



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

---

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN  
INGENIERÍA**

**ARREGLO REFLECTIVO BASADO EN ANILLOS  
RANURADOS CON CARGAS**

**TESIS**

**QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:**

**MAESTRO EN INGENIERÍA**

**INGENIERÍA ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES**

**PRESENTA:**

**JOVANNI SILVA MONTERO**

**TUTOR:**

**DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**



2012

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Martínez López José Ismael

Secretario Dr. Pérez Alcázar Pablo Roberto

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1er. Suplente: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

2do. Suplente: Dr. Gómez Castellanos Javier

Lugar donde se realizó la tesis:

**CIUDAD UNIVERSITARIA MÉXICO D.F.**

**TUTOR DE TESIS:**

Dr. Oleksandr Martynyuk

---

**FIRMA**

## **Agradecimientos:**

Quiero agradecer al Dr. Oleksandr Martynyuk por todo su apoyo en la realización de este trabajo y sobretodo por su paciencia y dedicación para conmigo.

A mi familia mi papá, hermanos, tíos, por todo su apoyo moral.

A mis amigos Ing. Hugo y Ing. Jesús por ayudarnos mutuamente y por compartir tiempo juntos

A mi Jurado el Dr. Martínez López José Ismael, Dr. Pérez Alcázar Pablo Roberto, Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón y el Dr. Gómez Castellanos Javier por el tiempo tomado en la revisión de la tesis.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por abrirme las puertas en mi proceso de educación.

A los programas APIIT IN116112, PAPIIT IN114911 y CONACyT 166106 por el apoyo económico brindado.

## Resumen:

Se presenta la optimización y fabricación de la celda unitaria de un arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con cargas reactivas, con el objetivo de obtener un gran ancho de banda y amplios ángulos de desvío del haz incidente; la optimización se basó en el circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con cargas reactivas y un modelo matemático desarrollado en el grupo de trabajo del área de microondas de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Los resultados simulados de la optimización muestran un ancho de banda del 24.6% a una frecuencia central de 36.5 GHz, ángulos de elevación de hasta 60°, con pérdidas de conversión menores a 1.1 dB y polarización cruzada menor a -20 dB.

Se elaboraron 4 arreglos con 367 elementos cada uno, distribuidos en una superficie circular de 9 cm de diámetro, sobre un sustrato dieléctrico con permitividad relativa de 2.9 y un grosor de 25  $\mu\text{m}$ . Los arreglos fabricados fueron ensamblados en un diseño offset con un ángulo de 25°. Se midieron los patrones de radiación y la polarización cruzada de cada arreglo, y los resultados medidos fueron comparados con los obtenidos en la simulación, donde se pudo observar que los arreglos fabricados sí desviaban el haz incidente en la dirección deseada. También se observó que los arreglos fabricados presentaban un mayor nivel de polarización cruzada que los resultados simulados, esto debido a los errores de fabricación que se tuvieron.

## **Abstract:**

It shows the manufacture and optimization of the unit cell of an reflectarray based in slotted rings with reactive loads with the goal of obtaining a high gain bandwidth and wide deflection angles of the incident beam; this optimization was based on the equivalent electrical circuit slotted ring with reactive loads and a full-wave mathematical model developed by the working group of the microwave area of the Faculty of Engineering of the UNAM. The simulated results of the optimization shows bandwidth of 24.6% for a center frequency of 36.5 GHz and elevation angles as high as 60 degrees, with conversion losses less than 1.1 dB and cross polarization less than -20 dB

Four reflectarrays were developed each array contains 367 elements arranged in a circular area of 9 cm of diameter on a dielectric substrate with relative permittivity of 2.9 and a thickness of 25 microns, the manufactured reflectarrays were assembly in a offset design with an angle of 25 degrees. The reflectarrays were measured to obtain its radiation patterns and cross polarization of each reflectarray, the measured results were compared with the results obtained in the simulation, where it was observed that the reflectarrays manufactured diverted the incident beam in the desired direction. It was also seen that the reflectarrays manufactured had a higher level of cross polarization than the simulated results at due to manufacturing errors.

# Índice

Capítulo 1 Estado del arte.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Estado del arte de arreglos reflectivos.....	2
1.3 Conclusiones: .....	15
Capítulo 2 Principio de operación del arreglo reflectivo.....	19
2.1 Introducción. ....	19
2.2 Superficie selectiva de frecuencia.....	20
2.3 Principio de operación. ....	24
2.4 Circuito eléctrico equivalente del arreglo ranurado con cargas reactivas.....	27
2.5 Conclusiones: .....	29
Capítulo 3 Celda unitaria.....	32
3.1 Introducción. ....	32
3.2 Optimización de la celda unitaria. ....	32
3.2.1 Optimización del circuito eléctrico equivalente .....	32
3.2.1.1 Carga Inductiva.....	33
3.2.1.2 Carga Capacitiva .....	37
3.2.2 Celda unitaria.....	38
3.2.3 Desviación del haz. ....	42
3.3 Conclusiones: .....	52
Capítulo 4 Resultados .....	54
4.1 Introducción. ....	54
4.2 Diseño de arreglos.....	54
4.2.1 Diseño offset. ....	54
4.2.1.1 Eficiencia de Spillover y Taper. ....	55
4.2.2 Centro de fase.....	57
4.3 Fabricación. ....	62
4.4 Medición.....	67
4.5 Conclusiones: .....	74
Capítulo 5 Conclusiones Generales: .....	76

# Capítulo 1 Estado del arte

## 1.1 Introducción.

Las antenas de arreglos en fase son antenas que son capaces de cambiar la dirección de su patrón de radiación, sin necesidad de mover físicamente la antena, lo cual presenta una ventaja sobre las antenas convencionales, ya que para poder mover el patrón de radiación de la antena convencional es necesario moverla físicamente.

