreglos reflectivos (RA) surgen como una alternativa a los reflectores parabólicos. La aplicación de técnicas como anidamiento de elementos para frecuencias ampliamente



separadas, o de arreglos en cascada, ha permitido la generación de RA multifrecuencia. Del estudio hecho de éstas, se encontró que hasta el momento los RA multifrecuencia operan en frecuencias ampliamente separadas, haciendo uso de polarizaciones de sentido opuesto, con el fin de evitar el acoplamiento mutuo entre elementos, y altos niveles de polarización cruzada, teniendo por consecuencia una relación de frecuencias elevada $R \geq 1.5$, y la imposibilidad de operar de forma simultánea en ambas frecuencias.

La creciente necesidad de adquisición e identificación de grandes volúmenes de datos de manera semiautomática y exentas de error, han hecho a la tecnología de identificación por radiofrecuencia una de las alternativas preferidas dentro de la gama de soluciones. Pese a esto, su implementación de forma masiva se ha visto impedida principalmente por los costos de fabricación de las etiquetas para RFID, esto debido al circuito integrado utilizado. Una posible solución a esta adversidad han sido las etiquetas para RFID sin chip, estas pueden ser agrupadas principalmente en tres categorías, categoría 1 (retransmisión y TDR), categoría 2 (reflectivas) y categoría 3 (de campo cercano), siendo la categoría número dos la que ofrece mejores características de tamaño (área), para la codificación de datos y rangos de lectura hasta el momento.

Por todas las características presentadas de las SSF, así como sus aplicaciones antes mencionadas, resulta muy atractiva la posibilidad de diseñar y generar arreglos reflectivos multifrecuencia así como etiquetas para RFID sin chip. Del análisis de los elementos más utilizados por las SSF, tabla 1.1, se puede observar que los aros cuadrados y los anillos presentaron las mejores características en el diseño de SSF. Debido a la fácil integración de cargas concentradas en su geometría para la cuantificación de la fase de la señal reflejada, se eligió a los anillos como la geometría de los elementos para desarrollar un RA multifrecuencia de banda dual y una etiqueta para RFID sin chip, aplicando el principio espirafase. El RA multifrecuencia propuesto, deberá de tener las características de:

- Operar simultáneamente en ambas bandas
- Hacer uso de una sola polarización y sentido
- Tener una relación de frecuencias menor a 1.16
- Niveles de polarización cruzada de -20 [dB]

Para la etiqueta de RFID sin chip se busca que tenga las características de:

- Insensibilidad al ángulo de incidencia de la señal interrogante
- Inmunidad ante el ruido electromagnético causado por el fenómeno de reflexión
- Aumentar el orden del rango de lectura
- Codificar la información por medio de la fase de la señal reflejada



La geometría elegida en la SSF para fabricar el RF y la etiqueta, fue la de anillo ranurado, esto debido a sus características enlistadas en la tabla 1.1, y a la facilidad de integración de cargas concentradas como inductores y capacitores en su geometría.

Bibliografía

- [1] G. Marconi and C.S. Franklin, "Reflector for use in wireless telegraphy and telephony," U.S. Patent, 1,301,473 1919.
- [2] B. Munk, "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design," Wiley-Interscience, New York, 1999.
- [3] F. Bayatpur, 2009, "Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces, PhD dissertation," The University of Michigan.
- [4] Wu, T. K., "Frequency Selective Surface and Grid Array", Wiley-Interscience, New York, 1995.
- [5] Vardaxoglou, J. C., Frequency Selective Surfaces: Analysis and Design, Wiley-Interscience, New York, 1997.
- [6] J.I. Martínez-López, 2005, "Análisis Electrodinámico de Arreglos de Fase Reflectivo basado en aperturas Anulares", Universidad Nacional Autónoma de México.
- [7] W.Gruener, J.P. Toerning, P.J. Fielding, "Active-Electronically-Scanned-Array Based Radar System Features," IEE 1997 International Radar Conference, Edinburgh, Scotland, Octubre 14-16, 1997, pp. 339-343.
- [8] R. Mittra, C. Chan, and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces- a review," IEEE Proc., 76(23), 1593-1615, 1988.
- [9] P. D. Potter, "Improved dichroic reflector design for the 64-m antenna S- and X-band feed systems," JPL Tech. Rep. 32-1562, Feb., 1974.
- [10] C. C. Chen, "Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 21, issue 1, pp. 1-6, Jan. 1973.
- [11] R. H. Ott et al., "Scattering by a two-dimensional periodic array of narrow plates," Radio Sci. 2(11), 1347-1359, 1967.
- [12] C. C. Chen, "Scattering by a two-dimensional periodic array of conducting plates," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-18(5), 660-665, 1967.
- [13] J. P. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of conductors on a dielectric sheet," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-23(1), 70-75, 1975.
- [14] S. W. Schneider, B. A. Munk, "The scattering properties of super dense arrays of dipoles," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-42(2), 463-472, 1994.
- [15] E. L. Pelton, B. A. Munk, "Scattering from periodic arrays of crossed dipoles," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-27(3), 323-330, 1979.



- [16] S. M. Hamdy, P. A. Parker, "Influence of lattice geometry on transmission of electromagnetic waves through arrays of crossed dipoles," IEE Proc., Part H: Microwave, Opt. Antennas 129(1), 7-10, 1982.
- [17] C. H. Tsao, R. Mittra, "Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-32(5), 478-486, 1984.
- [18] R. J. Lagley, A. J. Drinkwater, "Improved empirical model for the Jerusalem cross," IEE Proc., Part H: Microwaves, Opt. Antennas 129(1), 1-6, 1982.
- [19] E. L. Pelton, B. A. Munk, "A streamlined metallic radome," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-22(6), 799-803 1974.
- [20] G. H Schennum, "Frequency selective surfaces for multiple frequency antennas," Microwave J., vol. 16(5), pp. 55-57, May 1973.
- [21] V. D. Agrawal, W. A. Imbriale, "Design of a dichroic Cassegrah subreflector," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-27, no. 4, pp. 466-473, July 1979.
- [22] I. Anderson, "On the theory of self-resonant grids," Bell Syst. Tech. J. 54(10), 1725- 1731, 1975.
- [23] B. A. Munk, "Periodic surface for large scan angle," U.S. Patent 3,789,404, 1974.
- [24] E. A. Parker, S. M. A. Handy, "Rings as elements for FSS," Electron. Lett., 17(17), August, pp. 612-614, 1981.
- [25] E. Parker, S. Hamdy, R. Langley, "Arrays of concentric rings as frequency selective surfaces," Electron. Lett. 17(23), 880, 1981.
- [26] J. Huang, T. K. Wu, S. W. Lee, "Tri-band FSS with circular ring elements," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-42(2), 166-175, 1994.
- [27] T. K. Wu, S. W. Lee, "Multi-band FSS with multi-ring patch elements," IEEE Trans. Antennas Propag., AP-42(11), 1484-1490, 1994.
- [28] R. J. Langley, E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," Electron. Lett., 18(7), 294-296, 1982.
- [29] R. J. Langley, E. A. Parker, "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," Electron. Lett., 19(17), 675, 1983.
- [30] C. K. Lee, R. Langley, "Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angle of incidence," IEE Proc., Part H: Microwaves, Antennas Propag., 132(6), 395-398, 1985.
- [31] T. K. Wu, "Single screen triband FSS with double-square-loop elements," Microwave Opt. Tech Lett., 5(2), 56-59, 1992.
- [32] R-Q. Sun, J. Xie, Y-W. Zhang, "Simulation Research of Band-pass Frequency Selective Surfaces (FSS) Radome," PIERS, China, pp. 8-11, August 2016.



- [33] G. Albarel, J.S. Tanner, M. Uhlmann, "The Trinational AMSAR Programmer: CAR Active Antenna Architecture," IEE 1997 International Radar Conference, Edinburgh, Scotland, Octubre 14-16, pp.344-347, 1997.
- [34] H. Chen, L. Huang, M. Tong, "Frequency Selective Surface in Milimeter-wave Automotive Radome applications," PIERS, China, August 2016.
- [36] Kristensson, G., M. Akerberg, and S. Poulsen, "Scattering from a frequency selective surface supported by a bianisotropic substrate," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 35, 83–114, 2002.
- [37] Haisty, B. S., *Affordable Stealth*, Lockheed Martin, 2000.
- [38] Zhang, J.-C., Y.-Z. Yin, and J.-P. Ma, "Design of narrow band-pass frequency selective surfaces for millimeter wave applications," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 96, 287–298, 2009.
- [39] Su, J., X.-W. Xu, M. He, and K. Zhang, "Integral-equation analysis of frequency selective surfaces using EWALD transformation and lattice symmetry," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 121, 249–269, 2011.
- [40] Wang, D. S., et al., "A low-profile frequency selective surface with controllable triband characteristics," IEEE Trans. Antennas Wireless Propagat. Lett., Vol. 12, 468–471, 2013.
- [41] Xia, B. G., J. Meng, D. H. Zhang, and J. S. Zhang, "PMM-GA method to synthesize quasioptical frequency selective surface on SiO₂ substrate," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 139, 599–610, 2013.
- [42] Chen, K. J., et al., "A study of FSS in terahertz range for polarization modulation purpose," IEEE Photo. Tech. Lett., Vol. 25, 1613–1615, 2013.
- [43] Costa, F.; Monorchio, A., "Absorptive frequency selective radome," General Assembly and Scientific Symposium, 2011 URSI, pp.1-4, 13-20 Aug. 2011.
- [44] Costa, F.; Monorchio, A., "A Frequency Selective Radome With Wideband Absorbing Properties," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.60, No.6, June 2012.
- [45] Quan W., Chao W., XiaoFa Z. WeiWei W., NaiChang Y., "A HIS-FSS radome with both wide pass band absorbing band", 2014 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), pp. 297-300, 2014.
- [46] Fitzek, F., Z. AbouChahine, R. H. Rasshofer, and E. M. Biebl, "Automotive radome designfishnet structure for 79 GHz," Microwave Conference, 2010 German, 146–149, Berlin, Germany, March 15–17, 2010.
- [47] Fitzek, F., R. H. Rasshofer, and E. M. Biebl, "Broadband matching of high-permittivity coatings with frequency selective surfaces," Microwave Conference, 2010 German, 1-4, Darmstadt, Germany, March 14–16, 2011.
- [48] D. J. Kozakoff, "Analysis of Radome-Enclosed Antennas," Norwood,MA: Artech House, 1997.
- [49] J.D.Lynch, "Introduction to RF Stealth. Raleigh," NC: SciTech Publishing, 2004.



- [50] D. Richardson, "Stealth Warplanes. London, U.K," Salamander Books, 2001.
- [51] Munk, B. A., "Finite Antenna Arrays and FSS," Wiley-Interscience, New York, 2003
- [52] Al-Joumayly, M. and Behdad, N., "A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.57, no.2, pp. 452–459, 2009
- [53] Edalati, A.; Denidni, T.A., "Frequency Selective Surfaces for Beam-Switching Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.61, no.1, pp.195-200, Jan. 2013.
- [54] Doumanis, E.; Goussetis, G.; Papageorgiou, G.; Fusco, V.; Cahill, R.; Linton, D., "Design of Engineered Reflectors for Radar Cross Section Modification," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.61, no.1, pp.232-239, Jan. 2013.
- [55] C.Tienda, P. Otero, M.P. Garcia, "Desgin of a Dichroic Subreflector for an Antenna Operating at S and X Bands," Antennas and Propagation, EuCAP 2007.
- [56] R.A. Stonier, "Development of a low expansion, composite antenna subreflector with a frequency selective surface," in 9th National SAMPE Technical Conf., Atlanta, GA, vol. 9, Oct. 1977.
- [57] A.G. Brejcha, C.A. Smith, "Telemetry antenna for deep space probes," inInt. Telemetry Conf., Los Angeles, Oct. 1977.
- [58] A. Adamou, E. Pagana, A. Saitto, F. Vataloro, "Antennas in the 20/30 GHz band for the ground segment of the ITALSAT system," in GLOBECOM'88, IEEE Global Telecommun. Conf. and exhibition – Communications for the Information Age. Conf. Rec., 1988, pp.1779-1783, vol.3.
- [59] S. Lee, M Zimmerman, G. Fujikawa, R. Sharp, "Designs for ATDRSS tri-band reflector antenna," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp., 1991. AP-S. Digest, 1991, pp. 666-669 vol. 2.
- [60] T. Wu, S. Lee, "Evaluation of multi-band reflector antennas with frequency selective subreflectors," IEEE Antennas Propagat Soc. Int. Symp., 1991. AP-S. Digest, 1993, pp. 262-265, vol.1.
- [61] J.M. Rigelsford, S.M. Benito, A. Vallecchi, "A Tri-band Inductive Frequency Selective Surface Sub-Reflector for Satellite Communications Systems," EuCAPA 2014, pp. 898-900.
- [62] V.D. Agrawal, W. A. Imbriale, "Design of a Dichroic Cassegrain Subreflector," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-27, No. 4, July 1979.
- [63] M.G. Floreani, R.E. Zich, G. Aulisio, P. Besso, A. Sommu, "Design and experimental validation of a new FSS conformal subreflector structure for Cassegrain systems," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Vol. 2, pp. 304-307, 2001.
- [64] S. Agahi, R. Mittra, "Design of a cascaded frequency selective surface as a dichroic subreflector," Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.88-91, 1990.
- [65] Y. –H Suh, K. Chang, "A new millimeter-wave printed dipole pahsed array antenna using microstrip-fed coplanar stripline tee junctions," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, No. 8, pp.2019-2026, Aug. 2004.



- [66] L.A. Greda, A. Preher, "Tx-terminal phased array for satellite communication at Ka-band," European Microwave Conference, Munich, pp. 266-269, Oct. 2007.
- [67] K. Araki, A. Tanaka, E. Matsumura, "Wide scanning phased array antenna design in Ka band," IEE Proceedings Microwave, Antennas and Propagation, Vol. 150, pp. 379-384, Oct.2003.
- [68] W. -G. Yeo, N.K. Nahar, K. Sertel, "Phased array antenna with integrated MEMS phased shifters for Ka-band SATCOM," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp. 105-106, Orlando Florida, Jul. 2013.
- [69] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, S. Bolioli, L.L. Coq, "Ka-band phased array antenna for high-data-rate SATCOM," IEEE antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.11, pp. 256-259, 2012.
- [70] D.-W kang, J.-G Kim, B.-W. Min, G. M. Rebeiz, "Single and four-element Ka-band transmit/receive phased array silicon RFICs with 5-bit amplitude and phase control," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 57, no. 12, pp. 3534-3543, Dec. 2009.
- [71] N. Amitay, V. Galindo, C.P Wu, Theory and Analysis of Phased Array Antennas, Wiley-Interscience, 1972.
- [72] A.E. Martynyuk, Y. Sidoruk, "Low-loss phase shifters for Ka band phased array," Proceedings IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, Dana Point, California, pp.53-56, May 2000.
- [73] V. Sokolov, J.J. Geddes, A. Contolatis, P.E. Bauhahn, C. Chao, "A Ka-band GaAs monolithic phase shifter," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, no. 12, pp.1077-1083, Dec. 1983.
- [74] K. Maruhashi, H.Mizutani, K. Ohata, "Design and performance of a Ka-band monolithic phase shifter utilizing nonresonant FET switches," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol.48, No.8, pp. 1313-1317, Aug. 2000.
- [75] C. Ai-xin, L.Ying, "Design of low-loss distributed MEMS phase shifter," IEEE 3rd International Symposium on Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, pp. 623-626, Oct. 2009, Beijing.
- [76] R. Malmqvist, C. Samuelsson, B. Carlegrim, P. Rantakari, T. Vähä-Heikkilä, A. Rydberg, J. Varis, "Ka-band RF MEMS phase shifters for energy starved millimeter-wave radar sensor," International Semiconductor Conference (CAS), pp. 261-264, Oct. 2010, Sinaia.
- [77] B. Bélenger, B. Espana, S. Courrèges, P. Blondy, O. Vendier, D. Langrez, J.-L Cazaux, "A High-power Ka-band RF-MEMS 2-bit phase shifter on sapphire substrate," Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference EuMIC, Manchester, pp.164-167, Oct. 2011.
- [78] S. Y. Kazakov, V. P. Yakolev, S. V. Shchelkunov, A.D. Kanareikin, E.A. Nenasheva, J.L. Hirshfield, "First measurement of RF properties of large ferroelectric rings for RF switches and phase shifters," IEEE Particle Accelerator Conference (PAC), Albuquerque, pp. 596-598, Jun. 2007, New Mexico.
- [79] J.A. Higgins, H. Xin, A. Sailer, M. Rosker, "Ka-band waveguide phase shifter using tunable electromagnetic crystal sidewalls," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 4, pp. 1281-1288, Apr. 2003.



- [80] C. Weickhmann, N. Nathrath, R. Gehring, A. Gaebler, M. Jost, R. Jacoby, "A light tunable liquid crystal phase shifter for an efficient phased array antenna," IEEE European Microwave Conference (EuMC), pp. 428-431, Oct. 2013, Nuremberg.
- [81] J. Huang, J.A Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 2007.
- [82] D.G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 11, no. 6, pp.645-651, Nov. 1963.
- [83] J. Huang , " Bandwidth study of microstrip refl ectarray and a novel phased reflectarray concept, " IEEE AP - S/URSI symposium, Newport Beach, California, June, 1995 , pp. 582 – 585 .
- [84] D. M. Pozar , " Bandwidth of reflectarrays , " Electronics Letters , Vol. 39 , Oct. 2003, pp. 1490 – 1491.
- [85] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, A.-R. Sebak, "Reflectarray with variable slots on ground plane, " Inst. Elect. Eng. Proc. Microwaves Antennas Propagation, Vol. 150, No. 6, pp. 436-439, Dec. 2003.
- [86] D.M. Pozar, S.D. Targonski, H.D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 2, pp. 287-296, Feb. 1997.
- [87] M. E. Bialkowski, K. H. Sayidmarie, "Investigations into phase characteristics of a single-layer reflectarray employing patch or ring elements of variable size," IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 56, no. 11, pp. 3366-3372, 2008.
- [88] M. Bozzi, S. Germani, L. Perregini, "Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays," IEEE Antennas Wirless Propagation Letters, vol. 2, no. 1, pp. 219-222, 2003.
- [89] D.C. Chang, M.C Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed, " Electronics Letters, vol. 28, no. 16, pp. 1489-1491, Jul. 1992.
- [90] D. M. Pozar, T.A. Metzler, "Analysis of reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," Electronic Letters, vol. 29, no.8, pp. 657-658, Apr. 1993.
- [91] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, no. 10, pp. 1403-1410, Oct. 2001.
- [92] J. Huang, R.J. Pogorzelski, "A Ka band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles, " IEEE transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no.5, pp.650-656, May 1998.
- [93] H. R. Phelan , " Spiralphase refl ectarray for multitarget radar , " Microwave Journal , vol. 20, pp. 67 – 73, July 1977.
- [94] C. S. Malagisi, "Microstrip disc element reflectarray," Electronics and Aerospace Systeme,s Convetnion, pp. 186-192, Sept. 1978.
- [95] J. P. Montgomery, "A microstrip reflectarray antenna element," Antenna Applications Symposiu,, University of Illinois, Sep 1978.
- [96] R.E. Munson, H. Haddad, "Microstrip reflectarray for satellite communication and RCS enhancement and reduction," U.S. patent 4,684,952, Washington, D.C., Aug. 1987.



- [97] J. Huang, "Microstrip reflectarray," IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, London, Ontario, Canada, pp. 612-615, Jun. 1991.
- [98] T. A. Metzler, "Design and analysis of a microstrip reflectarray," Ph.D. Dissertation, University of Massachusetts, Sep. 1992.
- [99] J.-M. Colin, "Phased array radars in France: present and future," IEEE International Symposium on Phased Array System and Technology, Boston, Massachusetts, pp. 458-462, Oct. 1996.
- [100] A. A. Tolkachev, V.V. Denisenko, A. V. Shishlov, A.G. Shubov, "High gain antenna system for millimeter wave radars with combined electrical and mechanical beam steering," IEEE International Symposium on Phased Array System and Technology, Boston, Massachusetts, pp. 266-271, Oct. 1996.
- [101] L. Boccia, F. Venneri, G. Amendola, G. Di Massa, "Application of varactor diodes for reflectarray phase control," IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium, San Antonio, Texas, pp. 132-135, Jun. 2002.
- [102] S. V. Hum, M. Okoniewski, "An electronically tunable reflectarray using varactor diode-tuned elements," IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, California, pp. 1827-1830, Jun. 2004.
- [103] S. V. Hum, G. McFeetors, M. Okoniewski, "A reflectarray cell based on a tunable MEMS capacitor," IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, New Mexico, Jul. 2006, URSi session 458.
- [104] W. Menzel, D. Pilz, M. Al-Tikriti, "Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile," feature article, IEEE Antennas & Propagation Magazine, vol. 44, no. 3, pp. 24 – 29, June 2002.
- [105] M. E. Bialkowski, A. W. Robinson, H. J. Song, "Design, development, and testing of X-band amplifying reflectarrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 50, pp. 1065 – 1076, August 2002.
- [106] M. Zawadzki and J. Huang, "Integrated RF antenna and solar array for spacecraft application," IEEE Phased Array System and Technology Conference, Dana Point, California, pp. 239 – 242, May 2000.
- [107] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A.-R. Sebak, "Novel photonically-controlled reflectarray antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 4, Apr. 2006, pp. 1134–1141.
- [108] J. C. Ginn, B. A. Lail, and G. D. Boreman, "Infrared patch reflectarray," IEEE AP-S/URSI Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, New Mexico, Jul. 2006, pp. 4315–4318.
- [109] E. B. Felstead, J. Shaker, M. R. Chaharmir, and A. Petosa, "Enhancing multiple-aperture Ka-band navy SATCOM antennas with electronic tracking and reflectarrays," IEEE Proceedings Military Communications Conference (MILCOM 2002), Oct. 2002, pp. 168-172.
- [110] R. Chaharmir, J. Shaker, and M. Cuhaci, "Development of dual-band circularly polarised reflectarray," IEE Proceedings Microwave on Antennas and Propagation, Vol. 153, No. 1, Feb. 2006, pp. 49-54.



- [111] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and M. Cuhaci, "Development of a dual band circularly polarized microstrip reflectarray," 33rd European Microwave Conference-Munich 2003, pp. 1075-1078. 45
- [112] Q. Wang, Z. Shao, Y. Cheng, P. Li, and L. Li, "Single layer reflectarray with modified cross loop element for wideband applications," IEEE International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP), Leshan, Oct. 2012, pp. 260-263.
- [113] N. F. Kiyani and M. Hajian, "Design, analysis and measurements of reflectarray using variable length microstrip patch antennas at Ka-band," IEEE 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007), Athens, Sep. 2007, pp. 1-5.
- [114] J. A. Encinar and M. Barba, "Design manufacture and test of Ka-band reflectarray antenna for transmitting and receiving in orthogonal polarization," IEEE 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], Ottawa, Ontario, Jul. 2010, pp. 1-4.
- [115] J. A. Encinar, M. Barba, J. E. Page, A. Pacheco, M. Arrebola, and K. Van't Klooster, "Experimental validation a reflectarray antenna in Ka-band," IEEE AP-S/URSI International Symposium on Antennas and Propagation, Spokane, Washington, 2011, pp. 353-356.
- [116] M. Hajian, A. Coccia, L.P. Ligthart, "Design, analysis and measurements of reflected phased arrays microstrip antennas at Ka-band using pasive stubs", First European Conference on Antennas and Propagation Proceedings 'EuCAP 2006', Nice, Nov. 2006 (ESA SP-626, Oct. 2006), pp. 1-5.
- [117] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "A broadband microstrip reflectarray using sub-wavelength patch elements," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI'09), Charleston, South Carolina, Jun. 2009, pp. 1-5. 46
- [118] M. A. Abd-Elhady and W. Hong, "A Ka-band linear polarized reflectarray consists of patch cells with metallic vias," Proceedings of International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE 2010), Nanjing, Sep. 2010, pp. 1-3.
- [119] A. E. Martynyuk and J. I. Martinez Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, Arizona, Jun. 2001, pp. 1379-1382.
- [120] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 1. Jan. 2004, pp. 142-153. 49
- [121] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Multilayered Antenna Arrays Based on Loaded Ring Slot Resonators," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002, pp. 236-239.
- [122] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez. Lopez, and N. A. Martynyuk, "Reflective passive phased array with open polarization phase shifters," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, Massachusetts, Oct. 2003, pp. 482-487.



- [123] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 60, No. 4. Apr. 2012, pp. 1821-1830.
- [124] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles" , IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, No.10, Oct. 2015, pp.4342-4351.
- [125] J. Huang, " Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept," IEEE AP - S/URSI symposium, Newport Beach, California, June, 1995, pp. 582 – 585.
- [126] D. M. Pozar, "Bandwidth of refl ectarrays," Electronics Letters, Vol. 39, Oct. 2003, pp. 1490 – 1491.
- [127] J. Huang, "Analysis of a microstrip refl ectarray antenna for microspacecraft applications," JPL TDA Progress Report No. 42 - 120, February 15, 1995.
- [128] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Broadband design of three - layer printed reflectarrays," IEEE Trans. Antennas Propagat. , vol. 51, July 2003, pp. 1662 –1664.
- [129] J. Huang, " Microstrip reflectarray, " IEEE AP - S/URSI symposium, London, Canada, June 1991, pp. 612 – 615.
- [130] A. Kelkar, "FLAPS: conformal phased reflecting surfaces," Proc. IEEE National Radar Conf., Los Angeles, California, March 1991, pp. 58 – 62.
- [131] D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," Electronics Letters, April 1993, pp. 657 – 658.
- [132] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka - band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," IEEE Trans. Antennas Propagat. , Vol. 46, May1998, pp. 650 – 656.
- [133] D. Pilz and W. Menzel, "Printed millimeter - wave reflectarrays," Annales des Telecommun., 56, No. 1 – 2, 2001, pp. 51 – 60.
- [134] J. Shaker, C. Pike, and M. Cuhaci, "A dual orthogonal Cassegrain flat reflector for Ka - band application, "Microwave and Optical Technology Letters , Vol. 24 , No. 1, Jan. 2000, pp. 7 – 10.
- [135] J. A. Encinar, " Design of a dual - frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size," Electronic Letters , Vol. 32 , No. 12 , June 1996. pp. 1049 – 1050.
- [136] D. I. Wu, R. C. Hall, and J. Huang, "Dual - frequency microstrip reflectarray," IEEE AP - S/URSI symposium, 1995, pp. 2128 – 2131.
- [137] M. Zawadzki abd, J. Huang, "A dual - band reflectarray for X - and Ka - bands," PIERS symposium, Honolulu, Hawaii, October 2003.
- [138] C. Han and K. Chang, "Ka - band reflectarray using ring elements," Electron. Lett., Vol. 39, March 2003, pp. 491 – 493.
- [139] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, and K. Chang, " A C/Ka dual - frequency dual – layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 52 , Nov. 2004 , pp. 2871 – 2876 .