El uso de antenas de arreglos de fase es una tecnología que ha sido utilizada en gran medida durante los últimos años, sin embargo, esta tecnología tuvo sus orígenes en el tiempo de la segunda guerra mundial. Sus principales aplicaciones en los últimos años han sido en radares y sistemas de telecomunicaciones.

Existen dos clases generales de arreglos de fase, los basados en elementos activos y pasivos; en ambos casos el control de fase se lleva a cabo en los elementos que conforman el arreglo, siendo la principal diferencia el que los elementos activos requieren de una fuente de alimentación y pueden amplificar la onda electromagnética.

Debido a los avances científicos y tecnológicos es posible realizar antenas en arreglos de fase planos, lo que resulta fácil de implementar y a un costo relativamente bajo.

Desde el surgimiento de los arreglos planos hasta la fecha se han investigado sus ventajas y desventajas, y como mitigar éstas últimas. Su principal desventaja es su reducido ancho de banda, sin embargo no se ha estudiado a fondo el poder obtener un amplio ángulo de desviación del haz principal de la antena sin pérdidas significativas en la antena.

Con base en esto, los objetivos del presente trabajo son:

- Realizar un arreglo que sea capaz de desviar el lóbulo principal de la antena alimentadora a grandes ángulos, basado en la reflexión de una onda de polarización circular en una estructura de anillos ranurados.
- Investigar, optimizar, diseñar, fabricar y caracterizar el arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con carga, alcanzando un amplio ancho de banda y ángulo de exploración.

## **1.2 Estado del arte de arreglos reflectivos.**

Una antena de tipo arreglo reflectivo consta de un plano reflector formado por un arreglo de elementos que están diseñados para reflejar la energía del campo incidente, con la fase apropiada, para formar un frente de onda plano en la apertura del arreglo cuando se ilumina por una fuente alimentadora. En otras palabras, las fases prediseñadas del coeficiente de reflexión de todos los elementos se utilizan para compensar las diferentes fases asociadas a las longitudes de los distintos trayectos ( $d_1, d_2, \dots, d_n$ ) (Fig.1.1) desde la corneta de alimentación. Esta configuración es similar en concepto a la utilización de un reflector parabólico que utiliza su curvatura para reflejar y formar un frente de fase plano cuando una fuente se coloca en su punto focal.

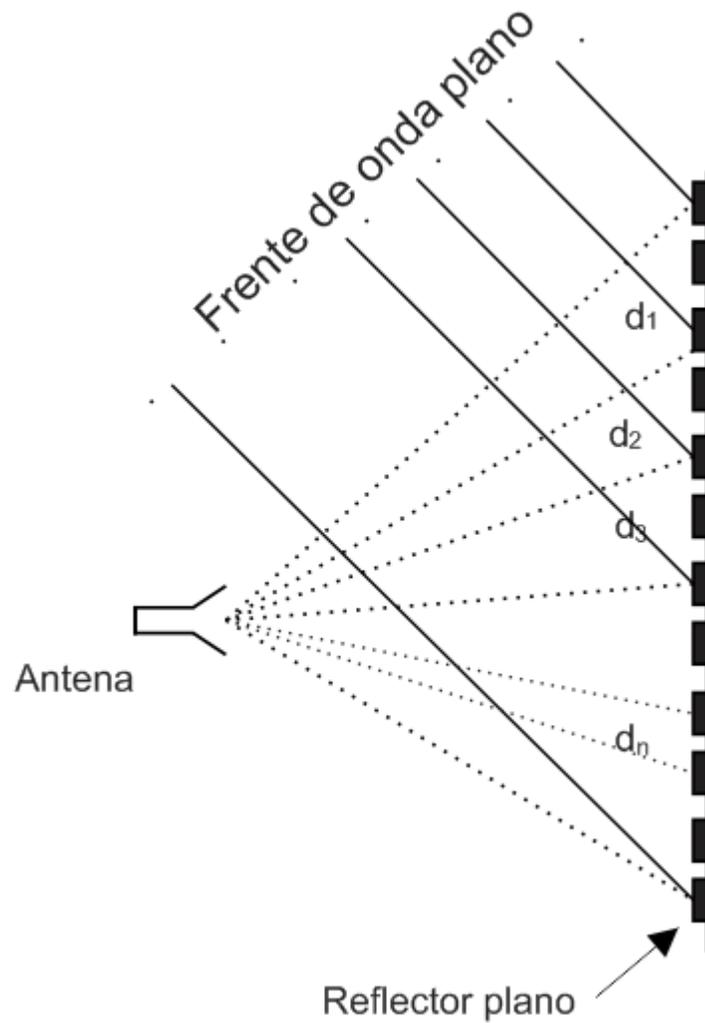


Figura 1.1 Los elementos del reflector plano están diseñados para proporcionar la fase apropiada a la onda incidente y, así, generar un frente de onda plano en la dirección deseada.

Este tipo de arreglos tienen la ventaja de ser alimentados por una fuente focal, eliminando la complejidad de las redes de alimentación y aumentando la eficiencia de la antena; además tienen la ventaja de ser planas, facilitando su fabricación por medio de tecnología planar, abaratando su costo y reduciendo su peso y volumen; también permite integrar elementos activos al arreglo reflectivo, lo cual hace posible amplificar la señal o reconfigurar electromagnéticamente los patrones de radiación.