- [140] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "A high efficiency offset - fed X/Ka dual – band reflectarray using thin membranes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, Sept. 2005, pp. 2792 – 2798.
- [141] J. Huang, C. Han, and K. Chang, "A Cassegrain offset - fed dual - band reflectarray," *IEEE AP - S/URSI Symposium*, Albuquerque, New Mexico, July 2006, pp. 2439 – 2442.
- [142] T. Chiba, Y. Suzuki, and N. Miyano, "Suppression of higher modes and cross polarized component for microstrip antenna," *IEEE AP - S/URSI Symposium*, May 1982, pp. 285 – 288.
- [143] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP - 34, Sept. 1986, pp. 1113 – 1124.
- [144] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, and K. Chang, "A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, Nov. 2004, pp. 2871–2876.
- [145] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "A high efficiency offset-fed X/Ka-dual-band reflectarray using thin membranes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 9, Sep. 2005, pp. 2792-2798.
- [146] J. Huang, C. Han, and K. Chang, "A cassegrain offset-fed dual-band reflectarray," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Albuquerque*, New Mexico, Jul. 2006, pp. 2439-2442.
- [147] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "Cassegrain offset subreflector-fed X/Ka dual-band reflectarray with thin membranes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 10, Oct. 2006, pp. 2838-2844.
- [148] J. A. Encinar and M. Barba, "Design manufacture and test of kaband reflectarray antenna for trasmitting and receiving in orthogonal polarization," in *Proc. 14th ANTEM-AMEREM*, July 2010, pp. 1–4.
- [149] J. A. Encinar, "Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 12, pp. 1049–1050, Jun 1996.
- [150] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Dual-band ka/x reflectarray with broadband loop elements," *IET Microw., Antennas, Propag.*, vol. 4, no. 2, pp. 225–231, Feb 2010.
- [151] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, "Design, manufacturing, and testing of a 20/30-ghz dual-band circularly polarized reflectarray antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1480–1483, 2013.
- [152] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. Civi, "Proof of concept of a dual-band circularly polarized rf mems beam-switching reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5451–5455, Nov 2012.
- [153] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 650–656, May 1998.
- [154] R. Deng, Y. Mao, S. Xu, and F. Yang, "A single-layer dual-band circularly polarized reflectarray with high aperture efficiency," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 7, pp. 3317–3320, July 2015.
- [155] R. Deng, S. Xu, and F. Yang, "A high-efficiency single-layer dual-band circularly polarized reflectarray antenna," in *2014 Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP)*, Dec 2014, pp. 433–434.



- [156] Z. Hamzavi-Zarghani and Z. Atlasbaf, "A new broadband single-layer dual-band reflectarray antenna in x- and ku-bands," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 602–605, 2015.
- [157] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and N. Gagnon, "Broadband dual-band linear orthogonal polarisation reflectarray," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 1, pp. 13–14, January 2009.
- [158] F. Yang et al., "Dual-band dual-polarization reflectarray design with a large offset feed angle," in *2014 Int. Conf. Electromagn. Adv. Appl. (ICEAA)*, Aug 2014, pp. 860–863.
- [159] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, "Closely spaced tri-band frequency selective surfaces based on split ring slots," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 9, pp. 727–729, 2016.
- [160] A. G. S. Department, "Radiocommunications (low interference potential devices) class licence 2000," Canberra, Australia, 2011.
- [161] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "RFID readers-review and design," in *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*, N. C. Karmakar, Ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2010, p. 101.
- [162] N.Ch. Karmakar, "Tag, You're it Radar Cross Section of Chipless RFID Tags", *IEEE Microw. Magazine*, Vol. 17, pp. 64-74, 2016.
- [163] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, "Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1411–1419, Apr. 2009.
- [164] Y.F. Weng, S.W. Cheung, T.I. Yuk and L.Liu, "Design of Chipless UWB RFID System Using a CPW Multi-Resonator," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 55, pp.13-31, 2013.
- [165] S. Botao , C. Qiang, Y. Amin, D.Mendoza et al, "An Ultra-lowcost RFID Tag with 1.67 Gbps Data Rate by Ink-jet Printing on Paper Substrate", *IEEE Asian Solid-State Ckt. Conf.*,Nov.2010.
- [166] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Design of fully printable planar chipless RFID transponder with 35-bit data capacity," in *Micro. Conf. EuMC*, pp. 013-016, 2009.
- [167] H.El. Matbouly, N.Boubekeur and F. Domingue, "A Novel Chipless Identification Tag Based on a Substrate Integrated Cavity resonator" *IEEE Microwave and Wireless components letters*, Vol. 23, no.1, pp. 52-54, Jan. 2013.
- [168] M.A. Ashraf, O. M. Haraz, M. R. AlShareef, H. M. Behairy and S. Alshebeili, " Design of A Chipless UWB RFID Tag Using CPW Circular Monopole Antennas and Multi-Resonators, " *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, pp.1-4, 2015.
- [169] T. Blecha, "Screen printed chipless RFID tags," *37th International Spring Seminar on Electronics Technology*, pp.143-146, 2014.
- [170] F. Costa, S. Genovesi and A. Monorchio, "A Chipless RFID Based on Multiresonant High-Impedance Surfaces", *IEEE Transac. on Micro. Theory and Techniques*, Vol. 61, pp 146-153, Jan. 2013.
- [171] D. Betancourt, K. Haase, A. Hubler and F. Ellinger, "Bending and Folding Effect Study of Flexible Fully Printed and Late-Stage Codified Octagonal Chipless RFID Tags," *IEEE Transac. on Antennas and Propag.*, Vol. 64, No. 7, pp. 2815-2823., Jul. 2016.
- [172] M. Martinez and D. van der Weide, "Compact Slot-Based Chipless RFID Tag," *RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, pp.233-236, 2014.



- [173] A. Vena, E. Perret and S. Tedjini, "High-Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to Polarization," *IEEE Transac. on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 10, pp. 4509-4515. Oct. 2012.
- [174] D. Betancourt, R. Nair, K. Haase, G. Schmidt, M. Bellmann, D. Hoft, A. Hubler and Frank Ellinger, "Square-shape fully printed chipless RFID tag and its applications in evacuation procedures," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 1-5, 2015.
- [175] A. G. Neto, A. G. DA. Junior, J.C. Silva, A.N. DaSilva, H. P. A. Ferreira and I.S.S. Lima, "A Proposed Geometry for Multi-Resonant Frequency Selective Surfaces" 44th European Microwave Conference, pp. 897-900, Italy 2014.
- [176] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, and R. D. Martinez, "Differential RCS of RFID tag," *Electron. Lett.*, vol. 43, pp. 431-432, 2007.
- [177] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 48, pp. 212-218, 2006.
- [178] B. Jin-Kyu, C. Nak-Sun, and K. Dong-Hun, "Optimal design of a RFID tag antenna based on plane-wave incidence," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2 pp. 795-798, Feb. 2012.
- [179] L. W. Mayer and A. L. Scholtz, "Sensitivity and impedance measurements on UHF RFID transponder chips," presented at IEEE RFID Conf., Las Vegas, NV, 2008.
- [180] H. Mirza, M. I. Ahmed, and M. F. Elahi, "Circularly polarized compact passive RFID tag antenna," in *Proc. 5th Int. Conf. Electrical and Computer Engineering*, Dhaka, Bangladesh, 2008, pp. 760-763.
- [181] C. H. Loo, F. Yang, A. Elsherbeni, D. Kajfez, A. Kishk, T. Elsherbeni, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, S. Merilampi, and P. Ruuskanen, "Chip impedance matching for UHF RFID tag antenna design," *Prog. Electromag. Res.*, vol. 81, pp. 359-370, 2008.
- [182] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [183] N. C. Karmakar, Ed. *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*. Hoboken, NJ: Wiley, 2010.



Capítulo 2 Principio de Operación

2.1 Introducción

En este capítulo se muestran los principios de operación aplicados en la SSF para generar el RA multifrecuencia y la etiqueta sin chip de RFID, además del modelo matemático utilizado por el simulador numérico para la solución de los campos y optimización de la celda unitaria.

Partiendo del principio de cambio de fase de Fox [1], si una onda de polarización circular incide en un arreglo, el cual tiene cargas concentradas en los elementos con posiciones angulares γ uniformes, entonces se generará un cambio de fase equivalente a 2γ para la onda reflejada. En el caso de posiciones angulares no uniformes en las cargas concentradas, este cambio de fase generado tendrá por efecto un cambio de fase no uniforme para la onda reflejada. Si una distribución de fase lineal es introducida en los elementos del arreglo, la onda plana reflejada será redireccionada. El direccionamiento se logra al controlar las fases de las ondas reflejadas por los elementos, esto a través de una progresión lineal en la posición angular de las cargas, sumando las fases de forma coherente.

2.2 Principio de cambio de fase de Fox

El principio de Fox [1] establece que si una onda de polarización circular incide sobre un elemento con control de fase, este generará dos coeficientes de reflexión, uno para la componente horizontal y otro para la componente vertical del campo eléctrico, siendo estas a su vez perpendiculares al eje Z, figura 2.2, entonces la onda de polarización circular reflejada tendrá una diferencia de fase de 2γ respecto a la onda incidente bajo ciertas condiciones.

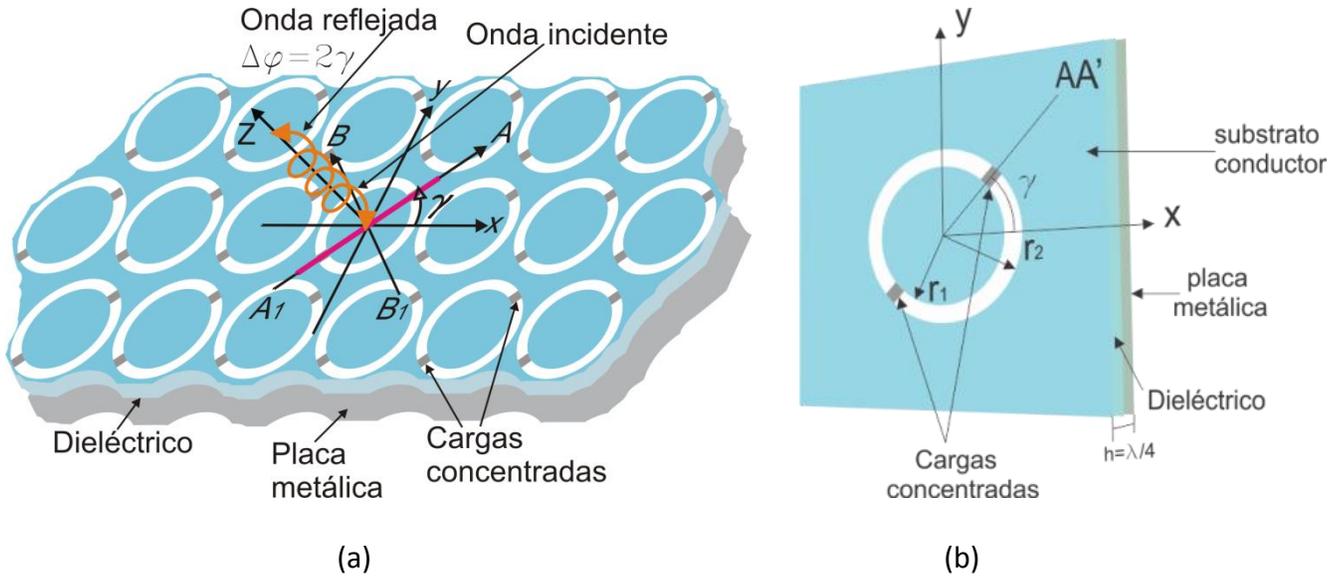


Figura 2.2. SSF, (a) arreglo reflectivo, (b) celda unitaria del arreglo reflectivo.

Para entender mejor este principio, considérese una onda plana de polarización circular de frecuencia $\omega/2\pi$ propagándose en dirección negativa hacia una estructura periódica reflectiva respecto al eje Z, figura 2.2. El campo eléctrico de esta onda puede escribirse como:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + \vec{a}_y)e^{jkz} \quad (2.1)$$

Donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son los vectores unitarios en las direcciones X y Y, respectivamente, $k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ es el número de onda, ϵ_0 y μ_0 son la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del espacio libre respectivamente, y $j = \sqrt{-1}$. Entonces el campo eléctrico de la onda reflejada se expresa como la suma de dos ondas de polarización circular, propagándose en la dirección positiva del eje Z [2].

$$\vec{E}_r = 0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - j\vec{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{-jkz} \quad (2.2)$$

De esta manera la onda reflejada se conforma de dos componentes. La primera, $0.5E_0(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})\exp(j2\gamma)$, es una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación que la onda incidente E_i , la fase de esta onda es controlada por las cargas concentradas en el elemento posicionadas con el ángulo γ , debido a esto esta onda es conocida como controlada [3]. Para la segunda componente, $0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})$, la onda reflejada gira en sentido contrario a

la onda incidente, además de ser independiente de la posición angular de las cargas γ , por esta razón la onda es conocida como onda no controlada. Al asegurar una diferencia de fase de 180° entre las componentes ortogonales de la onda reflejada, se asegura la cancelación del segundo término de 2.2, de esta forma una rotación angular γ producirá un cambio de fase 2γ en la onda reflejada de polarización circular. Para lograr la diferencia de fase entre las componentes de la onda reflejada, se debe cumplir con la condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \tag{2.3}$$

Para el caso particular de un anillo, figura 2.2b, cuando su perímetro es aproximadamente igual a su longitud de onda λ , y cortos perfectos son utilizados como cargas concentradas con posición angular γ . El arreglo mostrado en 2.2a de estos elementos, puede ser tratado entonces como una SSF, esta SSF es transparente para la componente polarizada linealmente y ortogonal al eje AA'. Por otro lado, la SSF es reflectiva para la componente paralela al eje AA'.

Al colocar una pared metálica a una distancia $\lambda/4$ para la SSF mostrada en la figura 2.2a, un circuito abierto y un circuito cerrado aparece en el plano del arreglo para las componentes linealmente polarizadas, con planos ortogonales y paralelos al eje AA' respectivamente, figura 2.3. Como resultado se obtiene una diferencia de fase de 180° .

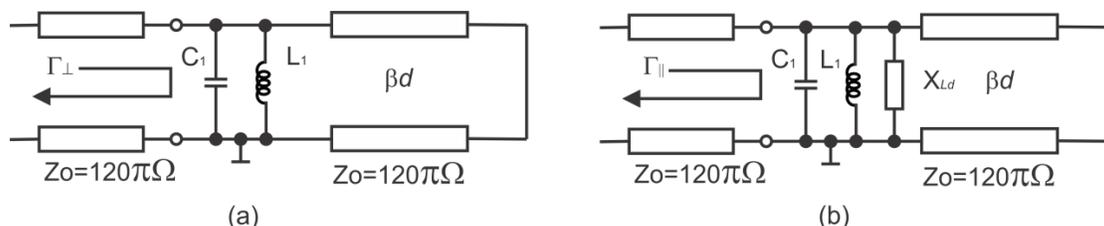


Figura 2.3. Modelo del circuito equivalente para la onda de polarización reflejada con plano de polarización, (a) ortogonal al eje AA' y (b) paralelo al eje AA'.

2.3 Elemento radiador

En el diseño de arreglos reflectivos, así como en el de etiquetas para identificación por radio frecuencia sin chip, el elemento radiador en la SSF juega un papel fundamental, ya que el campo total es determinado por la suma de los campos radiados por los elementos individuales. Por si solos, cada elemento provee bajos niveles de directividad. Una forma de incrementar estos valores es incrementar el tamaño del área y agregar mayor número de elementos, esto es aumentar el área efectiva de reflexión (RCS). Para alcanzar niveles aceptables de directividad, es necesario que los campos de los elementos interfieran constructivamente para amplios ángulos de incidencia. De la referencia [3], se sabe que:

1. Los anillos como elementos para SSF, son conocidos por ser insensibles al ángulo de incidencia.
2. La geometría de este elemento permite generar SSF densas, moviendo los lóbulos secundarios a regiones invisibles.
3. Los anillos ranurados como elementos, pueden ser impresos en substratos dieléctricos ultra delgados, evitando con esto la generación de ondas superficiales.

El elemento radiador elegido en el capítulo anterior, ranuras anulares, pueden tener diferentes configuraciones, este trabajo fue enfocado principalmente a dos tipos de cargas concentradas, inductivas y capacitivas, figura 2.4.



Figura 2.4. Configuraciones de cargas para el elemento radiador

Al haber analizado las diferentes configuraciones propuestas para el elemento radiador de tipo reflectivo, figura 2.4, se decidió trabajar con cargas inductivas (cortes), esto debido principalmente a la interacción entre elementos. Los RA multifrecuencia y las etiquetas de RFID sin chip, hacen uso de elementos concéntricos en este trabajo, figura 2.5. La interacción que se genera entre los elementos, está en función de la distancia existente entre los elementos contiguos (Δx) y concéntricos (Δy). La inclusión de cargas capacitivas tiene por consecuencia el incremento de la interacción entre elementos al disminuir el espacio Δy , esto al hacer uso de una mayor área para la ranura, teniendo por consecuencia la disminución de la directividad y ganancia, esto al no cumplir con la igualdad 2.3 a causa del incremento de la interacción entre elementos.

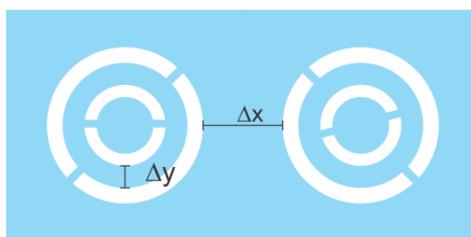


Figura 2.5. Elementos contiguos y concéntricos

El uso de elementos concéntricos de dimensiones similares o que operan en frecuencias muy cercanas, ($f_2 / f_1 = 1.215$), no pueden hacer uso de la técnica de variación de tamaño para el control de fase [5], esto debido al reducido espacio (Δy) existente entre elementos. Estos espacios pueden actuar como inductores o capacitores, modificando significativamente las frecuencias de operación y la fase de la onda reflejada por la SSF, figura 2.6. Una alternativa para el control de fase es la técnica de rotación variable [6]. Para hacer uso de esta, se debe polarizar circularmente a la señal incidente, sin embargo el corrimiento en frecuencia para las diferentes posiciones angulares de los elementos se vuelve considerable.

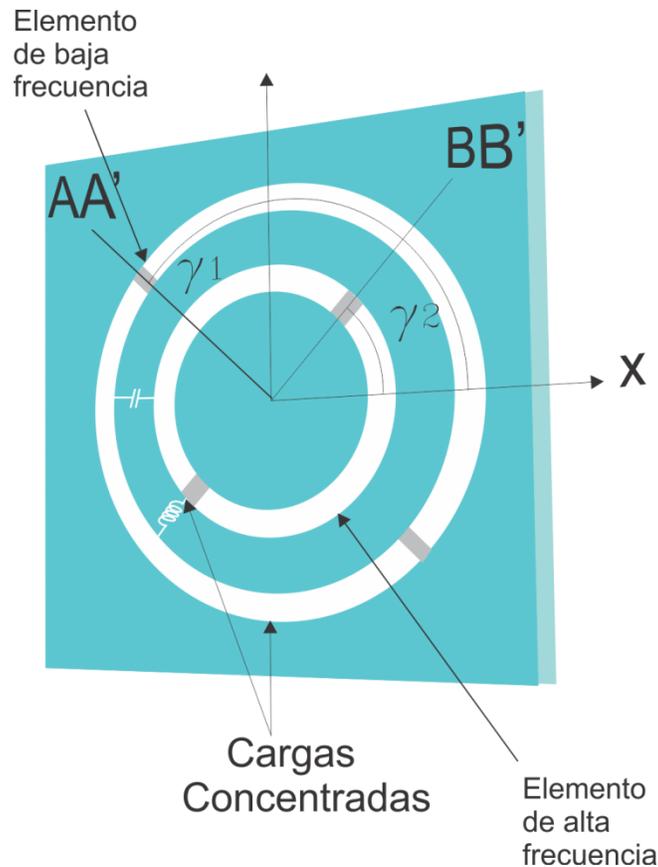


Figura 2.6. Elementos concéntricos próximos en frecuencia

De las referencias [7,8] se sabe que la inclusión de cortes metálicos como cargas concentradas en los elementos, se obtienen dos frecuencias de resonancia cuando se hace uso de una onda de polarización circular incidente. El primer caso ocurre cuando el perímetro del

elemento es aproximadamente igual a la longitud de onda λ de la onda incidente, en este caso la SSF resulta invisible para la componente lineal ortogonal a los cortes. El segundo caso ocurre cuando el perímetro del elementos es aproximadamente igual a 2λ , para este caso la transmisión resonante ocurre para la componente lineal paralela a los cortes, figura 2.7.

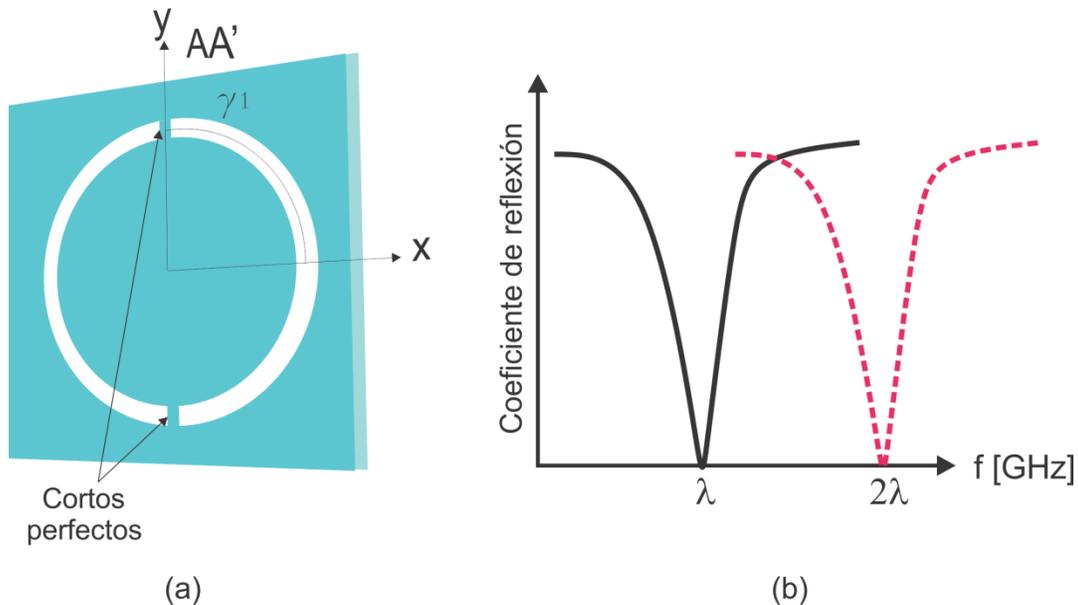


Figura 2.7. (a) Anillo ranurado con cortes perfectos, (b) Frecuencias de resonancia para la componente perpendicular y paralela a los cortes.

Al aplicar el principio de la resonancia doble, es posible aumentar el espacio interelemental, reduciendo considerablemente la interacción entre elementos, abriendo la posibilidad de generar estructuras periódicas multifrecuencia capaces de operar en rangos de frecuencias próximas ($f_2 / f_1 < 1.2$).

2.4 Tipos de mallas para superficies periódicas

La distribución de los elementos juega un papel fundamental en el desarrollo de las estructuras periódicas reflectivas. Para entender la importancia de esta, se debe tomar en cuenta la corriente eléctrica generada por el campo incidente, esta actúa como una fuente de campo electromagnético, produciendo a su vez un campo reflejado. El campo reflejado adicionado al campo incidente constituye el campo total en el espacio que circunda a la estructura periódica. Cuando el campo reflejado es controlado por los elementos de la estructura periódica, se produce la respuesta requerida que se puede observar en el espectro del campo total. La distribución de la corriente en los elementos, determina el comportamiento

en frecuencia de la estructura periódica. La distribución de corriente a su vez, depende de la forma de los elementos. Debido a esto si los elementos son ampliamente espaciados, aparecerán máximos secundarios de radiación además de reducir el ancho de banda.

En el caso de los arreglos reflectivos, cuando se realiza el escaneo electrónico se presentan lóbulos de difracción que son haces principales secundarios indeseados que ocurren cuando el periodo en la malla se hace eléctricamente grande. Para incidencia normal el tamaño del periodo debe de ser menor a una longitud de onda λ para evitar lóbulos de difracción, para ángulos de incidencia mayores el tamaño del periodo debe ser menor a $\lambda/2$. En la tabla 2.1 se enlista el periodo máximo entre elementos para evitar los lóbulos de difracción para los diferentes tipos de malla, en la figura 2.8 se presentan los tipos de mallados [4].

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

Tabla 2.1. Periodo máximo entre los elementos

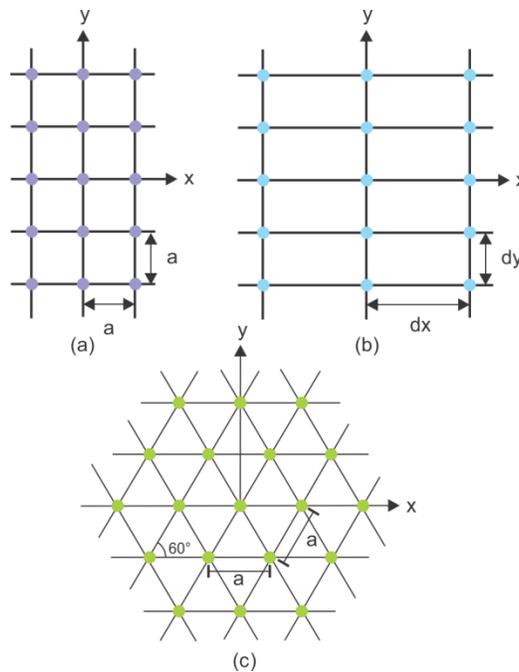


Figura 2.8. Mallas para los arreglos periódicos: (a) cuadrada, (b) rectangular y (c) triangular.