Así como tiene ventajas también presenta desventajas. La principal desventaja que presenta es su reducido ancho de banda, lo cual es debido al reducido ancho de banda del elemento reflector y la limitación de la fase diferencial espacial [1]; es decir, la diferencia de fase con la que llega cada onda al arreglo reflectivo depende de la frecuencia. En cierta frecuencia la diferencia de fase puede ser compensada con los elementos reflectivos. Desafortunadamente, la compensación de fase en otras frecuencias requeriría reconfiguración de los elementos, lo cual es imposible en arreglos reflectivos de elementos pasivos.

El concepto de la antena arreglo reflectivo surgió en el año 1963 [2], donde se empleaban guías de onda de diferentes longitudes, terminadas en corto, para poder lograr el cambio de fase de la onda electromagnética.

El control de la fase empleando guías de onda se logra debido a que las ondas provenientes del alimentador viajan por las guías de ondas hasta llegar al final, donde son reflejadas por el corto y alcanzan una diferencia de fase controlada por la longitud de la guía de onda.

El inconveniente que presentaba este tipo de arreglos es que al utilizar guías de onda cortocircuitadas como elementos reflectores resultaba en una estructura bastante pesada y voluminosa, por lo que no se le prestó mucha atención.

Posteriormente, a finales de los años 1970's, tomando la idea de poder controlar la dirección de la onda reflejada y con el avance de la tecnología surgen los primeros arreglos reflectivos planos. Estos arreglos planos estaban formados por parches metálicos de microcinta sobre un sustrato dieléctrico.

La geometría típica de un arreglo reflectivo impreso consiste de una fuente de alimentación ubicada a una cierta distancia de la superficie reflectora, en una configuración de tipo offset, formada por celdas periódicas de elementos reflectores sobre un dieléctrico y en la parte trasera un plano de tierra[3] (Fig. 1.2)

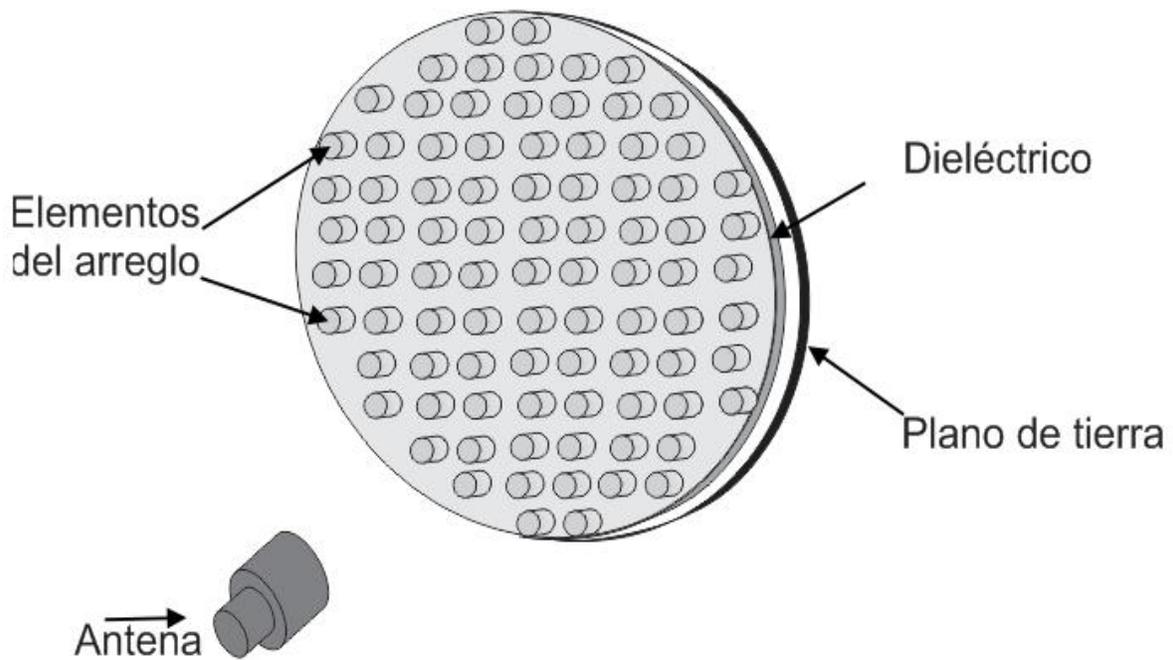


Figura 1.2 Configuración tipo offset del arreglo reflectivo, donde en cada elemento del arreglo es posible controlar la fase de la onda reflejada.

Desde el surgimiento de los arreglos reflectivos impresos hasta la fecha, se han desarrollado varias configuraciones de los elementos, haciendo variar alguno de sus parámetros geométricos para obtener el desplazamiento de fase apropiado. Entre las configuraciones más comunes se encuentran las mostradas en la (Fig.1.3)