2.5 Método de análisis

El método estándar para la solución de los campos en estructuras periódicas, es el del MoM (método de momentos por sus siglas en inglés). Este método utiliza el teorema de Floquet, el cual establece que una estructura periódica, plana e infinita puede ser analizada resolviendo los campos desconocidos para una sola celda periódica. Utilizando acoplamiento modal en el plano del arreglo, se puede representar el campo para las aperturas anulares por medio de los modos de la guía de onda coaxial que constituyen las funciones base [4]. La representación del campo en la zona lejana para el problema de dispersión queda bien definido, esto debido al uso de armónicos de Floquet para expresar el campo en la zona abierta. El método de Galerkin establece que las funciones de peso son idénticas a las base, asegurando con esto una rápida convergencia además de gran exactitud. Por lo tanto, para este trabajo, las estructuras periódicas reflectivas fueron analizadas por medio del simulador basado en [5] el cual fue adaptado para anillos concéntricos. El simulador hace uso del teorema de Floquet y acoplamiento modal del campo electromagnético en una celda unitaria de la estructura periódica, para la formulación de ecuaciones integrales, estas fueron resueltas por el método de momentos de Galerkin para obtener la distribución del campo en las aperturas anulares de la estructura periódica.

2.5.1 Teorema de Floquet

El teorema de Floquet es en esencia una extensión de las series de Fourier [6]. Dicha extensión permite hacer una representación modal de un campo o función para una estructura plana, periódica e infinita, por medio de hallar los campos o corrientes en un solo elemento de la estructura. La función es una aproximación del campo en la vecindad del arreglo periódico infinito, el cual es excitado de manera uniforme en amplitud y con variación lineal en la fase. El teorema de Floquet analiza las estructuras periódicas planas e infinitas al describir los campos electromagnéticos en una región abierta fuera de los elementos del arreglo, esto por medio de un conjunto completo de modos ortogonales. Estos modos representan físicamente ondas planas TE o TM evanescentes fuera del plano de la estructura periódica.

2.5.2. Acoplamiento Modal

El método del acoplamiento modal consiste en dividir el espacio en diferentes regiones con interfaces $z = z_1, z_2 \dots z_n$. En cada región se hace una expansión de los campos por medio de los modos Floquet. Para el plano $z = 0$, figura 2.9, el campo total está formado por el campo

incidente, el campo reflejado y el campo transmitido, todos representados por los modos Floquet.

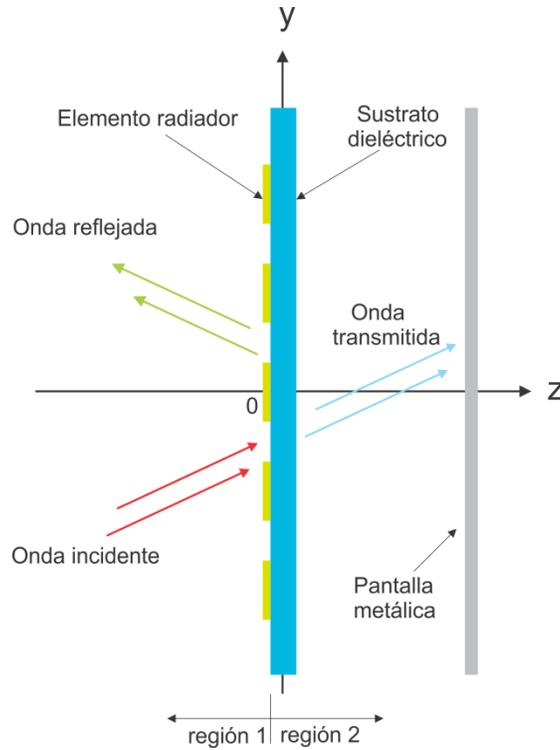


Figura 2.9. División en regiones de superficie periódica reflectiva

Las componentes transversales de los campos incidentes E_{τ}^i y H_{τ}^i son expresados como una expansión de los modos Floquet:

$$\bar{E}_{\tau}^i(z \leq 0) = \sum_{l=1}^2 A_{l00} \bar{\Psi}_{l00} \exp(-jk_{00}^z z) \quad (2.4)$$

$$\bar{H}_{\tau}^i(z \leq 0) = \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{l00} \exp(-jk_{00}^z z) \quad (2.5)$$

Donde A_{l00} es la magnitud de la onda incidente, $\bar{\Psi}_{l00}$ es el modo Floquet incidente, k_{00}^z es el número de onda del modo floquet incidente, Y_{l00} son las admitancias modales para el modo Floquet incidente en la región 1 de $z \leq 0$ y los subíndices $l = 1$ y $l = 2$, representan los modos TE y TM , respectivamente. Las componentes transversales del campo reflejado expandidas en modos Floquet son:



$$\bar{E}_\tau^R(z \leq 0) = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} \exp(jk_{mn}^z z) \quad (2.6)$$

$$\bar{H}_\tau^R(z \leq 0) = - \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} Y_{lmn} \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} \exp(jk_{mn}^z z) \quad (2.7)$$

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

Donde R_{lmn} son los coeficientes de reflexión de los correspondientes modos Floquet del sistema ortogonal de vectores normalizados $\bar{\Psi}_{lmn}$ y Y_{lmn} son las admitancias modales en la región 1, k_{mn}^z son los números de onda de los modos Floquet correspondientes. Las admitancias modales Y_{lmn} en la región del espacio libre se definen como:

$$Y_{1mn} = \frac{k_{mn}^z}{\omega \mu_0}$$

$$Y_{2mn} = \frac{\omega \varepsilon_0}{k_{mn}^z d} \quad (2.8)$$

Las componentes transversales de la onda transmitida se pueden expandir en modos Floquet como:

$$\bar{E}_\tau^T(z \geq 0) = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n T_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} \exp(-jk_{mn}^z z) \quad (2.9)$$

$$\bar{H}_\tau^T(z \geq 0) = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n T_{lmn} Y_{lmn}^+ \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} \exp(-jk_{mn}^z z) \quad (2.10)$$

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

Donde T_{lmn} son los coeficientes de transmisión de los correspondientes modos Floquet $\bar{\Psi}_{lmn}$ y Y_{lmn}^+ son las admitancias modales de los modos Floquet en la región 2 ($z > 0$) y toman en cuenta las propiedades del dieléctrico. Para modelar el dieléctrico se considera una línea de longitud h . La línea es conectada a una carga de impedancia Y_{lmn} que corresponde a la impedancia modal en el espacio libre [5]. Las admitancias modales Y_{lmn}^+ de la región 2 son obtenidas a partir de la expresión utilizada para calcular la admitancia de entrada de una línea de transmisión:

$$Y_{lmn}^+ = Y_{lmn}^d \frac{Y_{lmn} + jY_{lmn}^d \tan(k_{mn}^z d)}{Y_{lmn}^d + jY_{lmn} \tan(k_{mn}^z d)} \quad (2.11)$$

Donde Y_{lmn}^d es la admitancia modal en la región del dieléctrico y se define como:

$$\begin{aligned} Y_{1mn}^d &= \frac{k_{mn}^{z d}}{\omega \mu_0} \\ Y_{2mn}^d &= \frac{\omega \epsilon_0}{k_{mn}^{z d}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$k_{mn}^{z d}$ es la constante de propagación en el dieléctrico a lo largo del eje z y se define como:

$$k_{mn}^{z d} = \begin{cases} [\epsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2]^{\frac{1}{2}} & \text{si } \epsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 \geq 0 \\ -j[(k_{mn}^\tau)^2 - \epsilon_r k^2]^{\frac{1}{2}} & \text{si } \epsilon_r k^2 - (k_{mn}^\tau)^2 < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Donde $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ es el número de onda, ϵ_0 y μ_0 son la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del espacio libre. En la región 1 los campos son:

$$\begin{aligned} \bar{E}_\tau^1(z \leq 0) &= \bar{E}_\tau^i + \bar{E}_\tau^R \\ \bar{H}_\tau^1(z \leq 0) &= \bar{H}_\tau^i + \bar{H}_\tau^R \end{aligned} \quad (2.14)$$

En la región 2 los campos transversales son:

$$\begin{aligned} \bar{E}_\tau^2(z \geq 0) &= \bar{E}_\tau^T \\ \bar{H}_\tau^2(z \geq 0) &= \bar{H}_\tau^T \end{aligned} \quad (2.15)$$

Al acoplar las componentes tangenciales del campo eléctrico en la apertura en $z = 0$, se tiene:

$$\begin{aligned} \bar{E}_\tau^1(z = 0^-) &= \bar{E}_\tau^2(z = 0^+) \\ \bar{E}_\tau(z = 0) &= \sum_{l=1}^2 A_{l00} \bar{\Psi}_{l00} + \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n T_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} \end{aligned} \quad (2.16)$$

De igual forma para el campo magnético en la apertura, figura 2.10, se tiene:

$$-\bar{a}_z \times \bar{H}_\tau^1(z = 0^-) = -\bar{a}_z \times \bar{H}_\tau^2(z = 0^+)$$

$$-\bar{a}_z \times \bar{H}_\tau(z=0) = \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \bar{\Psi}_{l00} - \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n T_{lmn} Y_{lmn}^+ \bar{c}_{lmn} \quad (2.17)$$

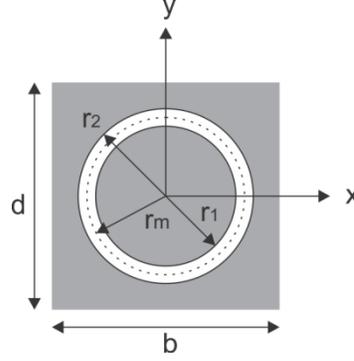


Figura 2.10 Geometría para la ranura anular

Los coeficientes de reflexión R_{lmn} y transmisión T_{lmn} se obtuvieron mediante:

$$R_{lmn} = T_{lmn} = \int \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds \quad (2.18)$$

Para todos los l, m y n excepto para $m = n = 0$ que corresponden a la onda incidente, para ese caso:

$$A_{l00} + R_{lmn} = T_{lmn} \text{ para } l = 1, 2 \quad (2.19)$$

Sustituyendo (2.18) y (2.19) en (2.17) se obtiene la ecuación integral para la distribución desconocida del campo eléctrico en la apertura.

$$2 \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \bar{\Psi}_{l00} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} \int \bar{E}_\tau \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds \quad (2.20)$$

Para la solución de la ecuación integral por el método de los momentos, el campo fue expandido por medio de funciones base $\bar{\phi}_{pqs}$ elegidas para satisfacer las condiciones de frontera en la apertura. La geometría de la apertura se muestra en la figura 2.10. Las funciones elegidas fueron los modos de la guía de onda coaxial [6], esto debido a que satisfacen de forma natural las condiciones de frontera, ya que el campo tangencial eléctrico debe ser cero en los bordes circulares interiores y exteriores de la apertura.

$$\bar{E}_\tau = \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s F_{pqs} \bar{\Phi}_{pqs} \quad (2.21)$$

Para el caso de anillos concéntricos, figura 2.11, la distribución del campo eléctrico y magnético (2.16 y 2.17), debe considerarse para cada una de las ranuras.

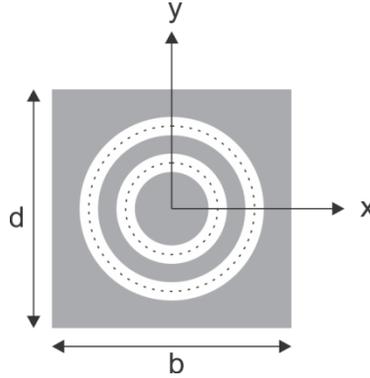


Figura 2.11. Celda con anillos concéntricos

Por lo tanto, por cada anillo se tendrá una ecuación integral:

$$2 \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \bar{\Psi}_{l00} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn}(x, y) \int \bar{E}_\tau(x'y') \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^*(x'y') dx' dy' \quad (2.22)$$

$t = 1 \dots T$

$$\bar{E}_\tau = \sum_{t=1}^T \sum_{p=1}^2 \sum_{q=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} F_{tpqs} \bar{\Phi}_{tpqs} \quad (2.23)$$

Debido a la geometría del problema, el conjunto ortonormal de modos vectoriales TE y TM de la guía de onda coaxial son expresados en coordenadas cilíndricas, donde F_{tpqs} es la magnitud del modo pqs de la guía de onda coaxial para el anillo t , $p = 1$ corresponde al modo TE y $p = 2$ al modo TM y $q, s = 0, 1, 2, \dots, \infty$ son subíndices para combinaciones lineales particulares de las funciones de Bessel y Neumann que satisfacen las condiciones de frontera en la guía de onda coaxial.

El producto escalar entre los modos floquet y las funciones base, se conoce como coeficiente de acoplamiento, y se representa como:

$$C_{lmn}^{tpqs} = \int \bar{\Phi}_{tpqs} \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^*(x'y') dx' dy' \quad (2.24)$$

Así, al substituir la expansión del campo eléctrico por medio de las funciones base y los coeficientes de acoplamiento, para cada ecuación integral, se obtiene:

$$2 \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} \bar{\Psi}_{l00} - \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn}(x, y) \sum_{t=1}^T \sum_{p=1}^2 \sum_{q=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} F_{tpqs} C_{lmn}^{tpqs} = 0 \quad (2.25)$$

$t = 1 \dots T$

Al truncar las series infinitas se genera un error para cada ecuación integral. Este error se representa por medio de la función $\delta(x, y)$, la cual al expandirse por medio de las series de Fourier se define como:

$$\delta(x, y) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=0}^Q \sum_{s=0}^S E_{pqs} \bar{\Phi}_{t'p'q's'}(x, y) \quad \forall E_{pqs} = 0 \quad (2.26)$$

$$E_{pqs} = \int \delta(x, y) \bar{\Phi}_{t'p'q's'}(x, y) dx dy$$

Al truncar y substituir el error en 2.25 se obtiene:

$$2 \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} C_{l00}^{t'p'q's'*} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) C_{lmn}^{t'p'q's'*} C_{lmn}^{tpqs} \sum_{t=1}^T \sum_{p=1}^2 \sum_{q=0}^Q \sum_{s=0}^S F_{tpqs} \quad (2.27)$$

$t = 1 \dots T$

La ecuación 2.27 representa un conjunto de ecuaciones lineales para la solución de la distribución del campo en la estructura para cada anillo, donde F_{tpqs} son las incógnitas, este sistema puede ser escrito en forma matricial.

$$Y_{t'p'q's'}^{tpqs} = \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) C_{lmn}^{t'p'q's'*} C_{lmn}^{tpqs} ,$$

$$I_{t'p'q's'} = \sum_{l=1}^2 A_{l00} Y_{l00} C_{l00}^{t'p'q's'*}$$

$$[Y_{t'p'q's'}^{tpqs}][F_{tpqs}] = 2[I_{t'p'q's'}] \quad (2.28)$$

$t=1 \dots T$

El sistema completo de ecuaciones tomando en cuenta a todos los anillos concéntricos se representa en 2.29.

$$\begin{bmatrix} [Y_{1p'q's'}^{tpqs}] \\ [Y_{2p'q's'}^{tpqs}] \\ \vdots \\ [Y_{Tp'q's'}^{tpqs}] \end{bmatrix} [[F_{tpqs}]] = 2 \begin{bmatrix} [I_{1p'q's'}] \\ [I_{2p'q's'}] \\ \vdots \\ [I_{Tp'q's'}] \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

C_{lmn}^{PQS} son coeficientes de acoplamiento entre dos diferentes tipos de modos y se expresan como:

$$C_{lmn}^{PQS} = \int \bar{\Phi}_{pqs} \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds$$

Para la inclusión de las cargas, figura 2.12, el campo eléctrico tangencial desconocido \bar{E}_τ se puede representar como la suma de dos componentes:

$$\bar{E}_\tau = \bar{E}_\tau^u + \bar{E}_\tau^l \quad (2.30)$$

Donde \bar{E}_τ^u es el campo eléctrico tangencial previamente calculado para el anillo sin cortos y \bar{E}_τ^l es el campo eléctrico generado por las corrientes que circulan por los cortos. Al igual que en el anterior caso, es posible aplicar el acoplamiento modal para el análisis de la estructura con cortos, teniendo la consideración de la no existencia de una onda incidente, figura 2.13. Los campos radiados para las zonas 1,2 son producto de las corrientes que fluyen por los cortos.

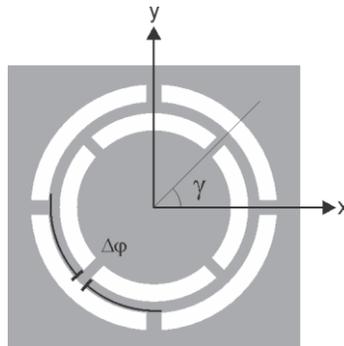


Figura 2.12. Celda con múltiples ranuras anulares y cortos.

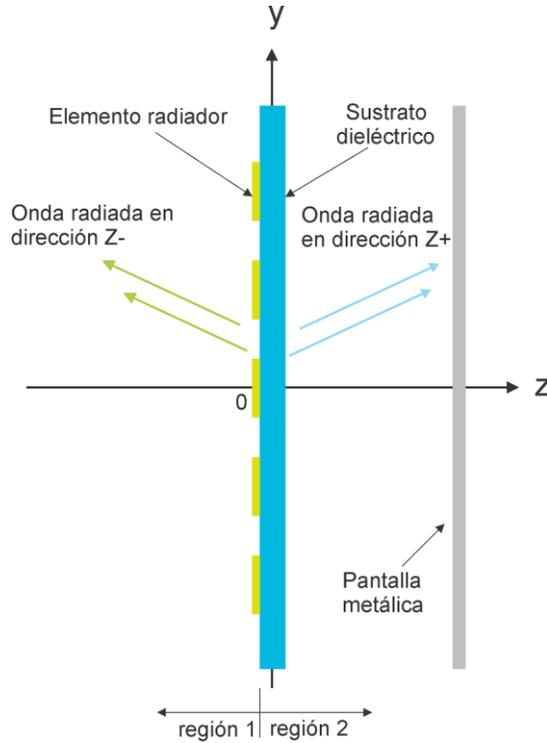


Figura 2.13. Acoplamiento modal para el campo eléctrico \bar{E}_τ^1 .

Las componentes transversales de los campos radiados para la región $z = 0^-$ son expresadas como una expansión de los modos Floquet:

$$\bar{E}_{\tau,t}^{z=0^-} = \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} \quad (2.31)$$

$$\bar{H}_{\tau,t}^{z=0^-} = - \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} Y_{tlmn} \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} \quad (2.32)$$

Donde $\bar{E}_{\tau,t}^{z=0^-}$ y $\bar{H}_{\tau,t}^{z=0^-}$ son el campo eléctrico y magnético para la región 1 para cada anillo en la celda, $t = 1 \dots T$, R_{lmn} son las magnitudes de los correspondientes modos Floquet del sistema ortogonal de vectores normalizados $\bar{\Psi}_{lmn}$ y Y_{tlmn} son las admitancias modales en la región 1. Las componentes transversales de los campos radiados para la región $z = 0^+$ son:

$$(2.33)$$

$$\begin{aligned}\bar{E}_{\tau,t}^{z=0+} &= \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} \bar{\Psi}_{lmn} \\ \bar{H}_{\tau,t}^{z=0+} &= \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} Y_{tlmn}^+ \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn}\end{aligned}\quad (2.34)$$

$\bar{E}_{\tau,t}^{z=0+}$ y $\bar{H}_{\tau,t}^{z=0+}$ son el campo eléctrico y magnético en la región 2 para cada anillo y Y_{tlmn}^+ son las admitancias modales de los modos Floquet que toman en cuenta las propiedades del dieléctrico. Al cumplir con la condición de frontera para el campo magnético tangencial en cada una de las aperturas t se obtienen T ecuaciones:

$$\bar{a}_z \times (\bar{H}_{\tau,t}^{z=0-} - \bar{H}_{\tau,t}^{z=0+}) = \bar{J}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \quad t = 1 \dots T \quad (2.35)$$

Donde $\bar{J}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k})$ es la densidad superficial de corriente para cada uno de los cortos k en el anillo t , la cual puede representarse como:

$$\bar{J}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) = - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \bar{P}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \quad t = 1 \dots T \quad (2.36)$$

\bar{P}_k es la función que determina la región en donde fluye la corriente eléctrica I_k en el corto k , y queda definida como:

$$\bar{P}_{t,k}(\rho, \varphi) = \bar{a}_{\rho_k} [1(r_2) - 1(r_1)] \times \left[1\left(\varphi_{0k} + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) - 1\left(\varphi_{0k} - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right] / \rho_k \Delta\varphi, \quad k=1 \dots K \quad (2.37)$$

Donde r_1 y r_2 son los radios interior y exterior de cada anillo, $1(\varphi)$ y $1(r)$ son funciones de conmutación y φ_{0k} es la posición angular del centro del corto k , \bar{a}_{ρ_k} es el vector radial unitario donde se ubica el corto k y ρ_k es la coordenada polar donde se encuentra el corto k . Al sustituir las ecuaciones (2.32), (2.34) y (2.36) en (2.35) se tiene:

$$\begin{aligned}\bar{a}_z \times \left[\left(- \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} Y_{tlmn} \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} \right. \right. \\ \left. \left. - \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} Y_{tlmn}^+ \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} \right) \right] = - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \bar{P}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k})\end{aligned}\quad (2.38)$$

$$t = 1 \dots T$$

Al aplicar la propiedad del triple producto vectorial $A \times (B \times C) = B(A \cdot C) - C(A \cdot B)$ en (8), se tiene:

$$\bar{a}_z \times \bar{a}_z \times \bar{\Psi}_{lmn} = \bar{a}_z (\bar{a}_z \cdot \bar{\Psi}_{lmn}) - \bar{\Psi}_{lmn} (\bar{a}_z \cdot \bar{a}_z) = -\bar{\Psi}_{lmn}$$

Y sustituyéndola nuevamente en (2.38) se tiene:

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n R_{lmn} (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} = - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \bar{P}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \quad (2.39)$$

$$t = 1 \dots T$$

De la misma manera que en el caso de los anillos sin carga, R_{lmn} se puede representar en forma integral:

$$R_{lmn} = \int \bar{E}_\tau^I \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds \quad (2.40)$$

Esta al ser sustituida en (2.39) se obtiene:

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} \int \bar{E}_\tau^I \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds = - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \bar{P}_{t,k}(\rho_k, \varphi_{ok}) \quad (2.41)$$

$$t = 1 \dots T$$

Al igual que en el caso de los anillos sin cortos, el campo fue expandido por medio de funciones base $\bar{\phi}_{tpqs}$ elegidas para satisfacer las condiciones de frontera en la apertura.

$$\bar{E}_\tau^I = \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s A_{tpqs} \bar{\phi}_{tpqs} \quad (2.42)$$

$$t = 1 \dots T$$

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s A_{tpqs} \int \bar{\phi}_{tpqs}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds \quad (2.43)$$

$$= - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \bar{P}_{t,k}(\rho_k, \varphi_{ok})$$

$$t = 1 \dots T$$

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s A_{tpqs} C_{lmn}^{tpqs} = - \sum_{k=1}^K I_k \bar{P}_k(\rho_k, \varphi_{ok}) \quad (2.44)$$

$$t = 1 \dots T$$

Donde C_{lmn}^{tpqs} son los coeficientes de acoplamiento y se expresa como:

$$C_{lmn}^{tpqs} = \int \bar{\Phi}_{tpqs}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \cdot \bar{\Psi}_{lmn}^* ds \quad (2.45)$$

Nuevamente, al truncar las series infinitas se genera un error para cada ecuación integral. Este error se representa por medio de la función $\delta(x, y)$.

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{lmn} + Y_{lmn}^+) \bar{\Psi}_{lmn} \sum_{p=1}^2 \sum_q^Q \sum_s^S A_{pqs} C_{lmn}^{tpqs} = - \sum_{k=1}^K I_k \bar{P}_k(\rho_k, \varphi_{ok}) + \delta(x, y) \quad (2.46)$$

$t = 1 \dots T$

$\delta(x, y)$ al expandirse por medio de las series de Fourier se expresa como:

$$\delta(x, y) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=0}^Q \sum_{s=0}^S E_{tp'q's'} \bar{\Phi}_{t'p'q's'}(x, y) \quad (2.47)$$

$$E_{tp'q's'} = \int \delta(x, y) \bar{\Phi}_{t'p'q's'}(x, y) dx dy$$

$t = 1 \dots T$

Y al sustituirse minimizando el error, $E_{tp'q's'} = 0$, se tiene:

$$\sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{tln} + Y_{tln}^+) \int \bar{\Psi}_{lmn} \cdot \bar{\Phi}_{t'p'q's'} ds \sum_{p=1}^2 \sum_q^Q \sum_s^S A_{tpqs} C_{lmn}^{tpqs} \quad (2.48)$$

$$= - \sum_{k=1}^K I_{t,k} \int [\bar{P}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) + \delta(x, y)] \cdot \bar{\Phi}_{t'p'q's'} ds$$

$t = 1 \dots T$

La ecuación (2.48) se puede reescribir de la forma

$$- \sum_{k=1}^K I_{t,k} T_{t,k} = \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^2 \sum_m \sum_n (Y_{tln} + Y_{tln}^+) C_{lmn}^{t'p'q's'*} C_{lmn}^{tpqs} \sum_{p=1}^2 \sum_q^Q \sum_s^S A_{tpqs} \quad (2.49)$$

$t = 1 \dots T$

Donde $C_{lmn}^{t'p'q's'*}$ y $T_{t,k}$ se expresan como :

$$C_{lmn}^{t'p'q's'*} = \int \bar{\Psi}_{lmn} \cdot \bar{\Phi}_{tpqs}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) ds \quad (2.50)$$



$$T_{t,k} = \int_{\bar{P}_{t,k}} \bar{P}_{t,k}(\rho_{t,k}, \varphi_{t,0k}) \cdot \bar{\Phi}_{t'p'q's'} ds \quad (2.51)$$

La igualdad (2.49) es un sistema de ecuaciones lineales, estas son representadas en forma matricial como:

$$[Y_{tpqs}^{t'p'q's'}] \cdot [A_{tpqs}] = [T_{t,k}] \cdot [I_{t,k}] \quad (2.52)$$

$$t = 1 \dots T$$

Donde $Y_{tpqs}^{t'p'q's'}$ representa la matriz cuadrada de admitancia mutua de orden $2QS$ para cada anillo, y representa el acoplamiento entre el t -ésimo y el $(t - 1)$ -ésimo anillo de la celda. A_{tpqs} es el vector de magnitudes de las funciones base de tamaño $2QS$, y que a diferencia del caso de los anillos sin cargas, resulta desconocida. $I_{t,k}$ es el vector de corrientes desconocidas de cada anillo de orden k al igual que para el vector T . Para calcular las corrientes desconocidas son necesarias $2QS$ ecuaciones lineales más para cada anillo. Al considerar el tamaño de las cargas como despreciables al compararse con las longitudes de onda $\lambda_1 \dots \lambda_t$, la ley de Ohm puede ser aplicada para cada carga reactiva en cada anillo de la siguiente forma:

$$\int_{\bar{P}_{t,k}} \bar{E}_\tau dl = \int \bar{E}_\tau^u + \bar{E}_\tau^l \cdot dl = I_{t,k}/y_{t,k} \quad (2.53)$$

$$t = 1 \dots T$$

Donde \bar{E}_τ es el campo tangencial eléctrico total en el t -ésimo anillo de la celda, $P_{t,k}$ es el camino en el que existen las corrientes e $\bar{y}_{t,k}$ es la admitancia de la k -ésima carga en el anillo número t . Sustituyendo las ecuaciones (2.21 y 12) en (21), es posible obtener las $2QS$ ecuaciones faltantes:

$$\int \bar{E}_\tau \cdot dl = \sum_{p=1}^2 \sum_q \sum_s F_{tpqs} + A_{tpqs} \int \bar{\Phi}_{tpqs} \cdot dl = I_{t,k}/y_{t,k} \quad (2.54)$$

$$t = 1 \dots T$$

De esta manera, el sistema de ecuaciones (2.52) y (2.50) es resuelto simultáneamente, obteniendo las corrientes $I_{t,k}$ para cada anillo. Con las corrientes ya conocidas, es posible calcular los coeficientes A_{tpqs} , utilizando (2.52) de la siguiente manera:

$$[A_{tpqs}] = [Y_{tpqs}^{t'p'q's'}]^{-1} [T_{t,k}] \cdot [I_{t,k}] \quad (2.53)$$

$$t = 1 \dots T$$

Así, es posible conocer entonces el campo eléctrico total \bar{E}_τ utilizando el coeficiente de reflexión, (2.42), (2.23) y (2.30).

Conclusiones

En el presente capítulo se mostraron algunos de los principios de operación para el cambio y control de fase de ondas polarizadas circularmente, reflejadas por estructuras periódicas reflectivas. El principio de Fox establece las condiciones necesarias para introducir un cambio de fase 2γ en una onda reflejada en función de la posición angular γ de cargas concentradas. Elementos de SSF como aros cuadrados o anulares, que hacen uso de cortos perfectos como elementos de control, experimentan el fenómeno de la resonancia doble cuando son polarizados por una onda polarizada circularmente. La primer resonancia ocurre cuando el perímetro del elemento es equivalente a λ para la componente lineal perpendicular a los cortos de una onda de polarización circular, la segunda resonancia sucede cuando el perímetro del aro es aproximadamente igual a 2γ para la componente lineal paralela de la onda de polarización circular. El fenómeno de la resonancia doble puede ser utilizado como técnica para la disminución de interacción electromagnética en estructuras concéntricas como aros cuadrados o anulares.

De igual forma fueron presentados los criterios de periodicidad y distribución de los elementos para evitar lóbulos secundarios de difracción. Al comparar la distribución triangular con la distribución cuadrangular para un elemento del arreglo para una incidencia normal, se puede observar que el elemento en la malla triangular utiliza un 15% más de área que uno de malla cuadrangular. Al utilizarse una red triangular el número total de elementos se reduce en un 13%.

Se presenta también modelo matemático utilizado por el simulador mostrado en [5], para el análisis electrodinámico de una SSF basada en anillos cargados con cortos perfectos. El simulador hace uso del teorema de Floquet y del acoplamiento modal del campo electromagnético para la formulación de ecuaciones integrales, las cuales son resueltas por el método de momentos de Galerkin. La solución de estas ecuaciones, representa la distribución



desconocida del campo eléctrico en las aperturas anulares de la estructura periódica. El modelo matemático del simulador, fue modificado a razón de calcular la distribución de campo eléctrico para múltiples aperturas anulares concéntricas como elemento de la estructura.

El simulador numérico fue probado con éxito en diversos equipos. El equipo más básico utilizado fue una computadora portátil con 6 GHz de memoria ram con un procesador de doble núcleo core i5 de 2.30 GHz de tercera generación.

En los capítulos subsecuentes se presenta una etiqueta para RFID sin chip y un arreglo reflectivo multifrecuencia, ambas aplicaciones hacen uso de una SSF basada en ranuras anulares concéntricas con cortos como elemento radiador, posicionadas en una malla con distribución triangular. El simulador modificado fue utilizado para el análisis y optimización del elemento radiador de las aplicaciones antes mencionadas.

Bibliografía

- [1] A. Fox, "An adjustable wave-guide phase changer" *Proceedings of IRE PIRE*, Vol.35, No. 12, Dec. 1947, pp. 1489-1498.
- [2] A.E. Martynyuk, J.I. Martínez Lopez and N.A. Martynyuk, "Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No.1, Jan 2004, pp. 142-153.
- [3] J. Silva-Montero, J.I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas and A.E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, No. 10, Vol. 63, pp. 4342-4351, Oct. 2015.
- [4] A. E. Martynyuk and J.I. Martínez-López, "Frequency-Selective surfaces based on slotted ring slots," *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 5, pp. 268-269, March. 2001.
- [5] J. Huang, J.A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 2007.
- [6] J. Huang and R.J. Pogorzelski, "A Ka - band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* , Vol. 46, May1998, pp. 650 – 656.
- [7] Chuprin, A.D., Parker, E.A., and Batchelor, J.C., "Resonant frequencies of open and closed loop frequency selective surface arrays," *Electron. Lett.*, Vol.36, pp. 1601-1603, 2000.
- [8] G.T. Márkov and D.M. Sazónov, *Antenas*, traducción, A. Grdian, URSS 1978.
- [9] J.I. Martínez López, 2005, *Análisis Electrodinámico de Arreglos de Fase Reflectivos Basados en Aperturas Anulares*, Tesis doctoral, Universidad Nacional Autónoma de México, México D.F.



[10] N. Amitay, V. Galindo, and C.P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*, Wiley-Interscience, 1972.



Capítulo 3 Diseño de Etiqueta para Identificación por Radio Frecuencia sin chip de tipo reflectiva.

3.1 Introducción

La creciente necesidad de adquisición e identificación de grandes volúmenes de datos de manera semiautomática y exentas de error, han hecho a la tecnología de identificación por radiofrecuencia una de las alternativas preferidas dentro de la gama de soluciones. RFID ha tenido un gran impulso y aceptación debido a la gran demanda de esta, impulsada por cadenas de suministros como Wal-Mart, que en 2005 exigió a sus proveedores el uso de etiquetas RFID en sus productos. Recientemente los sistemas de monitoreo, captura y comunicación de información de objetos físicos, o mejor conocido como internet de las cosas (IoT por sus siglas en inglés), ha re-impulsado fuertemente a la tecnología de RFID, sin embargo esta aún no ha alcanzado todo su potencial, debiéndose principalmente a sus costos de fabricación.

Diversos modelos de etiquetas para RFID sin chip se han propuesto, como una posible solución ante el problema de los costos de fabricación. En el actual capítulo se presenta el diseño, fabricación y caracterización de una etiqueta de tipo reflectiva para RFID sin chip, la cual utiliza una estructura periódica basada en anillos concéntricos bisectados posicionados en una malla triangular. Los elementos que conforman la etiqueta, son anillos concéntricos con cargas inductivas, estos hacen uso del principio de Fox para la codificación de la información, esto al introducir un cambio de fase 2γ , donde γ es la posición angular de las cargas, y como método de inmunidad contra el ruido, esto tras lograr que la onda reflejada tenga el mismo sentido de polarización que la onda incidente.

3.2. Principio de operación de la etiqueta para identificación por radiofrecuencia sin chip de tipo reflectivo basado en anillos ranurados concéntricos con cargas concentradas.

La etiqueta sin chip para RFID propuesta se muestra en la figura 3.1a. Esta consiste en una SSF basada en anillos cargados inductivamente posicionados en una retícula triangular de periodo b , superpuesta a una pantalla metálica a una distancia h . Los elementos de la SSF fueron impresos en un sustrato dieléctrico con permitividad eléctrica ϵ_r . La geometría de la celda unitaria de la SSF se muestra en la figura 3.1b. Esta contiene anillos concéntricos cargados

inductivamente con reactancias X_{ld} , donde los parámetros geométricos son: r_1 y r_3 radios exteriores, r_2 y r_4 radios interiores, γ_1 y γ_2 son las posiciones angulares de las cargas referenciadas a los ejes AA' y BB' respectivamente, w es el ancho de las cargas.

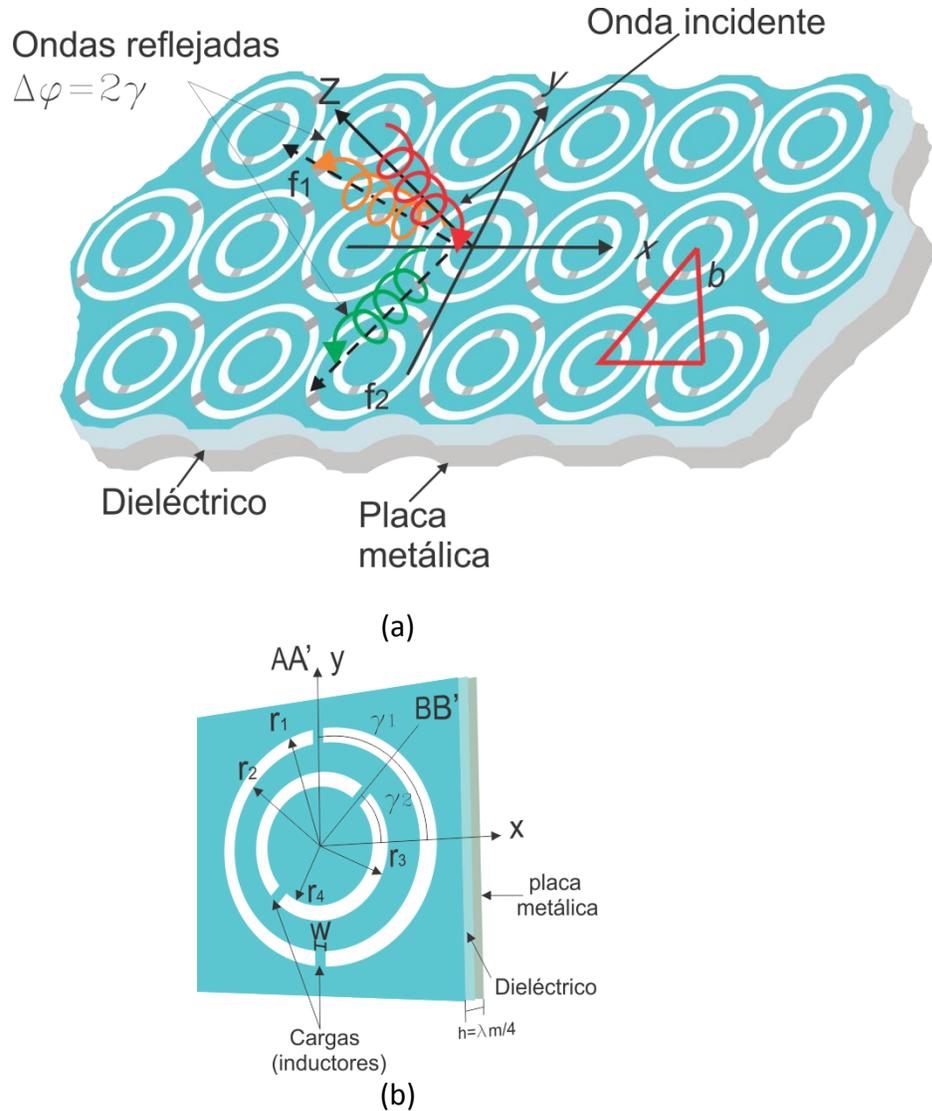


Figura 3.1. (a) Etiqueta sin chip propuesta, (b) geometría de la celda.

Esta estructura asegura para las componentes polarizadas linealmente dos diferentes coeficientes $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} de reflexión para los planos paralelos y ortogonales a los ejes AA' y BB' para las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente, el comportamiento de la estructura para los dos coeficientes de reflexión anteriores se muestra en la figura 3.2. La etiqueta es iluminada por una fuente que produce una onda normal incidente de polarización circular izquierda con amplitudes iguales E_0 para los ejes x y y . En el capítulo 2 y en la referencia [1,2] se ha mostrado

que la onda reflejada \vec{E}_r puede ser escrita como la suma de dos ondas de polarización circular. De esta forma para cada anillo la primera componente de la onda de polarización circular puede ser escrita como $0.5E_0(\Gamma_{||} - \Gamma_{\perp}) \exp(2j\gamma_n) \forall n \in (1,2)$ donde n es un número entero que hace referencia al número de anillo. Esta componente tiene el mismo sentido de polarización que la onda incidente y la fase depende del ángulo γ_n . La segunda componente, $0.5E_0(\Gamma_{||} + \Gamma_{\perp})$, representa la polarización cruzada y tiene sentido opuesto a la onda incidente, la fase de esta onda no depende del ángulo γ_n , por lo que es también conocida como onda no controlada. Para poder tomar control de la fase de la onda reflejada, es necesario eliminar la componente de la onda no controlada, esto se logra tras satisfacer la condición de Fox

$$\Gamma_{||} = -\Gamma_{\perp} \tag{3.1}$$

De acuerdo a la expresión anterior [3], el elemento reflectivo debe proveer una diferencia de fase de 180° entre las dos componentes lineales ortogonales de la onda de polarización circular reflejada en cada frecuencia. Así, cuando la condición (3.1) se cumple, un cambio de fase de $2\gamma_n$ para cada frecuencia f_n será introducido en la onda reflejada, donde a cada $2\gamma_n$ corresponderá un símbolo diferente. Para lograr la diferencia de fase entre las componentes lineales de la onda reflejada, una placa metálica es situada a una distancia $h = \lambda/4$, sin embargo la diferencia de fase solo se alcanza para una sola frecuencia. Para el caso de múltiples frecuencias no es posible cumplir simultáneamente con 3.1 por medio de esta técnica, debido a esto una frecuencia f_m equidistante a frecuencias superiores e inferiores es elegida para posicionar a la placa metálica a una distancia $h = \lambda_m/4$.

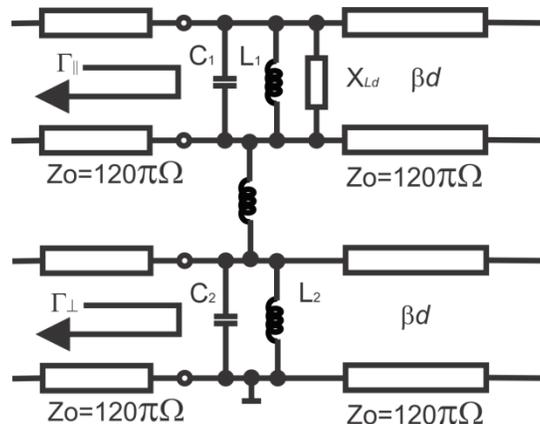


Figura 3.2 Circuito equivalente para etiqueta de RFID sin chip

En el diseño mostrado en la figura 3.1, se incluyó el principio de la resonancia doble [4], esto con el fin de disminuir la interacción entre elementos concéntricos al aumentar el espacio entre

estos. Así, el anillo exterior fue diseñado para un perímetro equivalente a $2\lambda_1$, mientras que al anillo interior para λ_2 , para las frecuencias f_1 y f_2 respectivamente.

3.3. Simulaciones numéricas de la etiqueta para identificación por radiofrecuencia sin chip.

Tomando como referencia la frecuencia central $f = 30 \text{ GHz}$ para la distancia h , y a las frecuencias 28 y 32 GHz como frecuencias resonantes, se diseñó y analizó la etiqueta sin chip para RFID mostrada en la figura 3.3 posicionada en una malla cuadrangular por medio del simulador presentado en el capítulo 2.

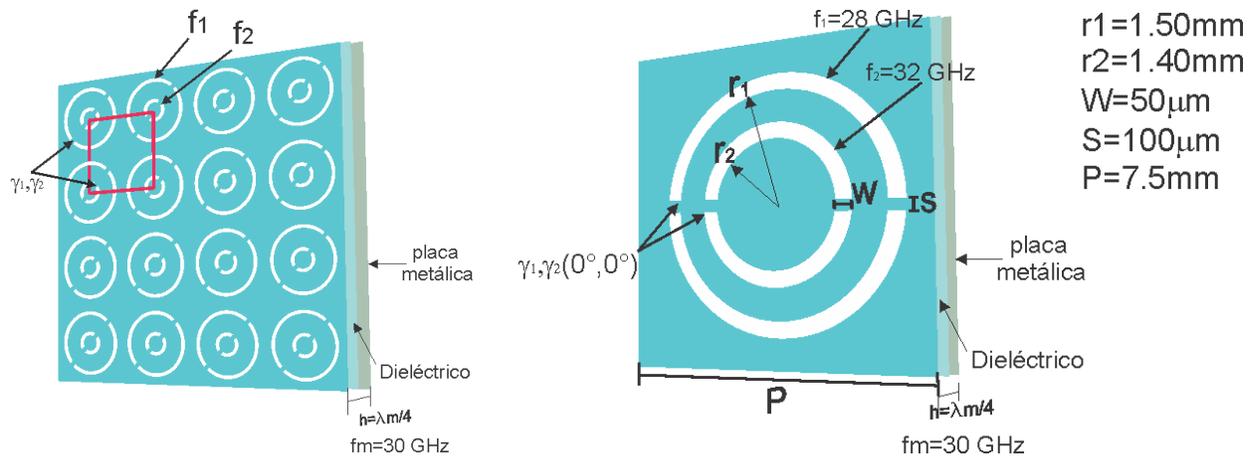


Figura 3.3. Celda unitaria utilizada en simulación numérica de etiqueta para RFID sin chip

Donde r_1 y r_2 son los radios interiores de los anillos, w es el ancho de la ranura, s es la altura de los cortos y el sustrato dieléctrico tiene una $\epsilon_r = 2.9$. Debido a que la etiqueta hace uso de más de una frecuencia para la codificación de la información, resulta imposible generar una diferencia de fase de 180° para las componentes lineales de la onda incidente polarizada circularmente, ya que la distancia h no puede ser ajustada de manera simultánea para ambas frecuencias. Esto tiene por consecuencia que exista un error en el cambio de fase, el cual queda definido como:

$$\Delta\varphi = \varphi_{medido} - (\varphi_{referencia} - 2\gamma) \quad (3.2)$$

Donde φ_{medido} y $\varphi_{referencia}$ son la fase de referencia y la fase que se desea comparar. Las simulaciones numéricas se realizaron para las diferentes combinaciones angulares de las cargas, con incrementos angulares de 45° para las posiciones angulares en el rango de $0-135^\circ$. El parámetro de transmisión (S_{21} onda controlada) se utilizó para medir la amplitud de la onda

reflejada en las frecuencias de diseño, la característica de amplitud y fase se muestran en la figura 3.4 para la posición de referencia ($0^{\circ}, 0^{\circ}$). En la tabla 3.1 se muestran las amplitudes, fases y errores en los cambios de fase para las diferentes combinaciones angulares.

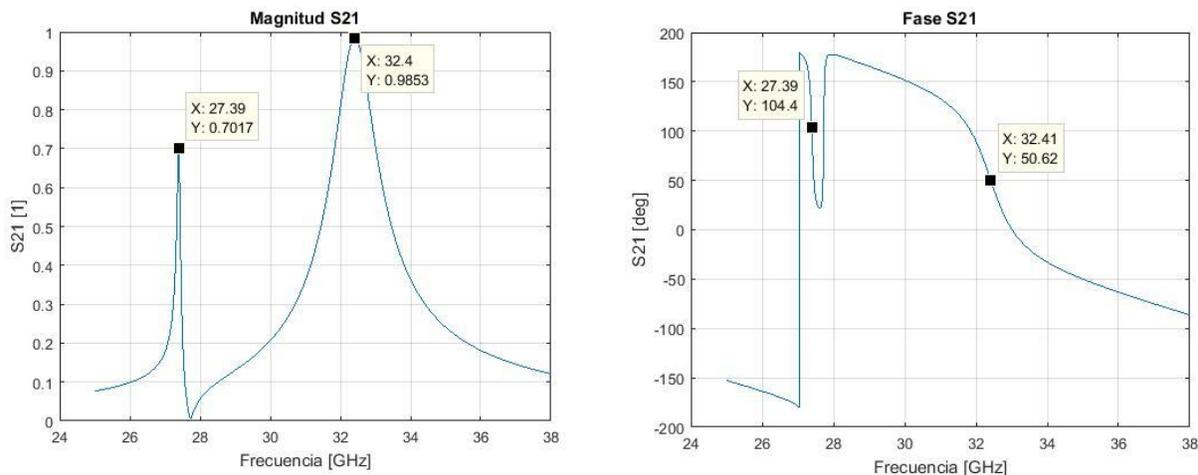


Figura 3.4 Magnitud y fase de referencia ($0^{\circ}, 0^{\circ}$) de la etiqueta sin chip de RFID

Tabla 3.1. Magnitud, fase y error en el cambio de fase para las combinaciones angulares de la etiqueta sin chip.

Anillo Ext. Ángulo γ_1	Anillo Int. Ángulo γ_2	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
0	0	0.7	0.98	104.37	50.62	0	0
0	45	0.08	0.86	128.58	89.8	24.27	129.18
0	90	0.05	0.02	176.71	-140.16	72.4	-10.78
0	135	0.08	0.86	-135.66	-8.5	-239.97	210.88
45	0	0.13	0.93	-53.01	60.17	-67.32	9.55
45	45	0.64	0.96	-174.76	156.68	-189.07	196.06
45	90	0.1	0.83	-153.82	-142.6	-168.13	-13.22
45	135	0.07	0.57	-92.91	-41.19	150.91	11.41
90	0	0.1	0.81	-3.8	38.81	71.89	-11.81
90	45	0.12	0.86	58.19	169.09	133.88	208.47
90	90	0.68	0.93	-112.63	-108.5	-36.94	20.88
90	135	0.11	0.85	-60.15	-48.25	15.54	171.13
135	0	0.13	0.93	44	30.93	209.69	-19.69
135	45	0.07	0.57	87.05	138.54	252.74	177.92
135	90	0.1	0.81	153.23	-95.37	-41.08	34.01
135	135	0.56	0.96	19.23	-22.27	184.92	197.11

Del estudio hecho en [4] se sabe que el uso de cortos como cargas concentradas, genera un desplazamiento en frecuencia. En la figura 3.4 se observa un desplazamiento 0.6 GHz para las frecuencias de operación de 28 y 32 GHz, además de una disminución considerable en la amplitud para la frecuencia de 27.39 GHz correspondiente al anillo externo para las diferentes posiciones angulares de las cargas y un error elevado en el cambio de fase. Se debe hacer notar que la distancia entre los radiadores concéntricos es de apenas $50 \mu\text{m}$, lo cual genera una fuerte interacción entre estos, y tiene por consecuencia la disminución en amplitud y el elevado error en el cambio de fase. Para corroborar esta hipótesis el espacio físico entre elementos de la misma celda fue aumentado al aplicar fenómeno de la resonancia doble [4] en el anillo correspondiente a la frecuencia de 32 GHz, resonando en la componente lineal paralela a los cortos. La celda con los nuevos parámetros se muestran en la figura 3.5 así como la respuesta en frecuencia para la referencia $(90^\circ, 0^\circ)$.

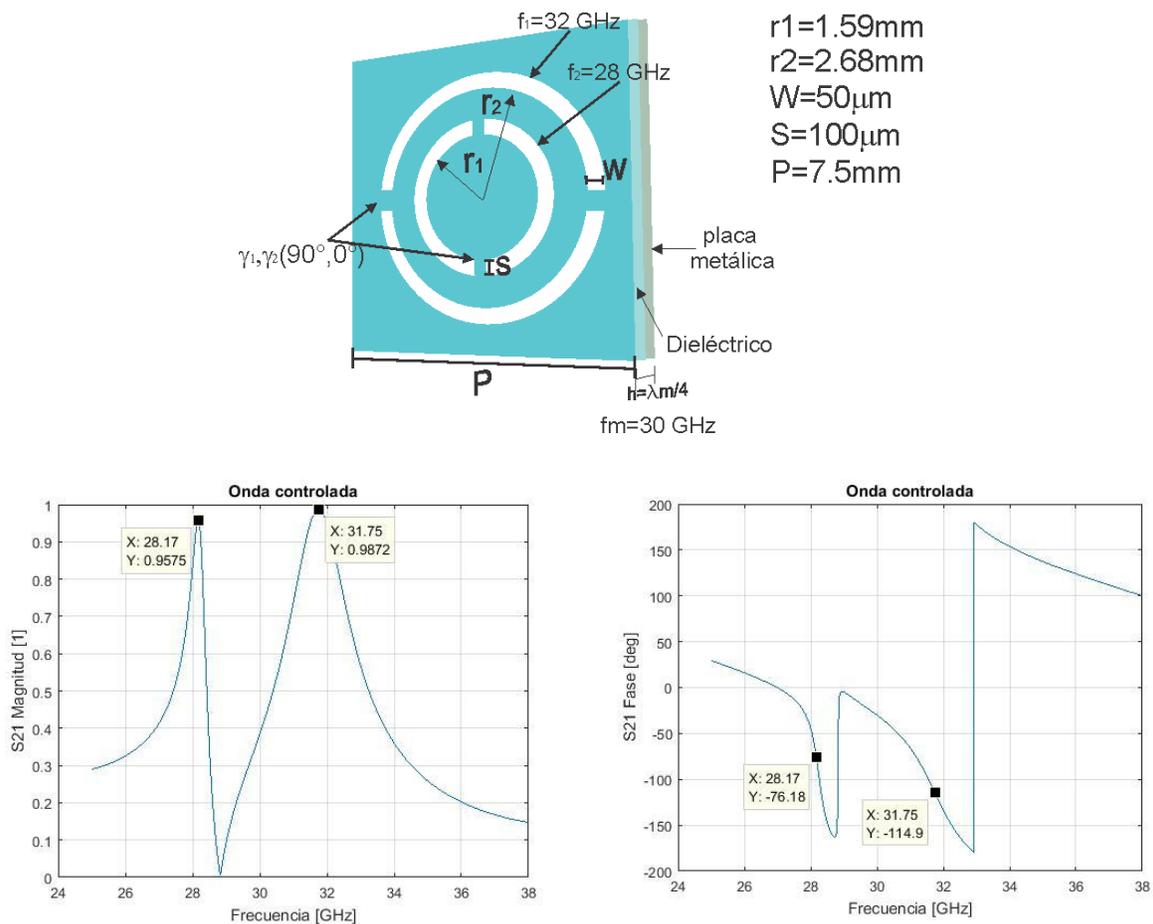


Figura 3.5. Etiqueta para RFID sin chip basada en principio de resonancia 2λ para frecuencia de 32 GHz, respuesta en frecuencia para la referencia $(90^\circ, 0^\circ)$.