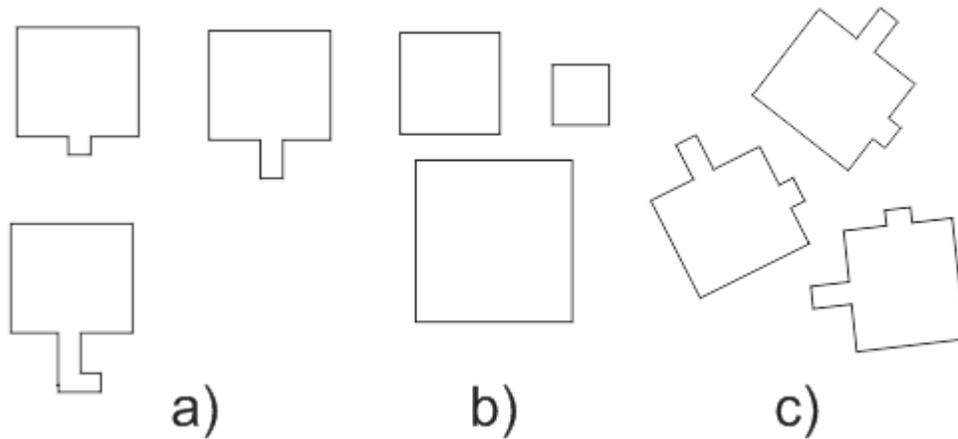


Figura 1.3 Variación de parámetros de los elementos de un arreglo reflectivo, a) Parches del mismo tamaño con longitud de stub variable, b) Parches de tamaño variable, c) Parches con stub en posición angular variable.

Los parches rectangulares con stubs de longitud variable, constituyen una configuración clásica en la cual la señal proveniente del alimentador se propaga a lo largo del stub hasta el final, donde es rebotada y se propaga nuevamente hacia el parche donde es radiada, con un desplazamiento de fase proporcional a dos veces la longitud del stub (Fig.1.3-a) [4][5].

Este tipo de diseño presenta la desventaja de que los segmentos de línea microcinta generan pérdidas disipativas y radiación indeseable, lo que produce una reducción en la eficiencia de la antena y un aumento en los niveles de polarización cruzada. Dicha polarización cruzada se puede reducir cambiando la orientación de los stubs como se propone en [6], donde se obtuvo una desviación del haz incidente a un ángulo de elevación de  $30^\circ$ .

Otra forma de obtener el ajuste de fase en cada elemento del arreglo consiste en hacer variar las dimensiones de los elementos [7], (Fig.1.3-b). Esta técnica elimina los inconvenientes de pérdidas y altos niveles de polarización cruzada que se presentan con los stubs de longitud variable. El principio de operación se basa en que la fase del campo reflejado depende de la longitud de cada elemento.

La desventaja que presenta este tipo de configuración es la dificultad para el control de fase, ya que la variación de la fase con la longitud del parche no es lineal [7] presentando una pendiente muy pronunciada cerca de la frecuencia de resonancia, lo que lo hace muy sensible a tolerancias de fabricación.

Se pueden obtener mejores resultados empleando arreglos de múltiples capas [8][9], así se logra una variación de fase más lineal, obteniendo un mayor ancho de banda.

Elementos con ángulos de rotación variables. Se han desarrollado arreglos reflectivos basados en parches microcinta de igual tamaño pero con ángulo de rotación variable (Fig.1.3-c) [10][11], para polarización circular. En este caso, el desplazamiento de fase se logra con un ángulo de rotación apropiado de cada elemento. Al girar el elemento físico a un cierto ángulo  $\gamma$  se obtiene un cambio de adelanto o retardo de fase igual a  $2\gamma$ , dependiendo del sentido de giro de la polarización circular. Por ejemplo, una rotación angular de  $30^\circ$  producirá un cambio de fase de  $60^\circ$ , para una polarización circular derecha.

Parche por acoplo en apertura. Los parches por acoplo en apertura con stubs de longitud variable [12] consisten en parches cuadrados, seguido de un dieléctrico y una apertura en un plano metálico y otra capa de dieléctrico seguido de un dipolo (Fig.1.4). El dipolo de la capa inferior está formado por dos segmentos, un segmento de longitud fija (grosor) y un segmento de longitud variable (largo), que es el elemento desfasador.

En este tipo de configuración el control de la fase de la onda reflejada se logra debido a que los elementos de la primera capa se encuentran en resonancia con la onda incidente, por lo tanto la onda incidente pasa por la apertura y se encuentra con el dipolo acoplado, donde se propaga hasta el extremo, donde es reflejada obteniendo un retardo de fase proporcional a la longitud eléctrica del dipolo.