Además del radio del anillo respectivo a la frecuencia de 32 GHz, fue modificada la referencia utilizada en la nueva etiqueta a $(90^\circ, 0^\circ)$. Del análisis de la tabla 3.1 se observó que los resultados con mayor error en el cambio de fase y de menor amplitud fue cuando existía una diferencia en la posición angular de los cortos de 90° , $|\gamma_1 - \gamma_2|$. En la tabla 3.2 se muestran los resultados de las simulaciones numéricas para las diferentes combinaciones angulares.

Tabla 3.2. Magnitud, fase y error en el cambio de fase para las combinaciones angulares de la etiqueta sin chip con anillo 2λ para 32 GHz.

Anillo Int. Ángulo γ_1	Anillo Ext. Ángulo γ_2	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
90	0	0.95	0.98	-76.17	-116.4	0	0
0	45	0.86	0.98	138.82	2.3	34.99	28.7
0	90	0.95	0.98	103.09	63.93	-0.74	0.33
0	135	0.83	0.98	80.62	142.21	-23.21	-11.39
45	0	0.78	0.95	-176.37	-135.19	-10.2	-18.79
45	45	0.67	0.73	-149.15	-40.02	17.02	-13.62
45	90	0.78	0.96	-130.33	78.64	35.84	15.04
45	135	0.73	0.96	155.01	168.69	-38.82	15.09
0	0	0.66	0.75	120.4	-128.21	16.57	-11.81
90	45	0.84	0.98	-100.38	-38.45	-24.21	-12.05
90	90	0.66	0.75	-59.28	52.35	16.89	-11.25
90	135	0.84	0.98	-39.31	-176.99	36.86	29.41
135	0	0.78	0.96	49.67	-101.39	35.84	15.01
135	45	0.75	0.95	-23.33	-10.33	-37.16	16.07
135	90	0.78	0.95	3.83	45.38	-10	-18.22
135	135	0.66	0.75	31.45	142.33	17.62	-11.27

Tras haber aplicado el principio de la resonancia doble, se puede observar de la tabla 3.2 una mejora drástica en la amplitud, 18 [dB], así como una importante disminución en el error en el cambio de fase, con una disminución de 252° a 38° grados para el peor caso, corroborando así que la distancia entre los aros concentricos juega un papel fundamental para el funcionamiento adecuado de los radiadores. Las simulaciones numéricas fueron llevadas nuevamente a cabo, modificando los elementos de la etiqueta, figura 3.6. Para este nuevo diseño el anillo correspondiente a la frecuencia de 28 GHz, fue diseñado ocupando el principio de resonancia doble, es decir, fue diseñado para que la componente lineal de la onda de polarización circular paralela a los cortos fuese transmitida. En la tabla 3.3 se pueden observar los resultados de las simulaciones numéricas para esta nueva configuración

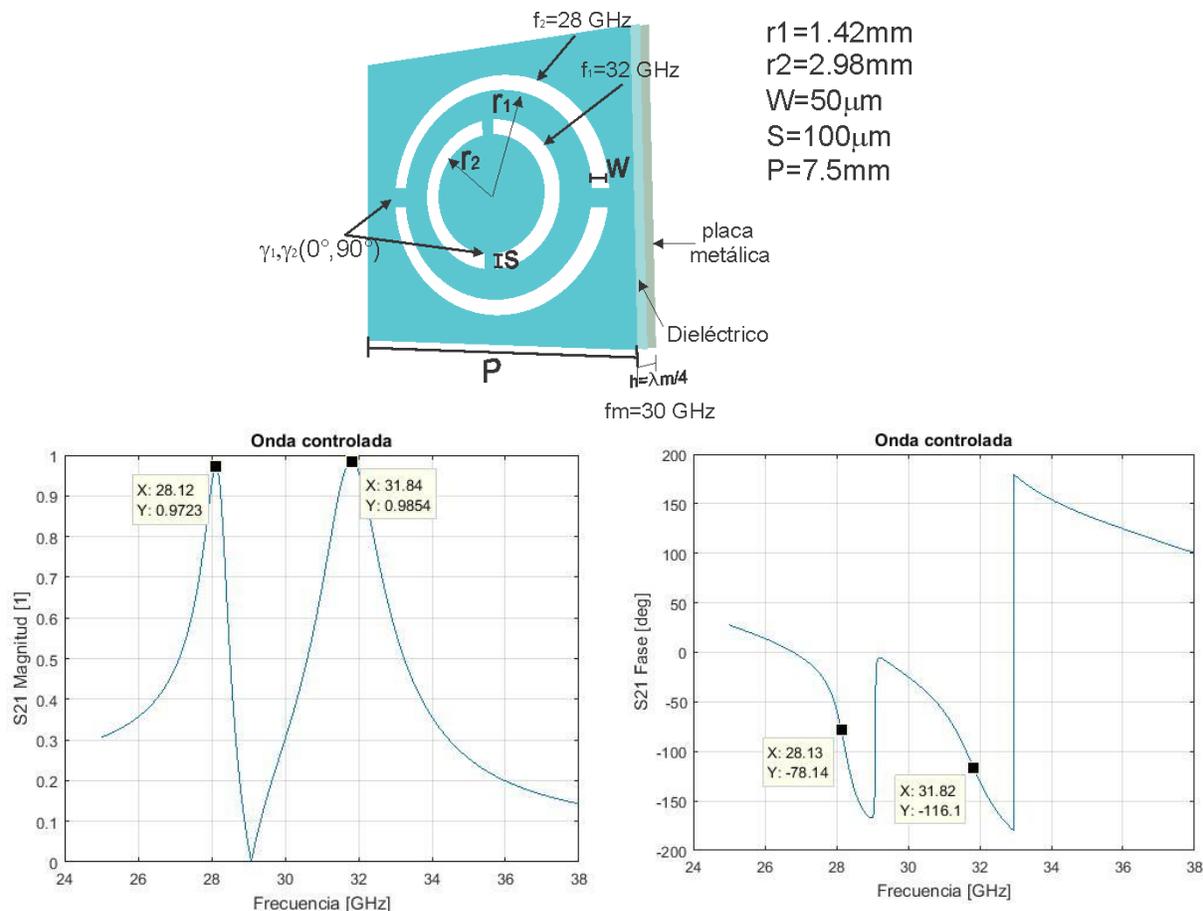


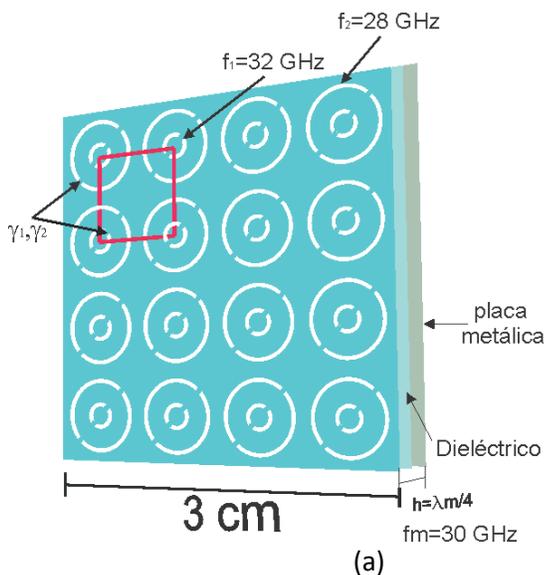
Figura 3.6. Etiqueta para RFID sin chip basada en principio de resonancia 2λ para frecuencia de 28 GHz, respuesta en frecuencia con la combinación angular $(0^\circ, 90^\circ)$.

Tabla 3.3. Magnitud, fase y error en el cambio de fase para las combinaciones angulares de la etiqueta sin chip con anillo 2λ para 28 GHz.

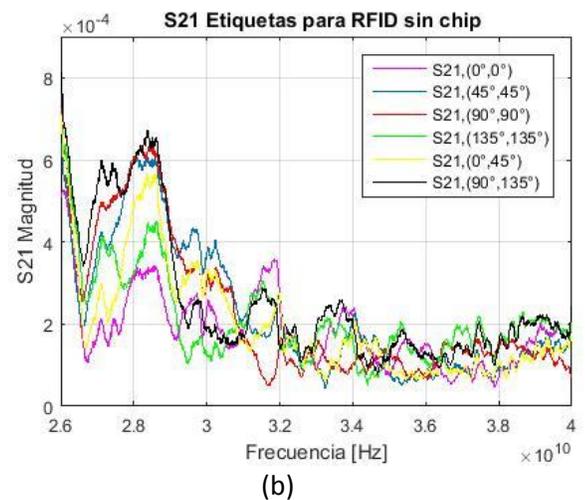
Anillo Ext. Ángulo γ_1	Anillo Int. Ángulo γ_2	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
0	90	0.97	0.98	-78.13	-115.04	0	0
0	45	0.91	0.97	-52.12	162.77	26.01	7.81
0	0	0.82	0.89	-63.21	55.19	14.92	-9.77
0	135	0.9	0.96	-83.5	-40.75	-5.37	-15.71
45	0	0.94	0.98	-11.51	58.81	-23.38	-6.15
45	45	0.71	0.91	36.97	144.97	25.1	-9.99
45	90	0.96	0.98	34.54	-91.71	22.67	23.33
45	135	0.64	0.92	145.45	175.41	133.58	200.45
90	0	0.97	0.98	106.63	64.6	4.76	-0.36
90	45	0.9	0.96	97.199	139.96	-4.671	-15
90	90	0.83	0.89	115.91	-125.86	14.04	-10.82

90	135	0.89	0.96	129.72	-20.7	27.85	4.34
135	0	0.95	0.98	-143.42	86.43	24.71	21.47
135	45	0.62	0.93	144.23	172.82	-47.64	17.86
135	90	0.95	0.98	164.42	-121.97	-27.45	-6.93
135	135	0.72	0.9	-143.59	-36.89	24.54	-11.85

Al comparar los resultados de la tabla 3.3 con los de la tabla 3.2 se observó una mejora general de 2 [dB] en la amplitud correspondiente al anillo de frecuencia de operación de 28 GHz. Por otro lado el error en el cambio de fase promedio mostró un aumento de 4° y de 8° para las frecuencias de 28 y 32 GHz respectivamente. El siguiente paso de la investigación, consistió en fabricar y caracterizar 4 etiquetas para las posiciones angulares (0°,0°), (0°,45°), (45°,45°) y (90°,90°) con las características mostradas en la figura 3.6. La etiqueta fue fabricada en un área de 3 x 3 cm. Las etiquetas fueron medidas en un ambiente no anecoico para una incidencia normal, posicionadas a 1[m] de la fuente de alimentación y de la antena receptora, figura 3.7. Las magnitudes así como los errores en el cambio de fase para las diferentes posiciones angulares se muestran en la tabla 3.4.



$r1=1.42\text{mm}$
 $r2=2.98\text{mm}$
 $W=50\mu\text{m}$
 $S=100\mu\text{m}$
 $P=7.5\text{mm}$



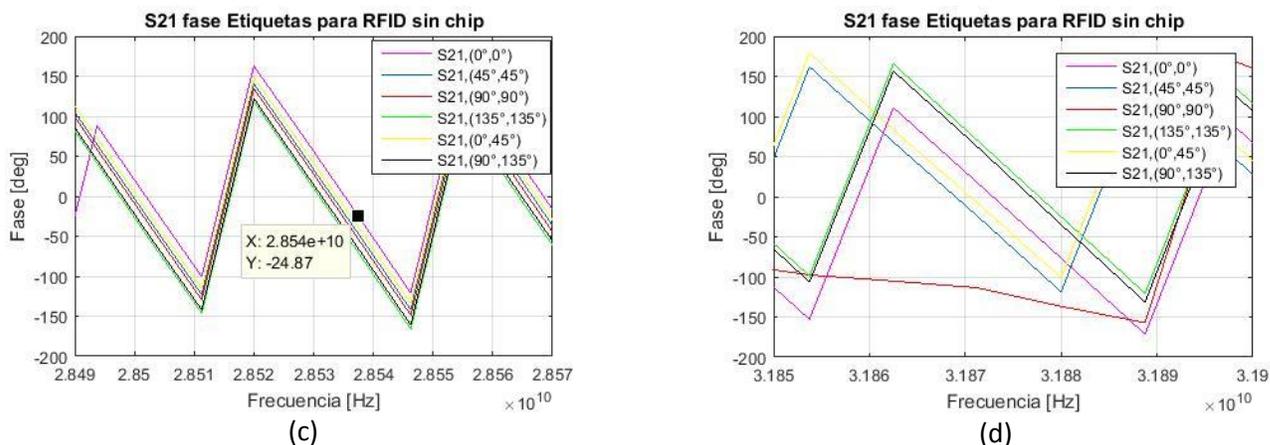


Figura 3.6. Etiqueta para RFID sin chip basadas en principio de resonancia 2λ para la frecuencia de 28 GHz (a), respuesta en frecuencia (b), fases para la frecuencia de 28.5 GHz (c) y 32.0 GHz (d).

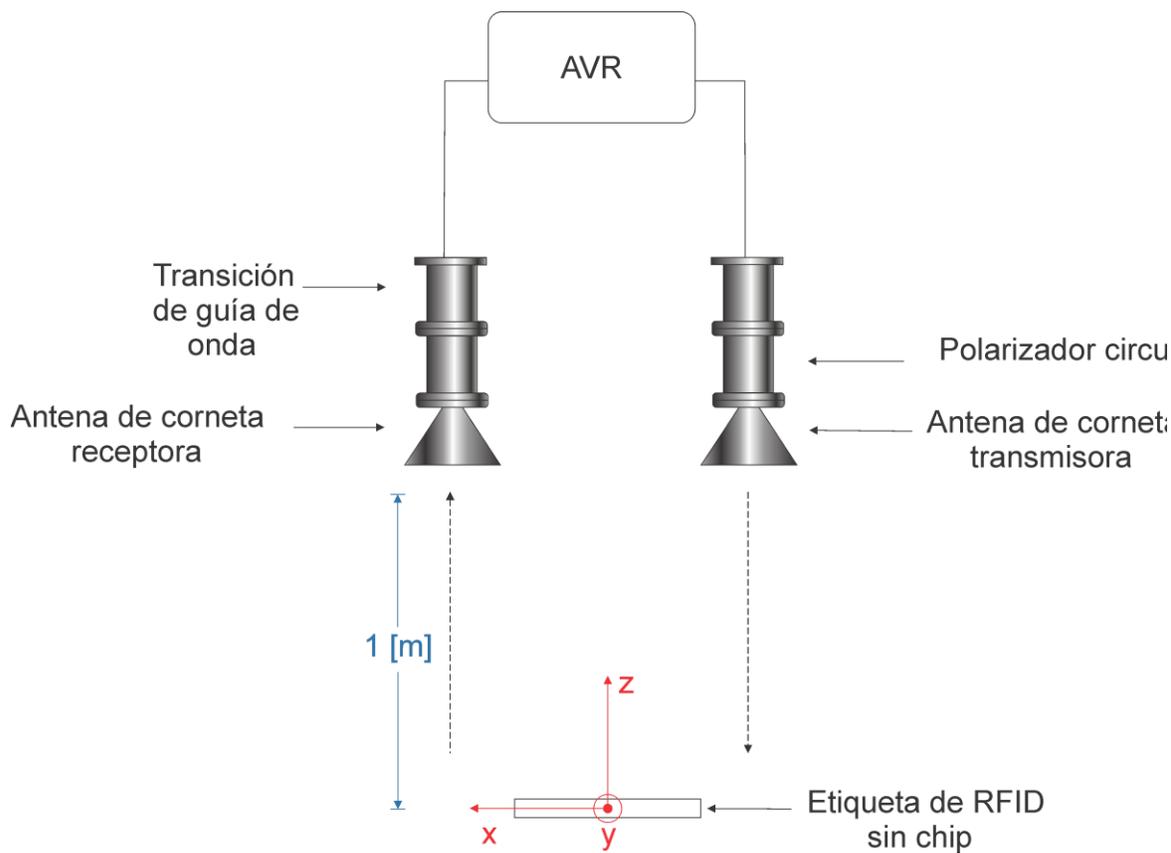
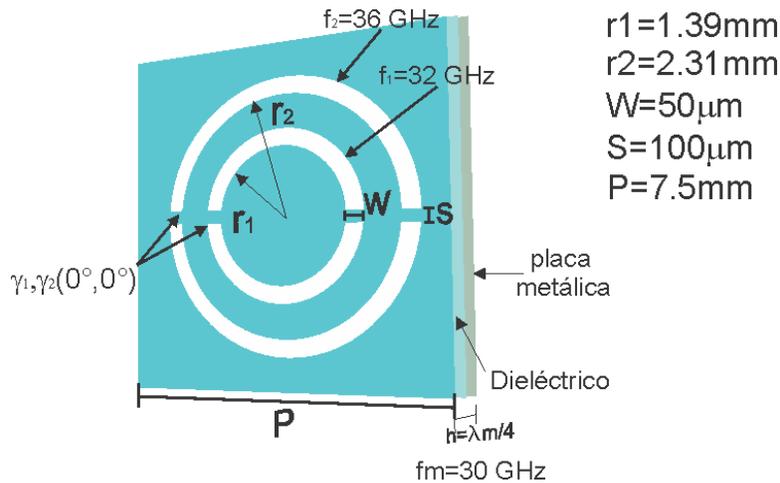


Figura 3.7. Setup para la caracterización de etiquetas para RFID sin chip.

Tabla 3.4. Magnitud, fase y error en el cambio de fase de las etiqueta sin chip

Anillo Ext. 28.54 GHz	Anillo Int. 31.89 GHz	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
γ_1	γ_2						
0	0	0.0003433	0.0003556	-24.87	-171.4	0	0
45	45	0.0005848	0.0002327	-47.03	148.2	67.84	49.6
90	90	0.0006177	0.0000858	-53.82	-157.1	151.05	194.3
135	135	0.0004365	0.0002383	-70.69	-120.5	224.18	-39.1
0	45	0.0005454	0.0002417	-38.97	164.4	-14.1	65.8
90	135	0.0006310	0.0002447	-65.53	-131.1	139.34	-49.7

Analizando la figura 3.6 correspondiente a la característica de magnitud, y utilizando la tabla 3.4, es posible apreciar lo máximos en las frecuencias de resonancia para las diferentes combinaciones angulares, sin embargo, los errores en el cambio de fase para ambos anillos es muy elevado (224.18° , 194.3°). Con el fin de disminuir el error, se analizaron diversas alternativas, además se recorrieron 4 GHz las frecuencias de resonancia, figura 3.8, esto debido a cuestiones tecnológicas referidas al ancho de banda de las antenas transmisoras y receptoras utilizadas en la caracterización de la etiqueta. Del análisis hecho se encontró que es posible disminuir el error en el cambio de fase, esto al aplicar la técnica de variación de tamaño [5] en los elementos radiadores de la celda, figura 3.9 y tabla 3.5.



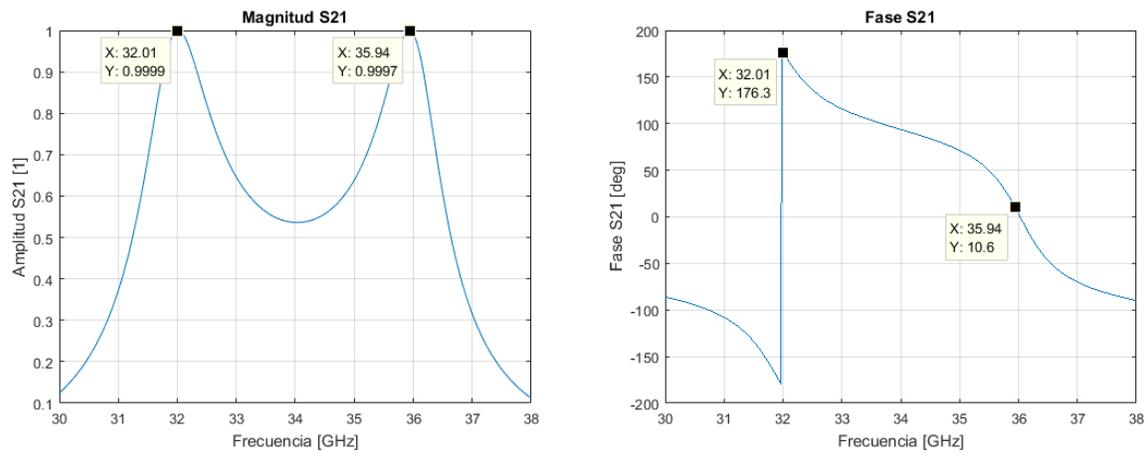
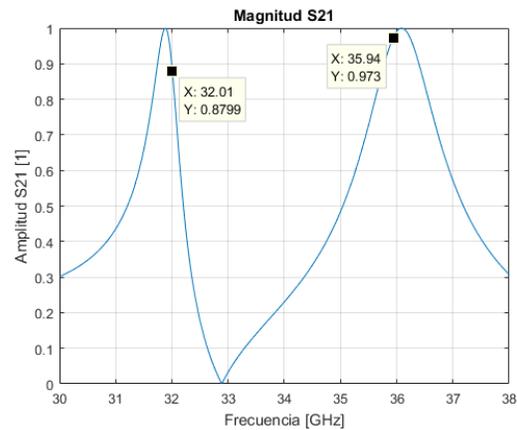
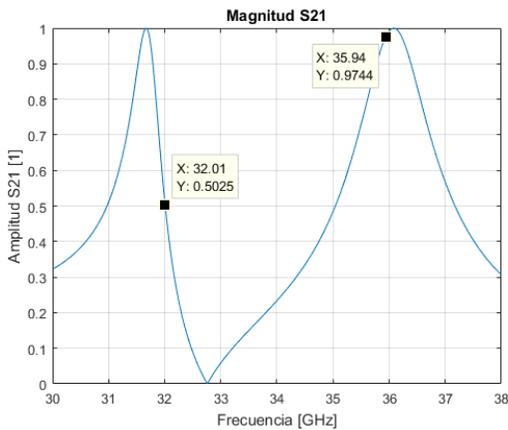
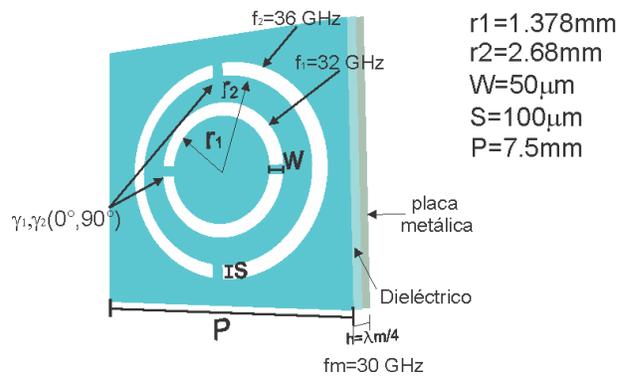
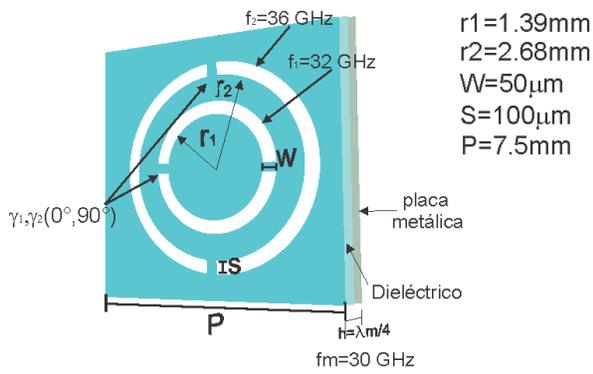


Figura 3.8. Celda unitaria y respuesta en frecuencia para las frecuencias de operación 32 y 36 GHz.