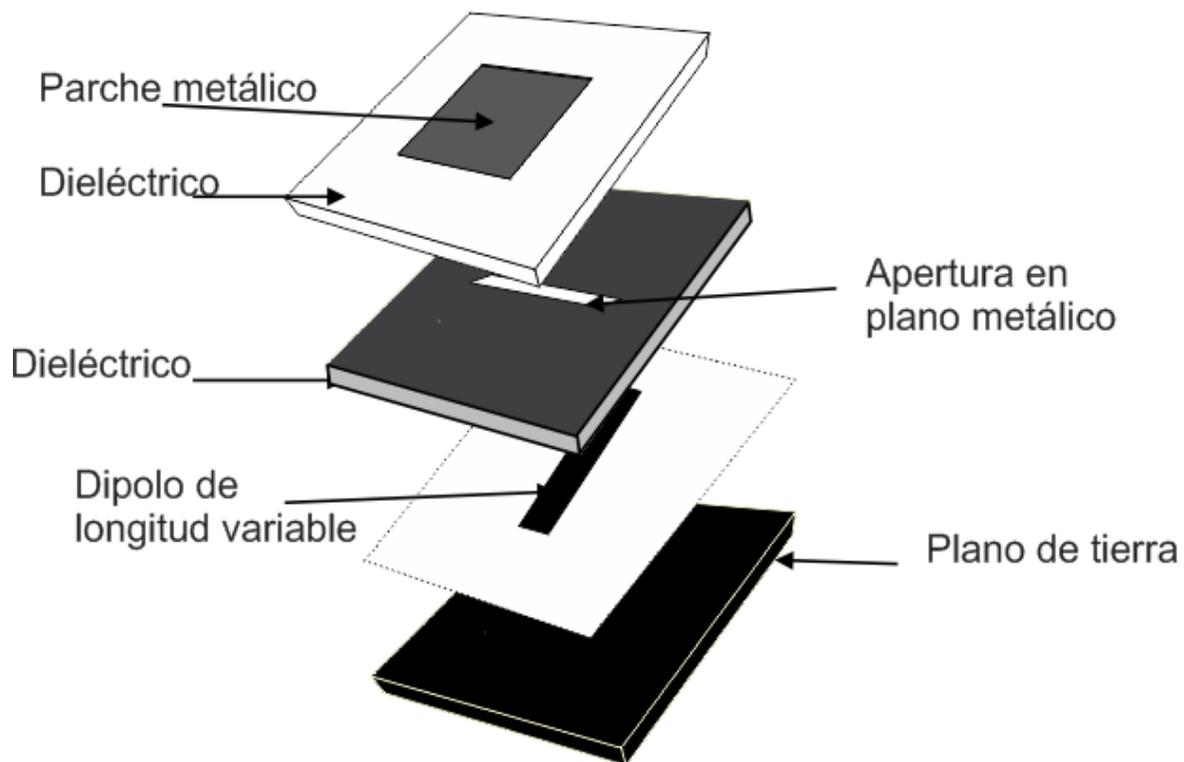


Figura 1.4 Parches por acoplo en apertura con stubs de longitud variable

En la década de los 2000 se empleó la técnica de usar varias capas apiladas para mejorar el ancho de banda de los arreglos reflectivos. En [8] y [9] se emplearon 2 y 3 capas, respectivamente, de parches rectangulares de longitud variable, obteniendo una mejoría notable en el ancho de banda, siendo de 16% a 12 GHz, con un ángulo máximo de elevación de 25°.

En 2004 [13] se analizaron los arreglos de 1 y 3 capas para una polarización circular utilizando un modelo matemático de onda completa especialmente desarrollado. Los arreglos de este tipo contienen las celdas unitarias basadas en los anillos ranurados con cargas reactivas. En el caso de una sola capa se considera un periodo de la celda unitaria de 4.25 mm, radio interior del anillo es de 1.4 mm, el radio exterior es de 1.95 mm. Los anillos están cortocircuitados con un conductor metálico de forma sectorial. (Fig.1.5). Los anillos están impresos sobre

un sustrato dieléctrico de 0.127 mm de grosor y permitividad relativa de 2.2. La distancia entre el dieléctrico y la placa de metal es de 2.5 mm. Para el caso de las tres capas se tiene un periodo de 4.25 mm, radio interior del anillo es de 1.2 mm, radio exterior es de 1.93 mm con una carga capacitiva de 8.8 fF sobre un sustrato dieléctrico de 0.127 mm de grosor y permitividad relativa de 2.2, la distancia entre la primera y la segunda capa es de 2.49 mm, de 1.92 mm entre la segunda y la tercera placa la distancia entre la tercera placa y la placa de metal es de 1.37mm. Los resultados obtenidos según el modelo matemático desarrollado revelan que se puede redirigir el haz hasta ángulos de  $65^\circ$  con respecto a la normal al arreglo, y con el uso de 3 capas se tiene una mejora considerable en el ancho de banda, siendo aproximadamente del 30% para una frecuencia central de 30 GHz, comparado con el 7% de una sola capa.