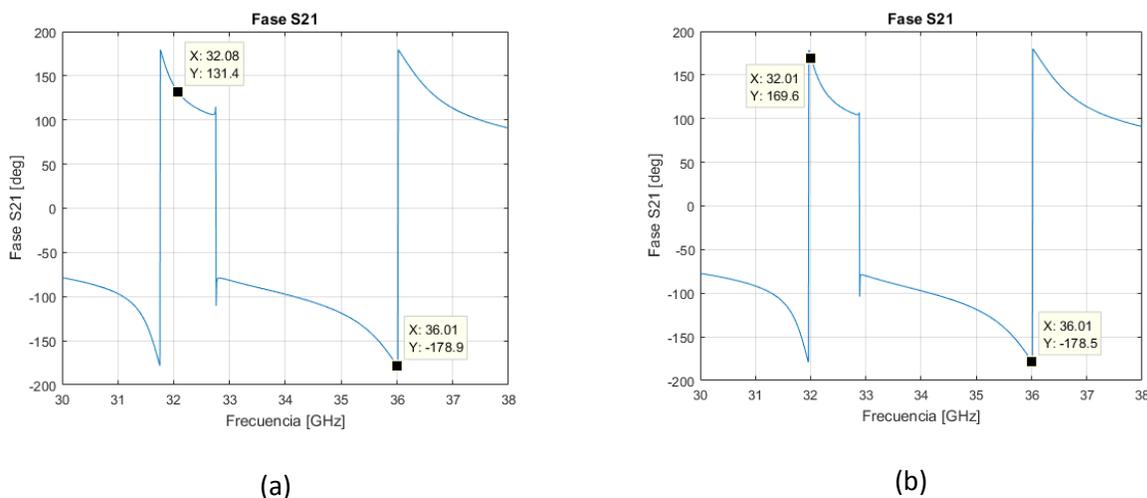
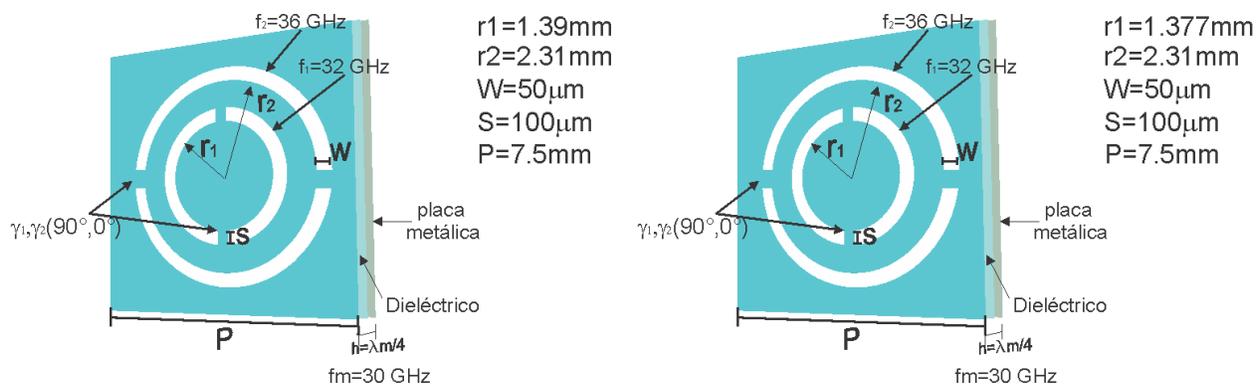


Figura 3.9. Dimensiones geométricas y respuesta en frecuencia de celda unitaria para (a) sin variación de los radios de los anillos y (b) con variación de tamaño de radio de los anillos (0°,90°).

Tabla 3.5. Magnitud y fase para anillos con referencia (0°,0°) y (0°,90°)
El * se utiliza para diferenciar al anillo con corrección en fase.

Anillo Int. 32.01 GHz	Anillo Ext. 35.94 GHz	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
γ_1	γ_2						
0	0	0.9999	0.9999	176.3	10.6	0	0
0	90	0.5025	0.8799	131.4	-178.9	135.1	-9.5
0	90*	0.8799	0.9730	169.6	-178.5	-6.7	-9.1

El experimento fue repetido modificando la posición de las cargas a (90°,0°), los resultados se observan en la figura 3.10 y en la tabla 3.6.



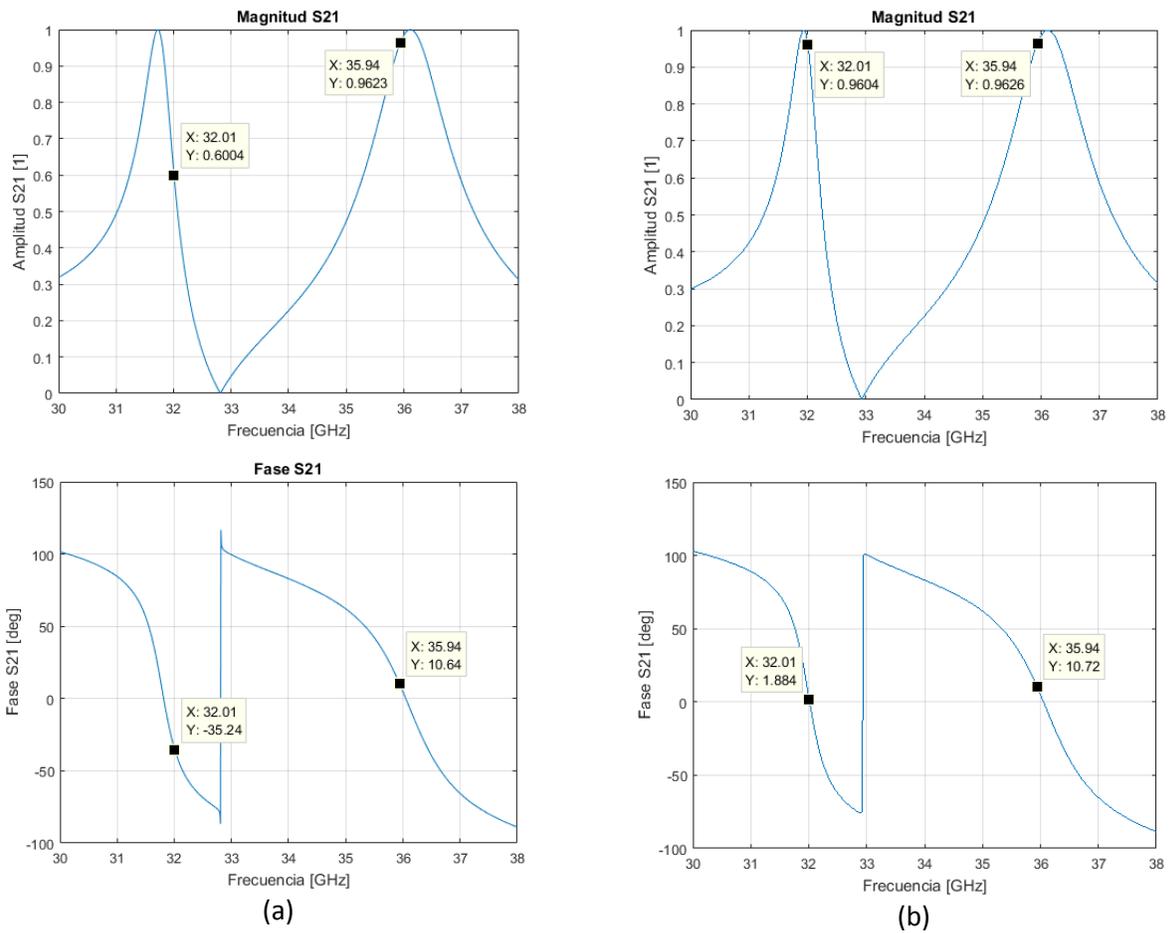


Figura 3.10. Dimensiones geométricas y respuesta en frecuencia de celda unitaria para (a) sin variación de tamaño de radio y (b) con variación de tamaño de radio (90°,0°).

Tabla 3.6. Magnitud y fase para anillos con referencia (0°,0°) y (90°,0°)
El * se utiliza para diferenciar al anillo con corrección en fase.

Anillo Int. 32.01 GHz	Anillo Ext. 35.94 GHz	Mag. S_{21}	Mag. S_{21}	Fase S_{21}	Fase S_{21}	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
γ_1	γ_2						
0	0	0.9999	0.9999	176.3	10.6	0	0
90	0	0.6004	0.9623	-35.24	10.64	-31.54	0.04
90*	0	0.9608	0.9862	1.8840	4.12	5.584	6.48

De la tabla 3.6 puede observarse que el error en el cambio de fase está por debajo de los 10°, esto se logró al variar adecuadamente el radio interior del anillo. Estos resultados fueron simulados de nuevo cambiando la malla del arreglo de cuadrangular a triangular equilátero, esto con el fin de realizar mediciones variando el ángulo de la onda de incidencia, figura 3.11, 3.12 y tabla 3.7.

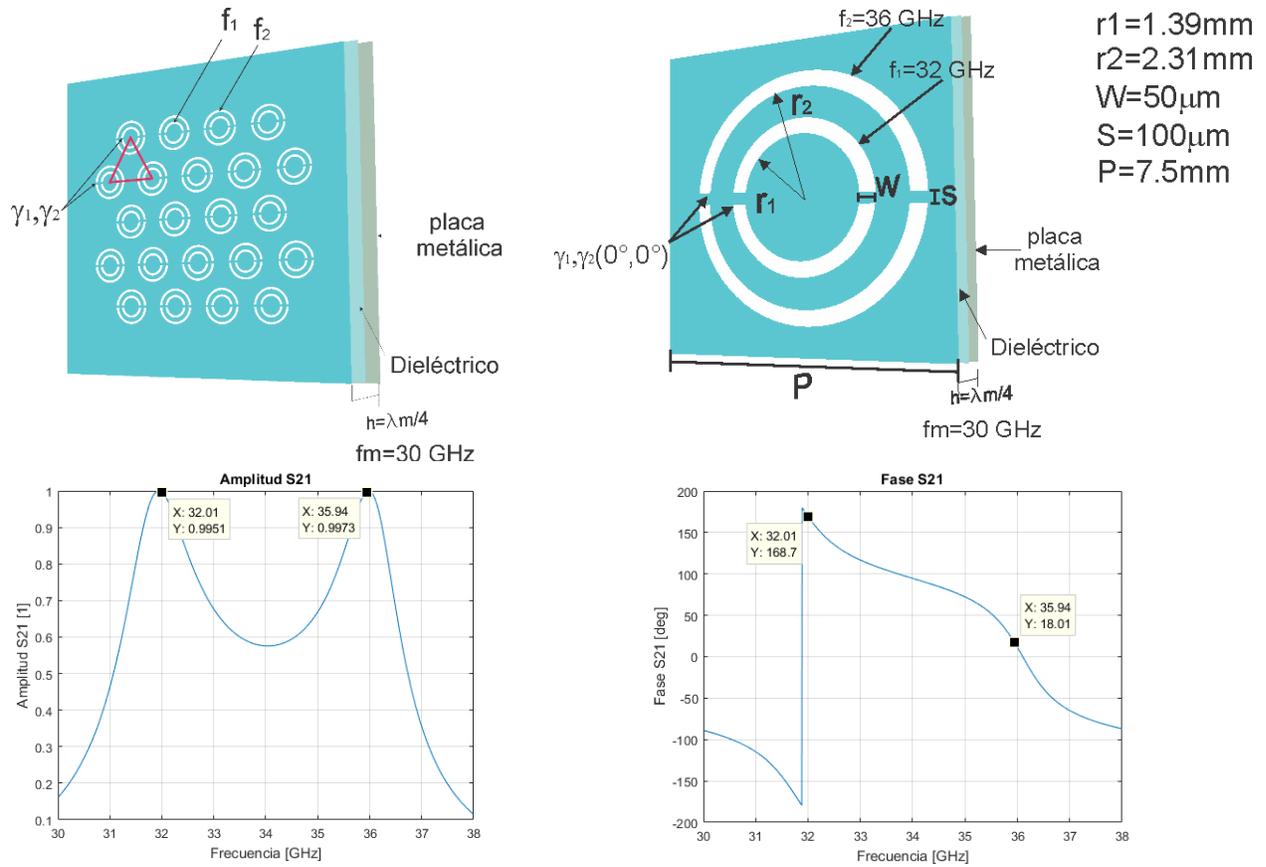
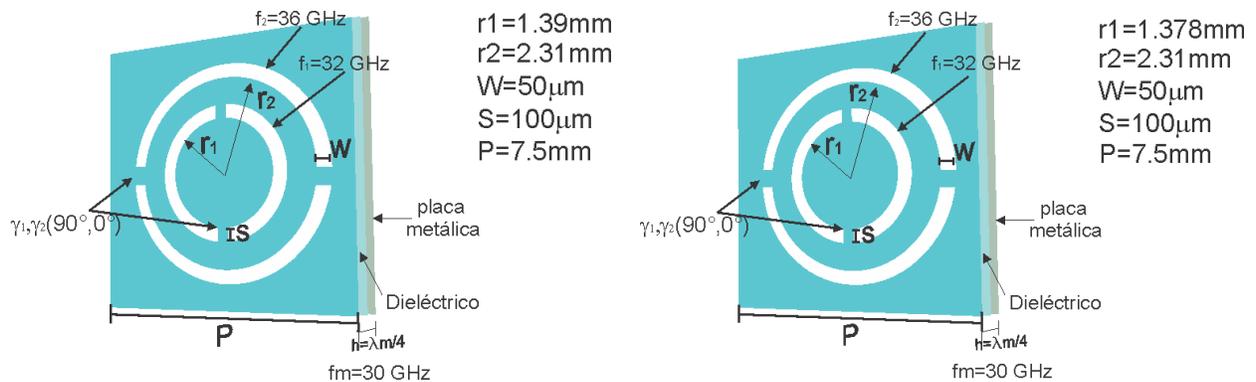


Figura 3.11. Celda unitaria y respuesta en frecuencia para la etiqueta referencia $(0^\circ, 0^\circ)$, para las frecuencias de operación 32 y 36 GHz.



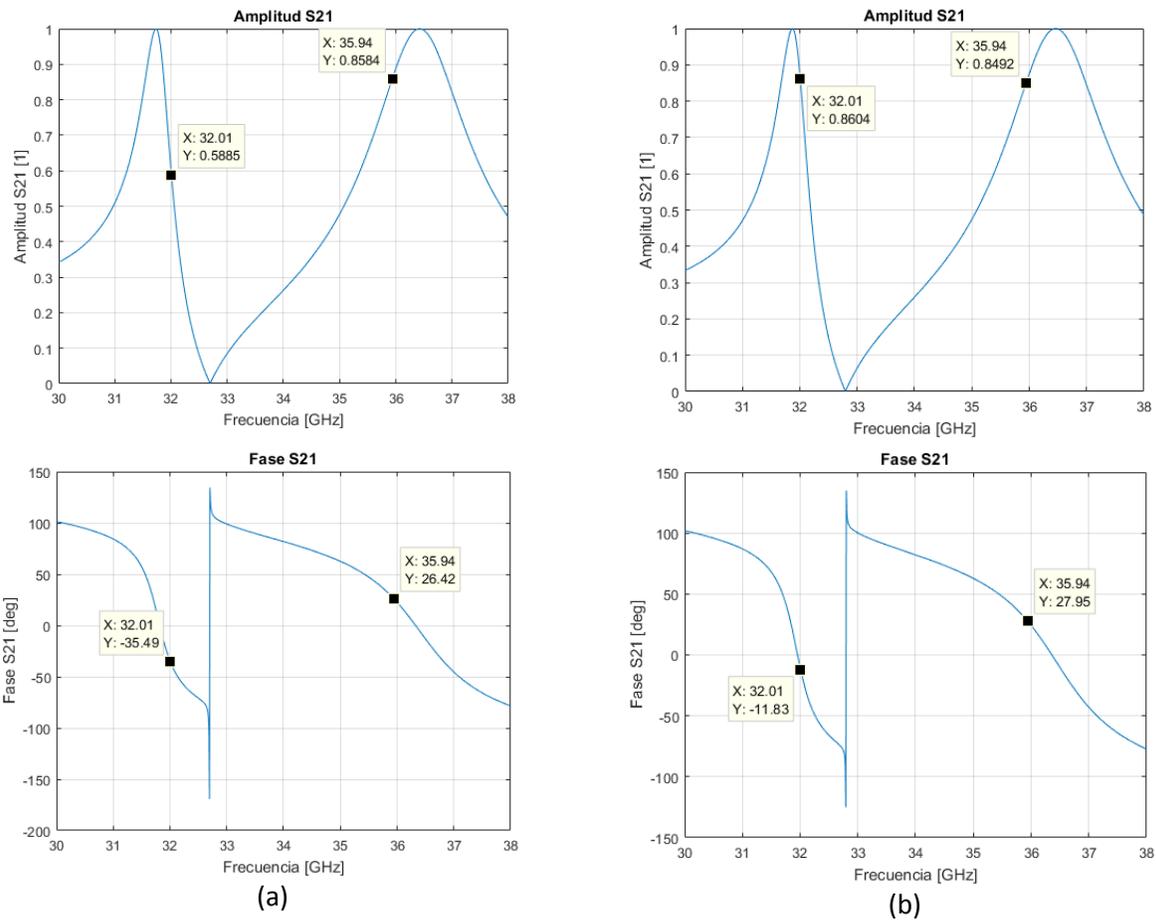


Figura 3.12. Dimensiones geométricas y respuesta en frecuencia de celda unitaria para (a) sin variación de tamaño de radio y (b) con variación de tamaño de radio (90°,0°) para re triangular.

Tabla 3.7. Magnitud y fase para anillos con referencia (0°,0°) y (90°,0°)
El * se utiliza para diferenciar al anillo con corrección en fase para celda triangular.

Anillo Int. 32.01 GHz γ_1	Anillo Ext. 35.94 GHz γ_2	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\varphi_1$ [deg]	$\Delta\varphi_2$ [deg]
0	0	0.9951	0.9973	168.7	18.01	0	0
90	0	0.5885	0.8584	-35.49	26.42	-24.19	8.41
90*	0	0.8604	0.8492	-11.83	27.95	-0.53	9.94

Buscando verificar estos resultados, fueron construidas y caracterizadas las etiquetas para los arreglos triangulares (0°,0°) y (90°,0°), aumentando el área de 3X3 cm a 6X6 cm y siendo medidas a una distancia de 2[m], figura 3.13 y tabla 3.8.

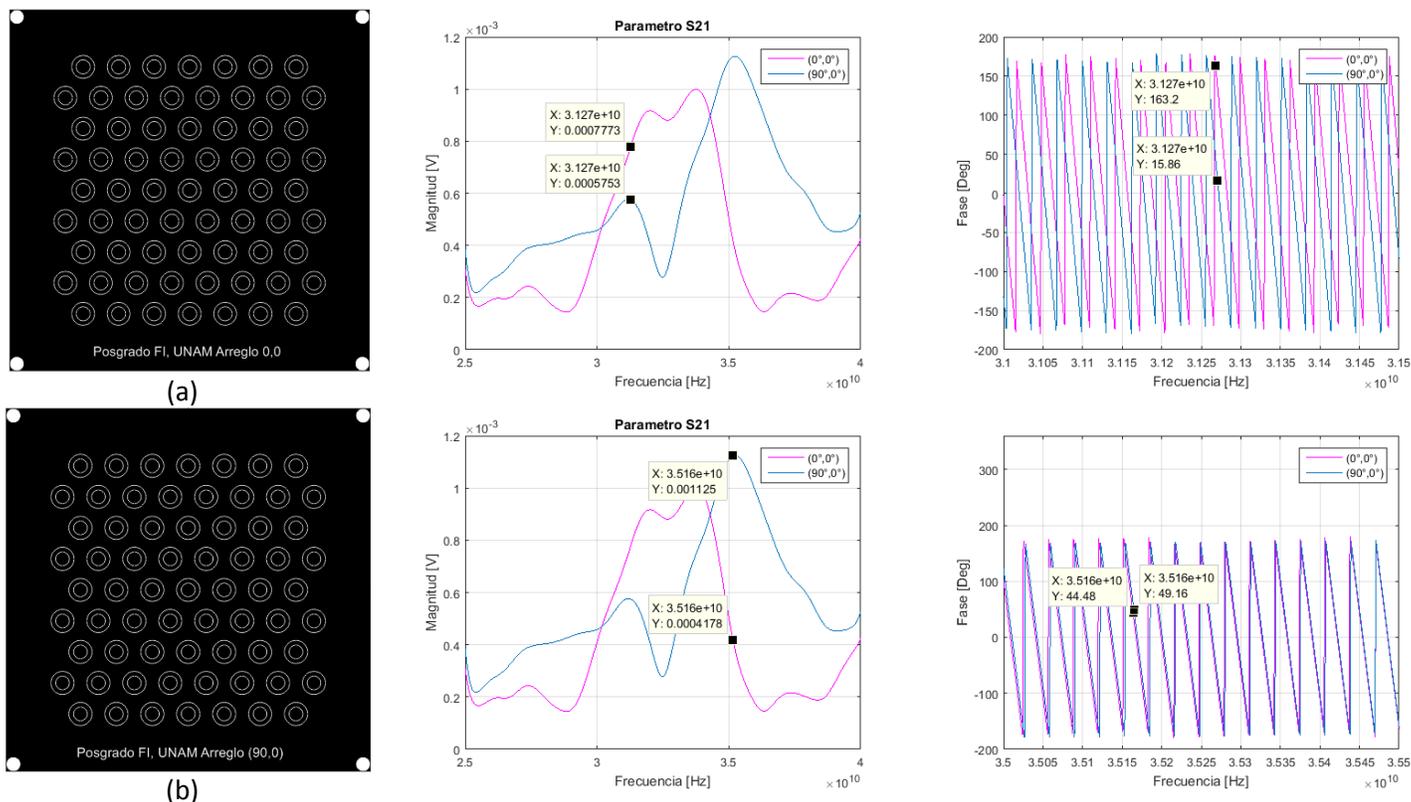


Figura 3.13. (a) Arreglo reflectivo de malla triangular fabricado con posición de cortes (0°,0°), (b) Arreglo triangular de anillos fabricados con posición de cortes (90°,0°)

Tabla 3.8. Magnitud y fase para arreglo triangular de anillos fabricados con referencia (90°,0°) y (0°,0°)

Anillo Int. 31.27 GHz γ_1	Anillo Ext. 35.16 GHz γ_2	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
90	0	0.0005754	0.001125	124.24	-137.69	0	0
0	0	0.0007755	0.000417	-113.93	-156.10	59.32	18.41

Al analizar los resultados obtenidos, se observa un error elevado en el cambio de fase. Esta diferencia en el cambio de fase fue producto de un error de fabricación al adicionar 0.025mm en el perímetro de los anillos de la máscara utilizada en el proceso de fabricación para la combinación (90°,0°). Para corroborar esta hipótesis esos valores fueron adicionados a un nuevo modelo el cual fue simulado y cuyos resultados se muestran en la figura 3.14 y tabla 3.9.

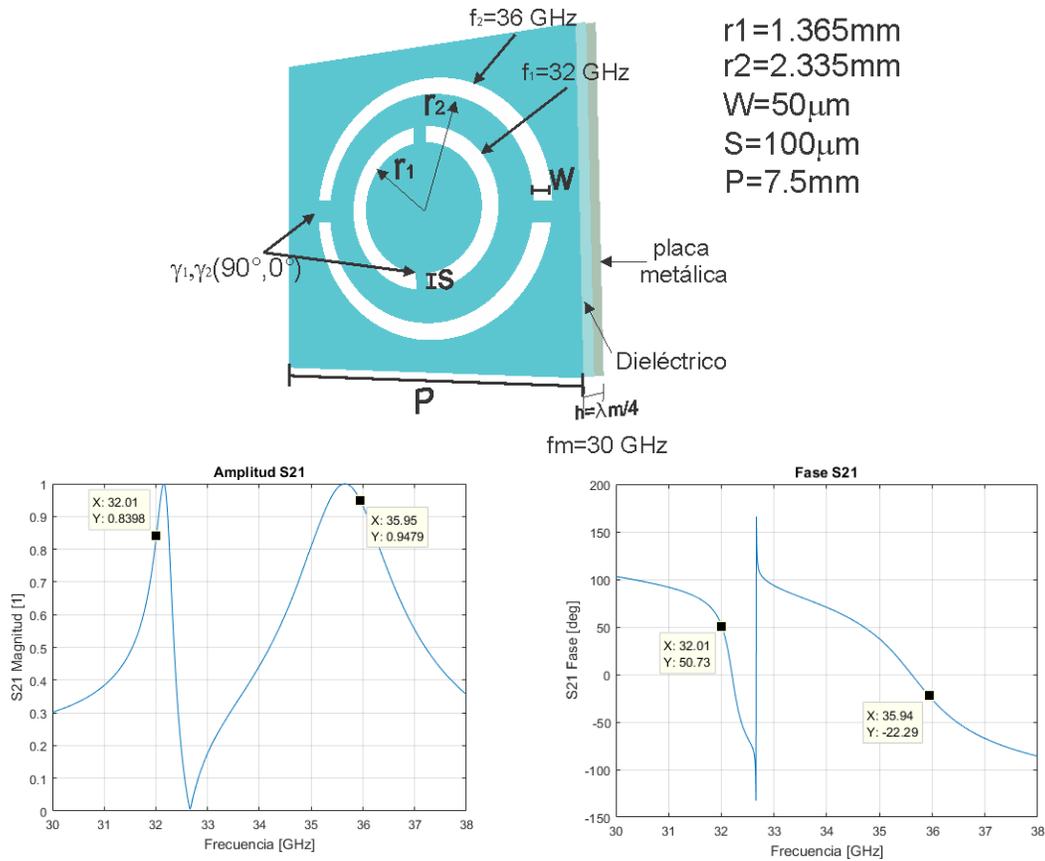


Figura 3.14. Dimensiones geométricas y respuesta en frecuencia de celda unitaria de arreglo fabricado para la combinación $(90^\circ, 0^\circ)$.

Tabla 3.9. Magnitud y fase de simulación para arreglo triangular de anillos fabricados con referencia $(90^\circ, 0^\circ)$ y $(0^\circ, 0^\circ)$.

Anillo Int. 32.01 GHz	Anillo Ext. 35.94 GHz	Mag. S21	Mag. S21	Fase S21	Fase S21	$\Delta\phi_1$ [deg]	$\Delta\phi_2$ [deg]
γ_1	γ_2						
0	0	0.9951	0.9973	168.7	18.01	0	0
90	0	0.8396	0.9479	50.73	-22.29	62.03	-40.3

Al comparar la tabla 3.9 y 3.8, se observa una diferencia de 2.71° y 21.89° de los valores simulados numéricamente respecto a los valores medidos. La concordancia que existe entre los resultados numéricos y medidos demuestra que el elevado error en el cambio de fase es producto del error cometido en el proceso de fabricación.



Conclusiones

En el diseño de etiquetas pasivas para RFID con anillos anidados con cortos con cargas concentradas, el parámetro de diseño de distancia entre anillos anidados desempeña un papel fundamental en la interacción entre elementos, este puede llevar a obtener errores muy grandes en el cambio de fase. Al comparar las tablas 3.1 y 3.2 se puede observar una disminución drástica en los errores en el cambio de fase de (252.74°) a (37.16°) , esto demuestra la efectividad del uso del fenómeno de la resonancia doble en la disminución de la interacción entre radiadores.

La posición angular de las cargas, genera un desplazamiento en frecuencia que afecta a la fase. El máximo error en el cambio de fase así como disminución en la amplitud se da en el caso $|\gamma_1 - \gamma_2| = 90^\circ$.

El error en el cambio de fase así como el desplazamiento de las frecuencias de resonancia, puede ser corregido a través de modificar la respuesta en frecuencia de los elementos radiadores, esto por medio de la técnica de la variación de tamaño (tabla 3.3).

A partir de las simulaciones numéricas y de las mediciones hechas, es posible generar etiquetas para RFID sin chip basadas en la metodología presentada en [1] que funcionen en ambientes no anecoicos, alcanzando distancias de al menos 2[m] de distancia entre la etiqueta y la antena receptora posicionados de forma normal.

Bibliografía

- [1] A.E. Martynyuk, J.I. Martínez Lopez and N.A. Martynyuk, "Spiraphase type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No.1, Jan 2004, pp. 142-153.
- [2] J. Silva-Montero, J.I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas and A.E. Martynyuk, " Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, No. 10, Vol. 63, pp. 4342-4351, Oct. 2015.
- [3] A. Fox, "An adjustable wave-guide phase changer" *Proceedings of IRE PIRE*, Vol.35, No. 12, Dec. 1947, pp. 1489-1498.
- [4] A. E. Martynyuk and J.I. Martínez-López, "Frequency-Selective surfaces based on sloted ring slots," *Electron. Lett.*, Vol. 37, No. 5, pp. 268-269, March. 2001.
- [5] J. Huang, J.A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ, 2007.



Capítulo 4 Arreglo reflectivo de frecuencia dual basado en anillos ranurados bisectados.

4.1 Introducción

Los arreglos reflectivos de banda dual capaces de formar pares de haces principales orientados en diferentes direcciones compartiendo la misma apertura, resultan interesantes para aplicaciones de comunicaciones, esto es producto de sus características intrínsecas como peso ligero y bajo costo de fabricación. Diversos conceptos han sido usados en el paso de los años en el diseño de este tipo de arreglos reflectivos. Inicialmente se desarrollaron arreglos reflectivos multifrecuencia de varias capas. En las referencias [1], [2] se muestran arreglos reflectivos de tipo parche de tamaño variable apilados. Para el arreglo mostrado en [1] fue utilizado un sistema de alimentación dual, y fueron reportadas eficiencias de 0.62 y de 0.70 para las frecuencias de $f_{max} = 30$ GHz y $f_{min} = 20$ GHz respectivamente. En la referencia [3] otro arreglo reflectivo de frecuencia dual es mostrado para las frecuencias de operación de 8.4 y 32 GHz. En todos los arreglos reflectivos antes mencionados, la capa superior es la encargada de formar el haz principal para la frecuencia más alta, la capa del fondo es usada para la formación del haz en la frecuencia de operación más baja. De acuerdo al principio de operación de este tipo de arreglos reflectivos, la capa superior debe de ser imperceptible a la radiación generada por la capa correspondiente a la frecuencia baja, esto sugiere una relación de frecuencias $R = f_{max}/f_{min}$ considerable de 1.5 para [1] y de 1.61 para [2].

Se han propuesto configuraciones de una sola capa para simplificar arreglos reflectivos de banda dual. Una característica típica de estos arreglos es que contienen dos elementos reflectores de diferente medida en una misma celda. Aros duales bisectados fueron usados en las referencias [4] y [5] usando la técnica de la rotación variable. En la referencia [4] el RA fue diseñado para una polarización circular izquierda (LHCP, por sus siglas en inglés) para una frecuencia de 20 GHz, y para una frecuencia de 29.7 GHz usando polarización circular derecha para un ángulo de elevación θ_0 de 30° . Las eficiencias de iluminación reportadas son de 0.56 y de 0.63 para 20 y 30 GHz respectivamente para una relación de frecuencias $R = 1.5$. En [5] el arreglo reflectivo es diseñado para los ángulos de elevación de $\theta_{01} = 35^\circ$ para 24.4 GHz y $\theta_{02} = 24^\circ$ a 35.5 GHz para una relación de frecuencias $R = 1.45$. Los aros mayores son utilizados para formar el haz para la frecuencia más baja, mientras tanto el haz principal para la frecuencia más alta es formado por los aros más pequeños. Para evitar un fuerte



acomplamiento mutuo entre aros, fue necesario tener una relación de frecuencias arriba de 1.4.

En las referencias [7] y [8] se muestra otro RA de banda dual de una sola capa para polarización circular. Los elementos del RA contienen un anillo bisectado combinado con una cruz de malta modificada. Este tipo de RA [7] mostró una eficiencia de apertura de 0.66 y de 0.5 para las frecuencias de 20 y 30 GHz respectivamente. En la referencia [9] se muestra un RA para las frecuencias de operación de 8.2 y 13.2 GHz, reportando una eficiencia de apertura de 0.47 y 0.33 respectivamente, este arreglo reflectivo tuvo una relación de frecuencias considerable (1.61) y fue diseñado para utilizar polarización lineal.

El uso de polarizaciones ortogonales son usadas en el diseño de RA de banda dual como método para evitar el acoplamiento mutuo entre reflectores del mismo elemento cuando una relación de frecuencias R pequeña es necesaria. En la referencia [10], un arreglo reflectivo de una sola capa que opera con polarización lineal es mostrado. Este RA opera a las frecuencias de 12 y 14 GHz, asegurando una eficiencia de radiación cercana a 0.60 y $R = 1.16$. En [11] se muestra una modificación de este RA en las frecuencias de operación de 12.5 y 14.5 GHz. Pese a estos avances, varias aplicaciones requieren RA de una sola capa con diferentes posiciones de los lóbulos principales con la misma polarización y operando en frecuencias muy cercanas. La idea de usar la técnica de la rotación variable usando anillos bisectados como elementos para alcanzar las características mencionadas es presentada en la referencia [12]. Pese a esto en la referencia [4] se mostró que el severo acoplamiento mutuo entre aros dentro del mismo elemento, complicaba el diseño de este tipo de RA aún para relaciones de frecuencia de 1.5. En este trabajo se demuestra que el principio de la rotación variable combinado con la técnica propuesta para SSF de tres bandas conduce a RA capaces de formar dos diferentes haces del mismo sentido de polarización circular para frecuencias cercanas, 34.5 y 38.5 GHz con $R = 1.12$. El arreglo reflectivo mostrado en este trabajo, es capaz de formar dos diferentes haces principales orientados en diferentes direcciones determinadas por los ángulos de elevación θ_{01} y θ_{02} . El elemento radiador del RA contiene un par de anillos concéntricos bisectados con diferentes posiciones angulares de rotación. La geometría del elemento fue modificado y optimizado para suprimir el acoplamiento mutuo entre reflectores del mismo elemento.

Para validar el principio de operación, fueron fabricados y caracterizados arreglos reflectivos que constaban de 317 elementos cada uno, para las combinaciones de ángulos de escaneo $(0^\circ, 20^\circ)$, $(20^\circ, 0^\circ)$, $(30^\circ, 40^\circ)$ y $(40^\circ, 30^\circ)$ para las frecuencias de 34.5 y 38.5 GHz.

4.2. Principio de Operación

El arreglo reflectivo de banda dual propuesto, se muestra en la figura 4.1 (a). Este consiste en un conjunto de elementos reflectivo distribuido en nodos de una malla triangular equilátera de periodo b y una distancia h entre los elementos reflectivos y la pared metálica. La geometría de la celda unitaria del RA se muestra en la figura 4.1 (b). La celda unitaria contiene un anillo resonador ranurado interno y externo de ancho w y de radios internos r_i y r_o , respectivamente. Ambos resonadores son bisectados por cortes metálicos de ancho s , la posición angular de los cortes en el anillo interno y externo son γ_i y γ_o respectivamente.

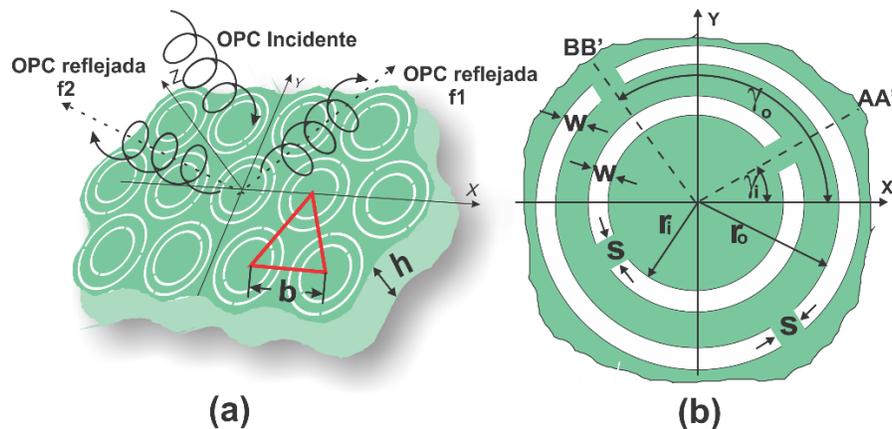


Figura 4.1. Arreglo reflectivo (a), celda unitaria (b).

La técnica de la rotación variable es usada para obtener la fase de reflexión deseada en ambas frecuencias, esto para una onda incidente de polarización circular izquierda. Esta técnica requiere una diferencia de fase de 180° entre las componentes lineales con planos de polarización paralela y ortogonal a los ejes de simetría de los cortes. Usualmente esta condición es alcanzada por reflexión total de la componente lineal paralela a los cortes de la SSF. La condición de transmisión total para la SSF es lograda por la componente lineal ortogonal a los cortes, teniendo en cuenta que el perímetro promedio del anillo ranurado es aproximadamente λ . Al poner una pantalla metálica a una distancia de $\lambda/4$ de los elementos, la diferencia de fase entre componentes lineales de 180° es alcanzada [14].

Sin embargo, como se menciona en el capítulo anterior, el uso de dos anillos concéntricos de perímetro cercano a λ para asegurar la transmisión total en ambas frecuencias, no funciona cuando ambas bandas de frecuencias son muy cercanas entre sí. El requisito de tener bandas muy cercanas conduce a tener radios muy similares, lo cual tiene por consecuencia el traslape entre estos, o acoplamiento mutuo que degrada la operación del elemento.

Utilizando la técnica propuesta en el capítulo 2, y en [13] el anillo interior de perímetro promedio de λ es utilizado para hacer transparente a la SSF para la componente línea ortogonal a los cortos para la frecuencia baja, 34.5 GHz, mientras que el anillo exterior de perímetro equivalente a 2λ , es utilizado para lograr la transmisión total a través de la SSF para la componente lineal paralela a los cortos para la frecuencia alta, 38.5 GHz. Este tipo de arreglo permite una separación suficiente entre los anillos ranurados, reduciendo el acoplamiento mutuo y obteniendo un periodo lo suficientemente pequeño que evite la formación de lóbulos secundarios.

4.3 Optimización del elemento

La optimización de la geometría del elemento se llevó acabo asumiendo un ambiente periódico e infinito, ambos ángulos γ_i y γ_o fueron colocados en cero, el arreglo fue iluminado por una onda incidente de polarización circular izquierda procedente de la dirección $\theta = 25^\circ$, $\varphi = 270^\circ$ y que se considera su configuración de offset del RA. Durante las simulaciones se asumió que los elementos fueron impresos en un substrato dieléctrico de $25 \mu\text{m}$ de espesor y de permitividad de 2.9. La onda reflejada contiene dos componentes de polarización circular. La primera tiene la misma polarización que la onda incidente, esta componente adquiere un cambio de fase adicional de 2γ después de la reflexión. La segunda componente es la onda polarización cruzada con fase sin control. El objetivo del proceso de optimización consistió en suprimir la componente referente a la onda de polarización cruzada por debajo de los -20 dB para las frecuencias de operación 34.5 y 38.5 GHz. Como resultado de la optimización, las dimensiones del elemento fueron ajustadas; $b = 5\text{mm}$, $s = 0.15\text{mm}$, $w = 0.15\text{mm}$, $h = 2.05\text{mm}$, $r_i = 1.47\text{mm}$ y $r_o = 2.11\text{mm}$. Este elemento optimizado alcanzó niveles de polarización cruzada por debajo de los -20 dB para las bandas de 33.95-35.05 GHz y 38.13-38.87 GHz. La distribución de la magnitud del campo eléctrico en el plano de los anillos ranurados se muestra en la figura 4.2.

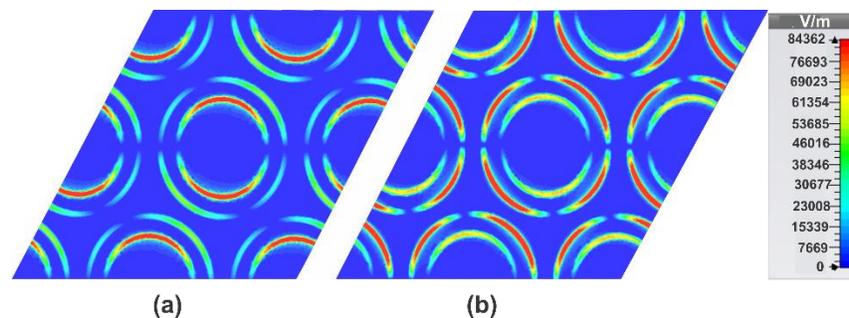


Figura 4.2. Distribución de campo Eléctrico para (a) anillo interno 34.5 GHz resonancia λ y (b) anillo externo 38.5 GHz resonancia 2λ .

Para la frecuencia baja, 34.5 GHz figura 4.2(a), el anillo interno es excitado demostrando una variación azimutal (resonancia en λ), mientras tanto para la frecuencia superior, 38.5 GHz figura 4.2(b), dos variaciones azimutales (resonancia en 2λ) son observadas en el anillo exterior.

Producto del mutuo acoplamiento entre anillos concéntricos, la polarización cruzada se incrementa para las diferentes combinaciones de los ángulos γ_i y γ_o . Las combinaciones de los ángulos γ_i y γ_o es necesaria para poder introducir el cambio de fase requerido en la onda reflejada. Para mantener los niveles de polarización cruzada por debajo de -20 dB para las frecuencias de operación, fue necesario realizar un segundo proceso de optimización. El segundo proceso de optimización consistió en optimizar el elemento para las diferentes combinaciones de γ_i y γ_o considerando pasos de 5° para γ_i y de 15° para γ_o . Los radios de ambos anillos como el parámetro de la optimización. Los valores optimizados de r_i y r_o para las combinaciones (γ_i, γ_o) fueron dentro de los rangos [1.33-1.5] mm y [1.99-2.17] mm, respectivamente. Las fases de los coeficientes de reflexión provistos por los elementos optimizados en las frecuencias 34.5 y 38.5 GHz fueron calculados por el simulador numérico presentado en el capítulo 2, estos se muestran en la figura 4.3.

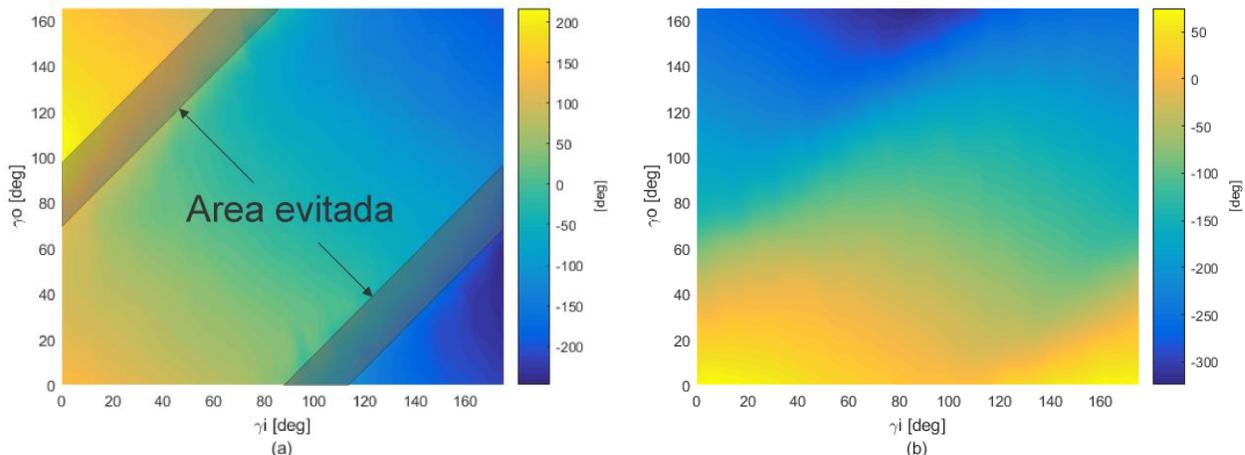


Figura 4.3. Cambio de fase provisto por cada combinación de anillos concéntricos para una onda de polarización circular izquierda a (a) 34.5 GHz y (b) 38.5 GHz.

Como resultado de la segunda optimización, se encontró que para los casos en que la diferencia de rotación de los ángulos $|\gamma_i - \gamma_o|$ es cercana a 90° , la fase para 34.5 GHz tiene un comportamiento tipo escalón, esta se puede observar en la figura 4.3(a) en el área sombreada. Por esa razón los elementos con $|\gamma_i - \gamma_o|$ de $90^\circ \pm 10^\circ$ no fueron incluidas en el diseño, esto producto de su alta sensibilidad a errores de fabricación, de esta forma se obtiene un conjunto de elementos optimizados proveen todas las posibles combinaciones de las fases de reflexión para las frecuencias 34.5 y 38.5 GHz.

4.4. Diseño de los arreglos reflectivos.

La configuración de offset de alimentación fue tomada en cuenta para evitar un posible bloqueo de la señal incidente. El ángulo de elevación y azimutal de offset θ_{of} y φ_{of} fueron ajustados a 25° y 270° respectivamente, figura 4.4. Una antena corrugada fue utilizada para la alimentación, generando un patrón de iluminación circular en el plano de los anillos ranurados. Debido a esto se eligió una forma circular para el RA para maximizar la eficiencia de apertura. El proceso de fotolitografía está limitado a sustratos de 4 pulgadas, es por ello que los 317 elementos fueron posicionados dentro de un círculo de diámetro de 90 [mm]. Los elementos del RA fueron impresos en el sustrato laminado Rogers 3850 cuyo espesor es de $25 \mu m$ y permitividad 2.9, figura 4.5.

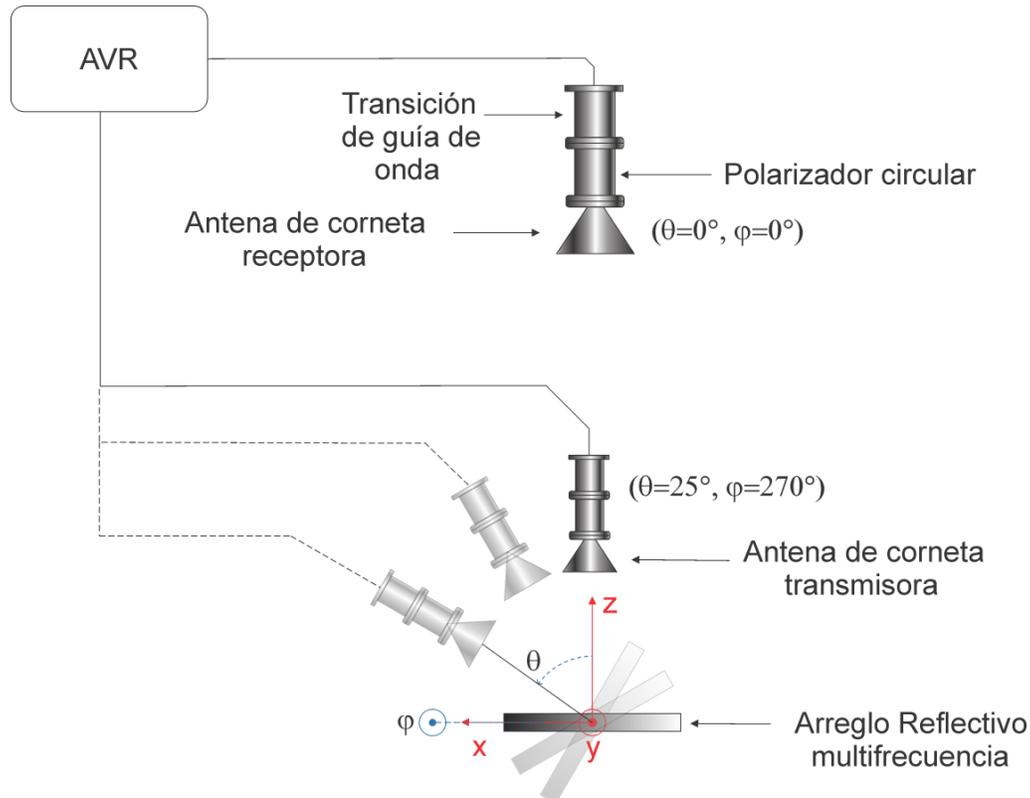


Figura 4.4. Configuración para caracterización de arreglo multifrecuencia.

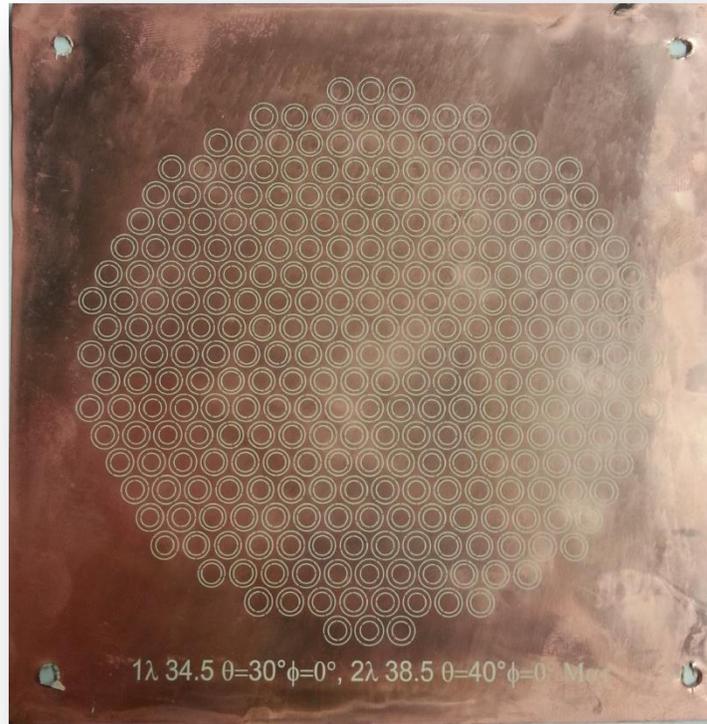


Figura 4.5 Arreglo reflectivo de doble haz fabricado.

Una corneta corrugada con ganancia de 16.7 dB y ancho de lóbulo de potencia media de 27.7° para su frecuencia central de 36.5 GHz fue usada como alimentador. Esta corneta asegura ganancias de 16.5 dBi y 17.4 dBi para las frecuencias de 34.5 GHz y 38.5 GHz respectivamente. La distancia f entre el centro de fase, la corneta y el arreglo reflectivo, fue optimizado realizando simulaciones en el dominio de la frecuencia con el software CST®, a manera de maximizar el producto de eficiencias de spillover ε_s y de taper ε_t a 36.5 GHz, tal como fue hecho en la referencia [14], esto con el fin de alcanzar la eficiencia de apertura máxima ε_{ap} , dicha eficiencia puede ser calculada como producto de otras eficiencias. Como resultado la distancia optimizada f fue de 100 mm. Esta configuración asegura una eficiencia ε_s de 0.78 y 0.83, mientras que la eficiencia ε_t fue de 0.87 y 0.84, alcanzando un producto de eficiencias $\varepsilon_s \varepsilon_t = 0.67, 0.69$ para 34.5 y 38.5 GHz respectivamente.

$$\varepsilon_{ap} = \varepsilon_t \varepsilon_s \varepsilon_c \varepsilon_{Lc} \varepsilon_e \quad (4.1)$$

Donde ε_s se conoce como eficiencia de escaneo, ε_c es el cos θ_0 , ε_{Lc} eficiencia de pérdidas de conversión y eficiencia de pérdidas por error de fabricación ε_e . Los coeficientes de reflexión de fase requeridos fueron calculados para cada elemento en la frecuencia superior e inferior para asegurar el enfoque del haz en las direcciones determinadas por los ángulos de elevación θ_{01} y θ_{02} en 34.5 y 38.5 GHz, respectivamente. En todos los casos, el ángulo de reflexión azimutal φ_0 fue de 0° . Un método simplificado [12] basado en la teoría de rayo, fue utilizado para obtener las fases requeridas. Después de haber obtenido las fases requeridas, la apertura del RA fue llenada con los elementos optimizados proveyendo las fases necesarias para el coeficiente de reflexión en ambas frecuencias. A continuación cuatro RA, RA_0_20 ($\theta_{01} = 0^\circ, \theta_{02} = 20^\circ$), RA_20_0 ($\theta_{01} = 20^\circ, \theta_{02} = 0^\circ$), RA_30_40 ($\theta_{01} = 30^\circ, \theta_{02} = 40^\circ$) y RA_40_30 ($\theta_{01} = 40^\circ, \theta_{02} = 30^\circ$), fueron fabricados y caracterizados.

4.5 Resultados experimentales

El arreglo reflectivo ensamblado se muestra en la figura 4.5. Los datos obtenidos revelan que la eficiencia de apertura máxima ε_{ap} fue alcanzada en 34.2 y 38.2 GHz para los cuatro arreglos fabricados. Este desplazamiento en frecuencia se puede explicar principalmente debido al sobre ataque (figura 4.6) de $10 \mu m$, el cual equivale a un corrimiento en frecuencia de 300 MHz para la frecuencia central. Los parámetros medidos de los cuatro arreglos se muestran en la tabla 4.1.

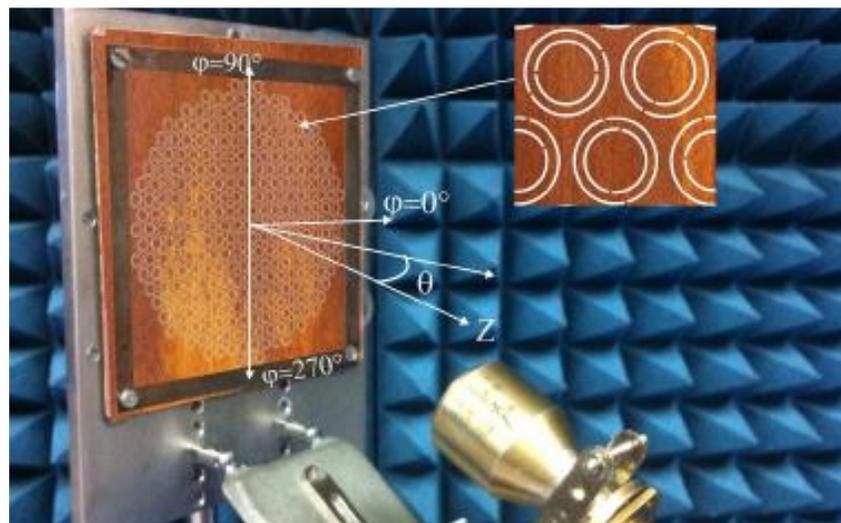


Figura 4.5. Arreglo reflectivo multifrecuencia ensamblado.