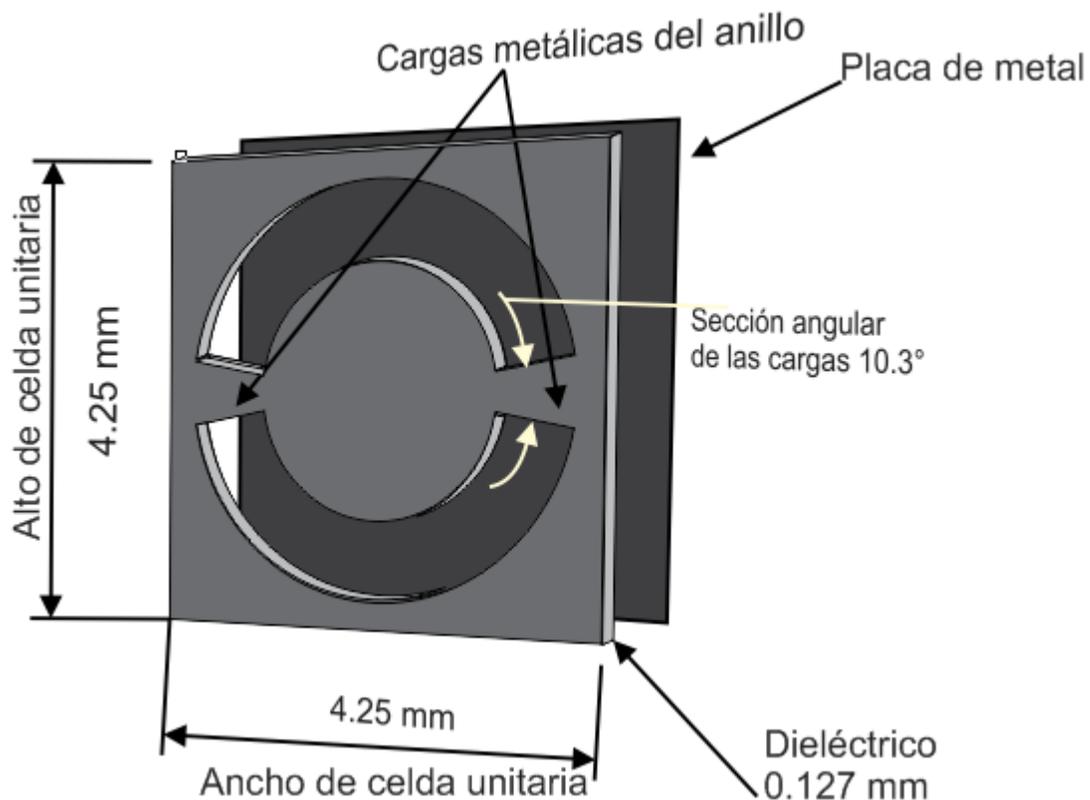


Figura 1.5 Celda unitaria basada en anillos ranurados con carga simulado para una capa en [13]

En 2009 [14] se propone una mejoría en el control de la fase para un arreglo reflectivo microcinta de una sola capa, en este caso los elementos están compuestos de un parche rectangular y una ranura rectangular de tamaño variable. La estructura propuesta contiene 45 elementos. Los resultados experimentales han demostrado una amplia variación de fase, superior a  $450^\circ$ , y un valor de pendiente de  $40^\circ/\text{mm}$ . La mayor ganancia se mide cerca de 20 dBi con una caída de 1 dBi en un 30% del ancho de banda en la frecuencia central de 10 GHz para un ángulo de elevación de  $0^\circ$ .

En 2010 [15] se diseñó, fabricó y midió una antena para banda Ka. El arreglo reflectivo se compone de  $29 \times 29$  celdas sobre una superficie de 14.5 cm x 14.5 cm. La celda se compone de un parche metálico compatible con múltiples vías metálicas de posición variable, sobre un sustrato fino alojado en la parte posterior y el plano de tierra (Fig.1.6). El arreglo reflectivo es alimentado por una antena de bocina piramidal de polarización lineal con un ángulo de incidencia de  $17^\circ$ .

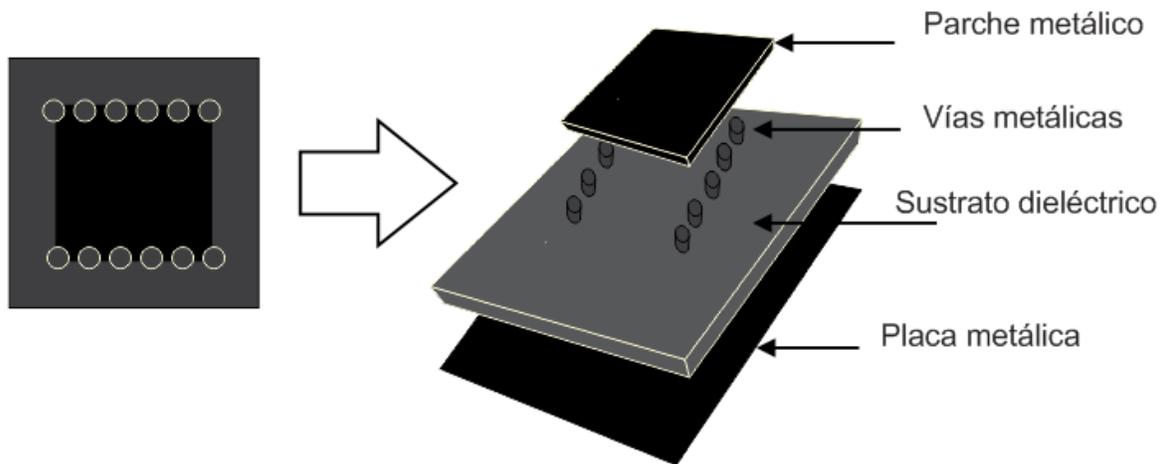


Figura 1.6 Celda unitaria en [15] compuesta de un parche metálico compatible con múltiples vías metálicas de posición variable,

El arreglo reflectivo puede cubrir frecuencias de 27.5 GHz a 31.75 GHz, o el 14% del ancho de banda, y la eficiencia de apertura es de 47,5% a 30 GHz para un ángulo de elevación de 0°.

Se han desarrollado diversas configuraciones para polarización circular en banda ka [11][13][16] [17][18]. En [18] se simularon varias configuraciones de elementos para ver cuál presentaba un mayor ancho de banda en una sola capa y mayores tolerancias de fabricación.

Entre los elementos simulados se tenían básicamente parches de anillo con una o varias ranuras b), c), d), un anillo e) y doble anillo ranurado a) (Fig.1.7).

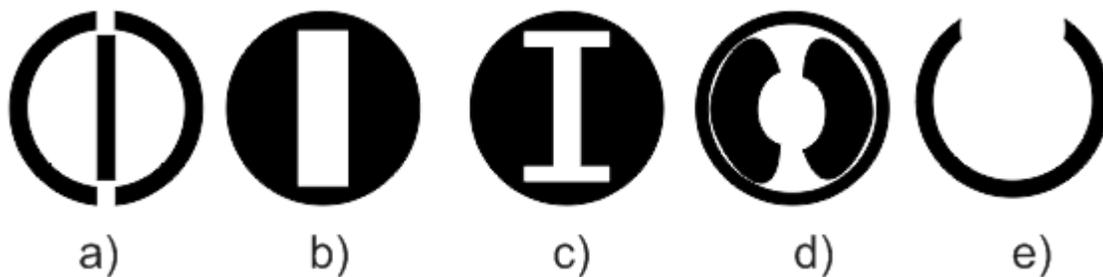


Figura 1.7 Diferentes configuraciones de anillos simulados en [18] en banda Ka para arreglos reflectivos.