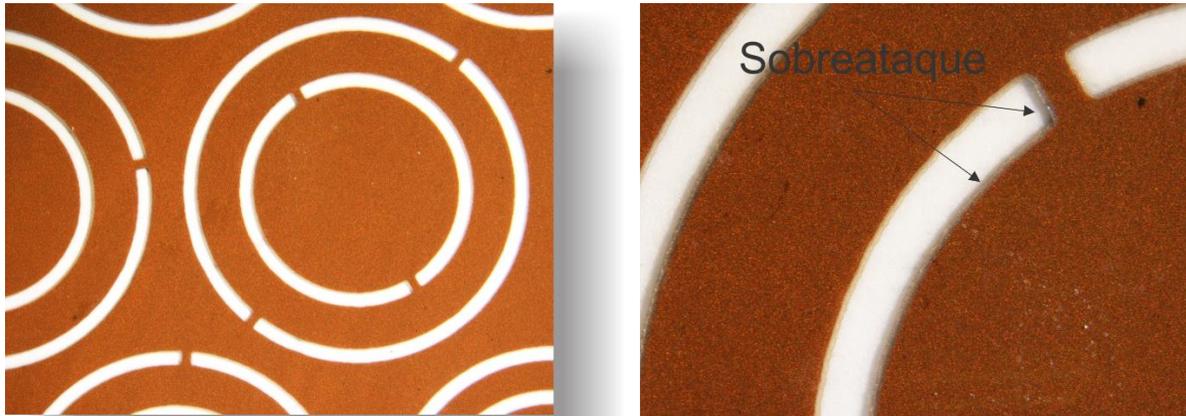


Figura 4.6. Arreglo reflectivo (a), y (b) celda vista en microscopio.

Tabla 4.1. Ganancia medida, eficiencia de aperturas en $f_1 = 34.2 \text{ GHz}$ y $f_2 = 38.2 \text{ GHz}$ y nivel de lóbulos laterales

	Ganancia f_1 [dBi]	Ganancia f_2 [dBi]	ε_{ap} f_1	ε_{ap} f_2	SLL f_1 [dB]	SLL f_2 [dB]
RA_0_20	26.7	26.3	0.45	0.33	-18.5	-9.3
RA_20_0	26.7	27.6	0.45	0.44	-16.9	-12.0
RA_30_40	26.0	25.2	0.38	0.25	-16.2	-7.9
RA_40_30	24.7	25.4	0.28	0.27	-12.0	-11.5

De la tabla 4.1 se puede observar una ganancia máxima de 27.6 dBi obtenida del arreglo RA_20_0 a 38.2 GHz, mientras tanto la ganancia mínima observada fue de 24.7 dBi para el arreglo RA_30_30 a 34.2 GHz. El arreglo RA_20_0 tiene la máxima eficiencia de apertura ε_{ap} de 0.45 a 34.2 GHz. La mínima eficiencia de apertura fue de 0.25 para el arreglo RA_30_40 a 38.2 GHz.

La ε_{ap} medida a 34.2 GHz es más alta que la ε_{ap} a 38.2 GHz considerando el mismo θ_{01} y θ_{02} . Esta diferencia puede ser explicada por las peculiaridades de acoplamiento mutuo entre las diferentes configuraciones de los elementos adyacentes. El anillo exterior que asegura la formación del haz a 38.2 GHz es fuertemente afectado por los elementos en vecindad. Al mismo tiempo, el anillo de metal entre el anillo exterior y el interior reduce los efectos del acoplamiento electromagnético para el anillo interior que forma el haz a 34.2 GHz.

Las características de radiación medidas de los RA a 34.2 y 38.2 GHz se muestran en la figura 4.7. El nivel de los lóbulos laterales (SLL) se observó en los cuatro arreglos reflectivos (tabla 4.1). Del análisis de la figura 4.7 y de la tabla 4.1 se puede hacer una observación interesante, esta consiste en el hecho que en todos los arreglos reflectivos el lóbulo secundario más elevado aparece en una dirección aproximadamente correspondiente al del lóbulo principal en la otra frecuencia.

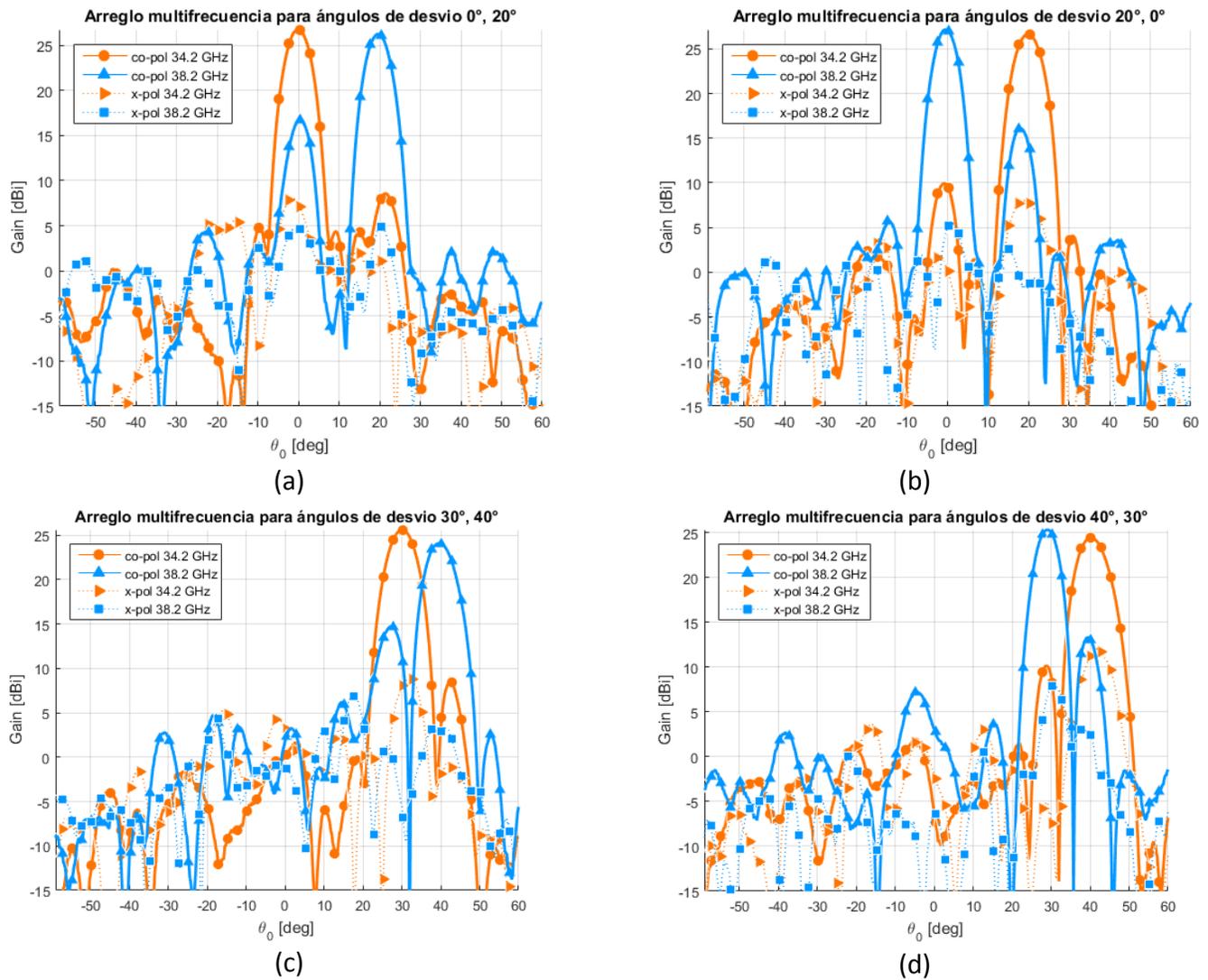
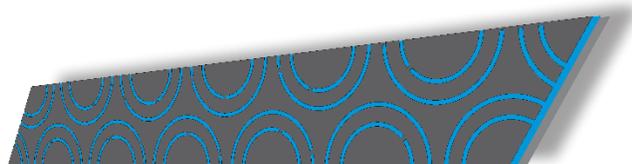


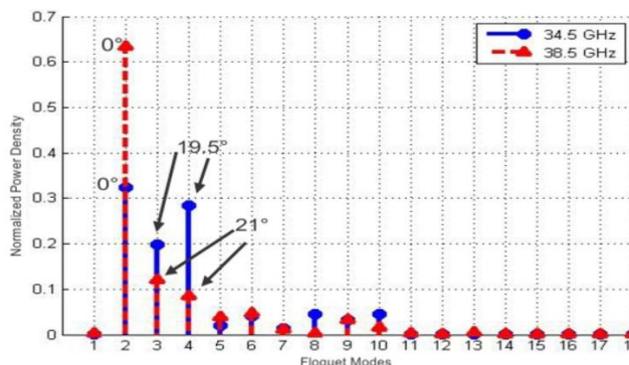
Figura 4.7. Característica de radiación de los RA multifrecuencia (a) RA_0°_20°, (b) RA_20°,0°, (c) RA_30°,40° y (d) 40°,30°.

Los niveles de polarización cruzada fueron medidos en 34.2 y 38.2 GHz respectivamente. La polarización cruzada para las frecuencias ($Xp\theta_{01}, Xp\theta_{02}$), fue de (-19.36,-23.5), (-21.9,-18.92), (-17.8,-21.2) y (-17.71,-13.34) dB para RA_0_20, RA_20_0, RA_30_40 y RA_40_30 respectivamente.

Para explicar los niveles de los lóbulos laterales, fueron realizadas simulaciones con celdas grandes como celda unitaria [14], figura4.8 (a), escaneando en $\varphi = 150^\circ$ para una onda incidente de polarización circular izquierda (LHCP por sus siglas en inglés). La primer celda contienen seis elementos para reflejar la onda LHCP en la dirección $\theta_{01} = 19.5^\circ$ a 34.5 GHz y $\theta_{02} = 0^\circ$ a 38.5 GHz, figura4.8(a). Las densidades de potencia calculadas para todos los modos de propagación reflejados Floquet para las frecuencias de 34.5 GHz y 38.5 GHz se muestran en la figura 4.8(b). En 38.5 GHz un segundo modo floquet reflejado correspondiente a la onda de polarización circular izquierda tiene una magnitud considerable. Sin embargo, a 34.5 GHz este segundo modo tiene una magnitud de 0.32, formando un lóbulo lateral en la dirección normal. El mismo efecto ocurre para el tercero y cuarto modo reflejado en la dirección $\theta_{01} = 19.5^\circ$ a 34.5 GHz. Las magnitudes de estos modos son altos en 34.5 GHz y en 38.5 GHz. El análisis hecho de los campos simulados revela que las magnitudes de los modos floquet no deseados, incrementa el acoplamiento entre anillos con orientación diferente en celdas adyacentes.



(a)



(b)

Figura 4.8. Celda de seis elementos (a) y (b) densidades de potencia normalizadas de los modos Floquet.

La celda unitaria que contiene doce elementos fue configurada para reflejar la onda LHCP en la dirección $\theta_{01} = 42^\circ$ a 34.5 GHz y $\theta_{02} = 26.8^\circ$ a 38.5 GHz. La celda unitaria y las densidades de potencia simuladas de los modos Floquet reflejados a 34.5 GHz y 38.5 GHz se muestran en la figura 4.9(a) y (b). Las magnitudes del onceavo y doceavo modo Floquet reflejado ($\theta_{02} = 26.8^\circ$ a 38.5GHz) son también altos en 34.5 GHz. El mismo efecto ocurre en el quinceavo y dieciseisavo modo floquet que forma el haz principal en la dirección de 42° a 34.5 GHz. Estas

simulaciones dan solo una explicación cualitativa para la condición de una onda con incidencia normal. Desafortunadamente simulaciones con otros offsets requieren una cantidad enorme de recursos de cómputo debido a que la celda unitaria contiene cientos de elementos configurados.

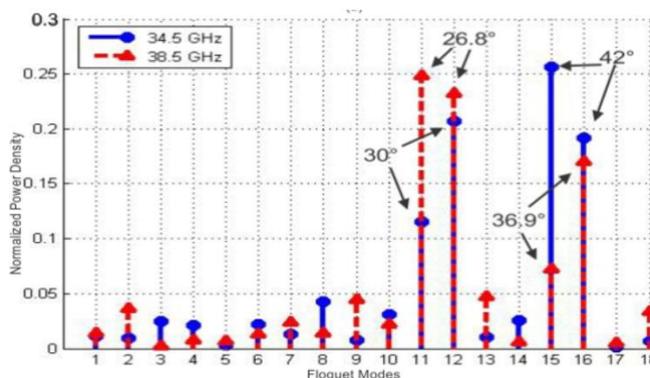
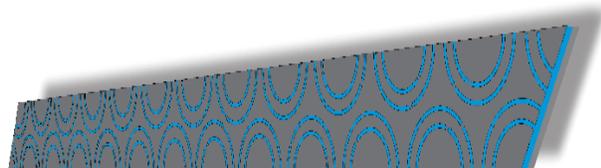


Figura 4.8. Celda de doce elementos (a) y (b) densidades de potencia normalizadas de los modos Floquet.

Para corroborar estos resultados un segundo proceso de optimización fue llevado a cabo para la celda unitaria utilizando el simulador en el dominio de la frecuencia de CST. Con los datos optimizados el arreglo con mejor eficiencia de apertura, RA_0_20, fue reproducido utilizando los datos optimizados y comparado con el del simulador presentado en el capítulo 2, figura 4.9.

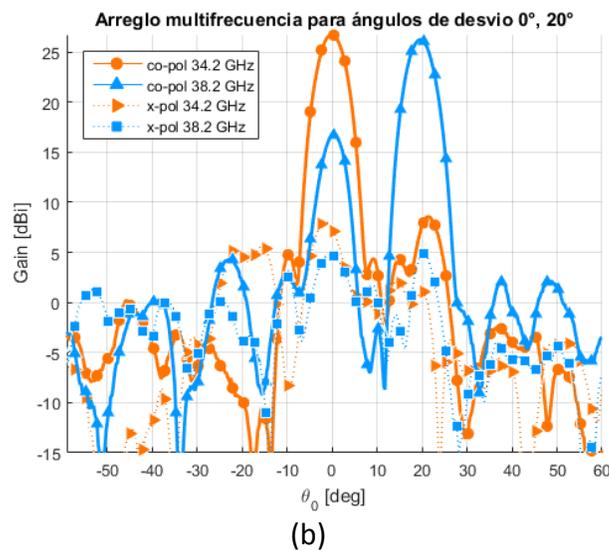
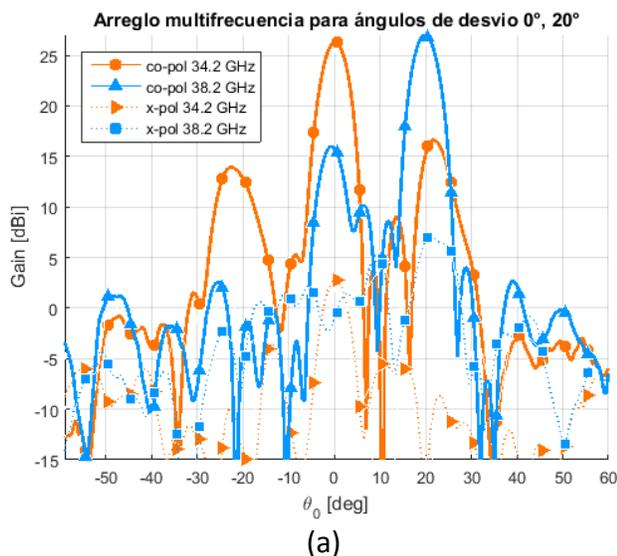


Figura 4.9. Características de radiación para RA_0_20 fabricados con las bases de datos optimizadas en (a) CST y (b) Simulador Numérico

Tabla 4.2. Comparación de Ganancia, eficiencia de aperturas en $f_1 = 34.2 \text{ GHz}$ y $f_2 = 38.2 \text{ GHz}$ y nivel de lóbulos laterales de los RA_0_20 fabricados.

	Ganancia f_1 [dBi]	Ganancia f_2 [dBi]	ϵ_{ap} f_1	ϵ_{ap} f_2	SLL f_1 [dB]	SLL f_2 [dB]
RA_0_20	26.7	26.3	0.45	0.33	-18.5	-9.3
RA_0_20 CST	26.3	27.0	0.40	0.38	-9.72	-11.07

Al comparar la figura 4.9 (a) con la figura 4.8 (b), se puede observar que existe coincidencia de los lóbulos laterales en la dirección que apuntan los lóbulos laterales. En la tabla 4.2 se pueden comparar los valores característicos de los arreglos fabricados utilizando el simulador presentado en el capítulo dos y utilizando CST. Del análisis de la tabla se puede observar que el arreglo fabricado utilizando las fases optimizadas por CST tiene una eficiencia de apertura 5% menos que la fabricada con el simulador, sin embargo se muestra una mejora del 5% respecto a la frecuencia de 38.5 GHz pero un nivel mayor para los lóbulos laterales.

Conclusiones

En este capítulo se presentaron arreglos reflectivos de banda duales cercanas. El elemento de los arreglos reflectivos contiene dos anillos concéntricos ranurados bisectados para un ajuste de fase de 360° para dos frecuencias cercanas.

Fue llevada a cabo la optimización de la geometría de los radiadores concéntricos (anillos internos y externos) para operar en dos bandas de frecuencia, asegurando su operación en estas, producto de la reducción de la interacción del acoplamiento mutuo entre radiadores y elementos.

Los cuatro arreglos presentados operan en las bandas de frecuencias de 34.2 y 38.2 GHz alcanzando una relación de frecuencias $R = 1.12$. La máxima eficiencia de apertura alcanzada de 0.45, fue alcanzada en 34.2 GHz en el RA diseñado para los ángulos de elevación de los lóbulos principales en 0° y 20° . La peor eficiencia de apertura observada fue de 0.25 en 38.2 GHz para el RA diseñado para los ángulos de elevación de los lóbulos principales en 30° y 40° . Los cuatro RA demostraron tener elevados niveles para los lóbulos laterales, por arriba de -7.9 dB, producto del acoplamiento mutuo entre elementos adyacentes.



Bibliografía

- [1] J. A. Encinar and M. Barba, "Design manufacture and test of kaband reflectarray antenna for trasmitting and receiving in orthogonal polarization," in Proc. 14th ANTEM-AMEREM, July 2010, pp. 1–4.
- [2] J. A. Encinar, "Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 12, pp.1049–1050, Jun 1996.
- [3] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Dual-band ka/x reflectarray with broadband loop elements," *IET Microw., Antennas, Propag.*, vol. 4, no. 2, pp. 225–231, Feb 2010.
- [4] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, "Design, manufacturing, and testing of a 20/30-ghz dual-band circularly polarized reflectarray antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1480–1483, 2013.
- [5] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. Civi, "Proof of concept of a dual-band circularly-polarized rf mems beam-switching reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5451–5455, Nov 2012.
- [6] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 650–656, May 1998.
- [7] R. Deng, Y. Mao, S. Xu, and F. Yang, "A single-layer dual-band circularly polarized reflectarray with high aperture efficiency," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 7, pp. 3317–3320, July 2015.
- [8] R. Deng, S. Xu, and F. Yang, "A high-efficiency single-layer dual-band circularly polarized reflectarray antenna," in 2014 Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP), Dec 2014, pp. 433–434.
- [9] Z. Hamzavi-Zarghani and Z. Atlasbaf, "A new broadband single-layer dual-band reflectarray antenna in x- and ku-bands," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 602–605, 2015.
- [10] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and N. Gagnon, "Broadband dual-band linear orthogonal polarisation reflectarray," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 1, pp. 13–14, January 2009.
- [11] F. Yang et al., "Dual-band dual-polarization reflectarray design with a large offset feed angle," in 2014 Int. Conf. Electromagn. Adv. Appl. (ICEAA), Aug 2014, pp. 860–863.



[12] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley Sons, Inc., 2007, p. 34.

[13] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, "Closely spaced tri-band frequency selective surfaces based on split ring slots," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 9, pp. 727–729, 2016.

[14] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 10, pp. 4342–4351, Oct 2015.



Conclusiones Generales

La investigación sobre superficies periódicas reflectivas basadas en anillos concéntricos ranurados con cargas concentradas, prueba que estas estructuras poseen características deseables para diferentes aplicaciones como son: superficies selectivas de frecuencia, etiquetas para RFID sin chip y arreglos reflectivos multifrecuencia, por mencionar algunos. Las conclusiones generales del presente trabajo se enlistan a continuación:

1. Los elementos radiadores basados en anillos bisectados con cargas concentradas son candidatos deseables para su integración en las estructuras periódicas reflectivas, esto producto de sus características favorables como: inmunidad al ángulo de incidencia, bajo nivel de polarización cruzada (-20 dB), amplio ancho de banda, separación pequeña de ancho de banda y la sencilla integración del desplazador de fase en estos.
2. El simulador numérico desarrollado es adecuado para el proceso de diseño y optimización de la celda unitaria, esto debido a que el modelo matemático de onda completa toma en consideración la interacción entre radiadores concéntricos.
3. Al integrar las cargas concentradas en el proceso fotolitográfico de fabricación, se evitan pérdidas importantes producto de la integración de elementos externos, reduciendo significativamente los costos y tiempo de implementación.
4. A partir de las simulaciones numéricas para una celda con dos radiadores concéntricos, se encontró que el uso de cortos como cargas concentradas genera un corrimiento en frecuencia de 300 MHz, en este trabajo se observó en las frecuencias de operación de 34.5 y 38.5 GHz, que fueron recorridas a 34.2 y 38.2 GHz. Se observó también que el máximo error en el cambio de fase así como la mayor disminución en la magnitud de la onda controlada, se da en el caso cuando la diferencia en la posición angular de las cargas, es $|\gamma_1 - \gamma_2| = 90^\circ$.
5. La distancia entre radiadores concéntricos desempeña un papel fundamental en la interacción entre estos, este hecho fue corroborado al comparar las tablas 3.1 y 3.2 en donde se puede observar una disminución significativa en el error en el cambio de fase que va de los 252.74° hasta los 37.16°, tabla 3.3.
6. Al aplicar el fenómeno de la resonancia doble, λ y 2λ para anillos bisectados, es posible aumentar de forma significativa el espacio entre radiadores concéntricos, teniendo por

resultado la disminución del error en el cambio de fase así como en el desplazamiento de las frecuencias de resonancia.

7. Al aumentar el espacio entre radiadores concéntricos, es posible aplicar la técnica de la variación de tamaño en el proceso de optimización para la disminución del error en el cambio de fase, así como en el desplazamiento de las frecuencias de resonancia para las diferentes posiciones angulares de las cargas γ_1 y γ_2 .
8. El uso de las técnicas antes mencionadas permite la integración de al menos dos elementos radiadores concéntricos con cargas concentradas en SSF de una sola capa, estas son capaces de operar en frecuencias cercanas de manera simultánea e independiente, (34.5 y 38.5 GHz en este caso). Al aplicarse el principio espirafase, estas SSF adquieren la capacidad de manipular la fase del coeficiente de reflexión para cada una de las frecuencias, abriendo la posibilidad de implementar diversas aplicaciones como: etiquetas para RFID sin chip que codifiquen información por medio de un cambio de fase, RA multifrecuencia capaces de redireccionar paralelamente múltiples haces a diferentes ángulos de desvío.
9. Se diseñó, fabricó y caracterizó una etiqueta para RFID sin chip, operando correctamente en un ambiente no anecoico para una distancia de 2m.
10. Fueron diseñados, fabricados y caracterizados cuatro arreglos reflectivos multifrecuencia RA_0_20 ($\theta_{01} = 0^\circ, \theta_{02} = 20^\circ$), RA_20_0 ($\theta_{01} = 20^\circ, \theta_{02} = 0^\circ$), RA_30_40 ($\theta_{01} = 30^\circ, \theta_{02} = 40^\circ$) y RA_40_30 ($\theta_{01} = 40^\circ, \theta_{02} = 30^\circ$), para las frecuencias de operación de 34.2 y 38.2 GHz. Los RA tienen una periodicidad de 5.0 mm y están compuestos de 317 elementos posicionados en un círculo de diámetro de 90 mm en sustrato laminado Rogers 3850, de espesor de 25 μm y permitividad de 2.9, para una área de 4 pulgadas de largo y ancho. La configuración de offset de alimentación fue tomada en cuenta para evitar un posible bloqueo de la señal incidente. El ángulo de elevación y azimutal de offset θ_{of} y φ_{of} fueron ajustados a 25° y 270° respectivamente, utilizando una antena corrugada para la alimentación la cual genera un patrón de iluminación circular y que asegura ganancias de 16.5 dBi y 17.4 dBi. La distancia f entre el centro de fase, la corneta y el arreglo reflectivo optimizado fue de 100 mm, esta configuración asegura una eficiencia de spillover de ε_s de 0.78 y 0.83, y de taper ε_t 0.87 y 0.84, alcanzando un producto de eficiencias de $\varepsilon_s \varepsilon_t = 0.67, 0.69$ para las frecuencias de operación respectivamente. Los RA tienen una relación de frecuencias $R = 1.12$, la menor hasta ahora reportada en la literatura científica para arreglos reflectivos de una sola capa. La máxima eficiencia de apertura alcanzada de 0.45, fue alcanzada en 34.2



GHz en el RA diseñado para los ángulos de elevación de los lóbulos principales en 0° y 20° . La peor eficiencia de apertura observada fue de 0.25 en 38.2 GHz para el RA diseñado para los ángulos de elevación de los lóbulos principales en 30° y 40° .

11. Fueron generados nuevos conocimientos científicos en el área de los arreglos reflectivos multifrecuencia. Los resultados del presente trabajo fueron publicados en un artículo en revista internacional, "*Antennas and Wireless Propagation Letters*", catalogada como número dos en importancia en la tecnología de antenas, esta es indizada en el Journal Citation Reports.

Trabajo Futuro

Dados los resultados y la experiencia adquirida por este trabajo, se cree que es posible generar arreglos reflectivos multifrecuencia de tres haces para distintos ángulos de desvío θ_0 , para frecuencias discretas cercanas, ($R = f_{max}/f_{min} = 1.14$), con la posibilidad de ser producidos por medio de un proceso fotolitográfico el cual reduce de forma significativa los costos y tiempos de implementación.