Durante la simulación se consideraron como celda periódica infinita iluminada por una onda plana de incidencia normal, arreglo uniforme de forma cuadrada, con un período de 4.68 mm, lo que equivale a  $0.5 \lambda$  a 32 GHz; en todos los casos se tiene un sustrato con constante dieléctrica  $\epsilon_r=2.33$  y espesor de 1.57 mm.

Todos los elementos de tipo parche mostraron un ancho de banda similar, lo que indica que son físicamente equivalentes. Además se encontró que su rendimiento era afectado por la longitud de la ranura, lo que resulta en una tolerancia de fabricación muy pequeña. Los elementos de tipo anillo ranurado tienen un ancho de banda relativamente mayor que el de tipo parche. Los anchos de banda

obtenidos son de 6.9% 11.05% y 31.57% para los elementos a), b) y e), respectivamente. Con una desviación máxima del haz principal a 25°.

En los últimos años también se han desarrollado arreglos reflectivos en base a elementos activos como diodos [19]-[23], MEMS [24], cristal líquido [25]. Es común que cada reflector elemental de un arreglo reflectivo reconfigurable utilice uno o incluso más elementos activos por celda unitaria.

En 2003 [21] se hace uso de diodos PIN en un arreglo reflectivo de tipo espirafase, basado en aperturas anulares con stubs, donde la conmutación de estos diodos es equivalente a una rotación mecánica del elemento logrando así el cambio de fase [26].

Los segmentos de stub generan altos niveles de polarización cruzada al estar muy cerca unos de otros. Para solucionar este problema en [22] se propuso aumentar la distancia entre los elementos a 6.5 mm, para así evitar la interferencia mutua entre stubs y poder mejorar los niveles de polarización cruzada. Haciendo eso obtuvieron una mejoría de 8 dB para un ángulo de 31.5°, a una frecuencia de 30 GHz. Sin embargo, tiene la desventaja de que al incrementar la distancia de los elementos reduce el máximo ángulo de exploración a 50.93° para una frecuencia de 30GHz y una geometría triangular equilátera.

En [19] se utilizan 2 diodos varactor, el elemento reconfigurable del arreglo reflectivo consiste en un parche microcinta de apertura, impreso sobre un sustrato de membrana flexible. El elemento de diseño permite un ajuste continuo de fase de 360° con una pérdida máxima de 2.4 dB a 5.4 GHz y un ángulo de desvío de 40°.

Uno de los últimos avances de arreglos reflectivos empleando el menor número de elementos activos se presenta en [23], donde se presenta el diseño de un arreglo reflectivo de dos haces, a 10 GHz, conmutables electrónicamente utilizando diodos PIN como dispositivos de control.

Este tipo de arreglo se basa en un parche microcinta con acoplo de apertura, el período de los elementos es de 18 mm, el lado de los parches cuadrados es de 9 mm, las ranuras son rectángulos de 8.6x1 mm.

El desfasador se basa en un diodo PIN como se muestra en la (Fig.1.8). Esta configuración permite que la señal incidente viaje a través de una sección de la línea de transmisión, si el diodo actúa como un circuito abierto, o viajar a través de un camino más largo si el diodo actúa como un corto circuito. En este artículo se emplea la técnica de agrupar en parejas los elementos y así reducir a la mitad el número de diodos utilizados.

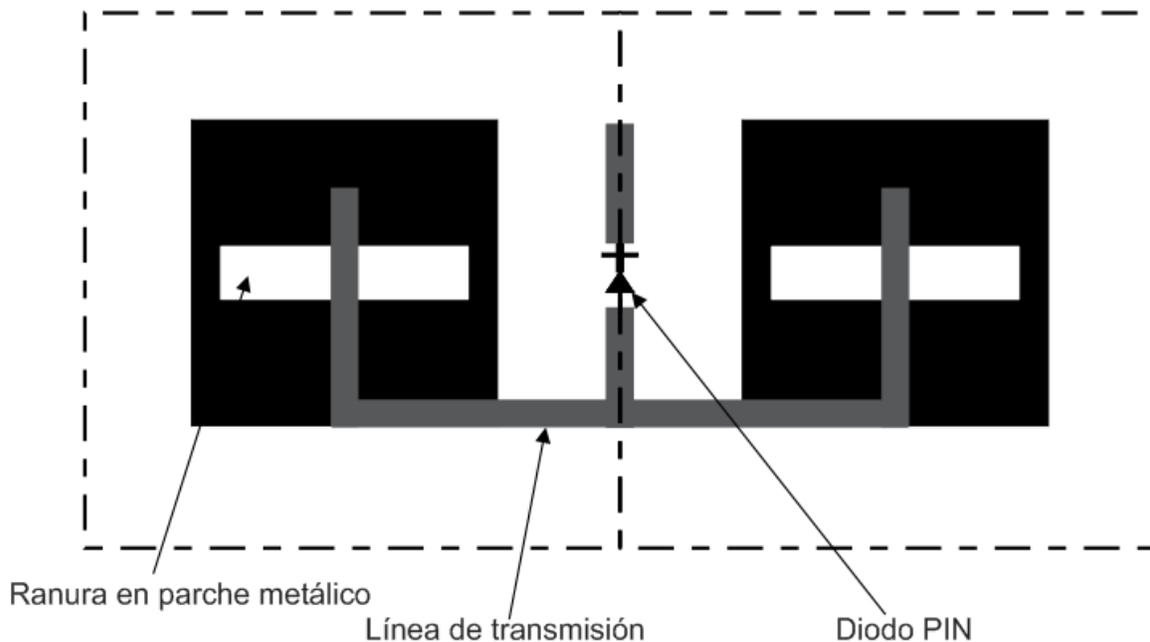


Figura 1.8 Configuración de diodo PIN que actúa como switch, se utiliza un solo diodo para dos celdas del arreglo.

Los resultados que muestran los autores de este artículo son solamente simulados. Los cálculos se realizaron a partir de la fase y la amplitud del campo reflejado en cada elemento del arreglo reflectivo para cada estado del diodo.

En general, el método empleado sirve para reducir el número de diodos en el arreglo, pero la gran desventaja que tiene es que, debido al aumento del esparcimiento entre cada celda, no es posible escanear a grandes ángulos. En este caso se presentaron lóbulos secundarios de 16 dB en los ángulos  $\pm 42^\circ$ , esto debido a que el período de la celda unitaria es mayor a media longitud de onda.

Se han desarrollado varias técnicas para reducir las desventajas que tiene cada configuración [4]-[11], enfocándose principalmente en el aumento del ancho de banda, pero pocos artículos tratan acerca de cómo obtener un alto ángulo de reflexión de la onda reflejada [13][27][28]. Sin embargo, no todos ellos pueden ser medidos para ángulos pequeños [27]. Otra técnica se emplea en [28] en donde se discute cómo obtener grandes ángulos de reflexión del haz incidente, pero tiene la desventaja de que sólo funciona para un solo ángulo; esto significa que para lograr otro ángulo de reflexión, las dimensiones de la celda unitaria del arreglo deben ser recalculadas.

## 1.3 Conclusiones:

Gracias a la tecnología microcinta ha sido posible crear arreglos reflectivos de reducido peso y volumen, teniendo ventajas sobre los arreglos parabólicos y antenas de arreglos de fase convencionales.

Han surgido una gran variedad de geometrías y configuraciones de los elementos para obtener el cambio de fase apropiado para poder dirigir la onda reflejada en la dirección deseada.

La geometría de los elementos reflectivos juega un papel importante, ya que determina el tipo de polarización del alimentador, es decir, para cierta geometría del elemento, requiere una polarización específica, por ejemplo; Los dipolos soportan una polarización lineal, mientras que los anillos soportan una polarización circular.

A partir de los primeros arreglos reflectivos y hasta la actualidad se han desarrollado e implementado diversas configuraciones para lograr incrementar el ancho de banda del arreglo, pero el tema relacionado con la desviación del haz principal a grandes ángulos, con pocas pérdidas en la antena, no se ha estudiado a fondo.

También se han implementado arreglos reflectivos reconfigurables con elementos activos, los cuales pueden funcionar como un “switch” y/o amplificar la señal.

Los arreglos basados en anillos ranurados presentan un amplio ancho de banda y también presentan mejores resultados para desviar el haz incidente a grandes ángulos, por lo que dichos elementos serán la base del arreglo reflectivo a diseñar, con el propósito de obtener grandes ángulos de exploración.

## Bibliografía:

- [1] 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 .
- [2] d.G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, “The Reflectarray Antenna” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-11, pp. 645-651, nov. 1963.
- [3] Encinar, José A ; Huang ,John; “Reflectarray Antennas”, 1ª Ed. Canada ; A John Wiley & Sons 2008 pp 206
- [4] T. Metzler, D. Schaubert, “Scattering from a stub loaded microstrip antenna,” IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 446-449, Junio 1989.
- [5] D. C. Chang M. C. Huang “Microstrip reflectarray antenna with offset feed,” Electronics letters, pp 1489-1401 julio 1992.
- [6] D. C. Chang and M. C. Huang, “Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization,” IEEE Transaction on Antennas and Propagation, VOL. 43, NO. 8, pp. 829-834 Agosto, 1995.
- [7] D.M. Pozar, and T.A. Metzler, “Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of variable Size,” Electronics Letters, pp. 657-658, April 1993.
- [8] J. A. Encinar, “Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size,” IEEE transactions on Antennas Propag., vol. 49, no. 10, pp. 1403–1410, Oct. 2001.
- [9] J. A. Encinar, “Broadband design of three-layer printed reflectarrays,” IEEE Transactions on Antennas Propag., vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, Jul. 2003.
- [10] J. Huang, R. J. Pogorzelski, “Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles,” IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1280-1283, Julio 1997.
- [11] J. Huang, R. J. Pogorzelski, “A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles,” IEEE Antennas and Propagation, pp. 650-656, Mayo 1998.
- [12] Pozar D.M. “A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slots and Slot-Coupled Microstrip Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. ap-34, no. 12, diciembre 1986. pp. 1439-1446.

- [13] A.E. Martynyuk, J.I. Martinez Lopez, and N.. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 2004.
- [14] Qin-Yi Li, Yong-Chang Jiao, and Gang Zhao, "A Novel Microstrip Rectangular-Patch/Ring-Combination Reflectarray Element and Its Application" *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009 Vol. 8, pp 1119 - 1122
- [15] Abd-Elhady. M. A., and Wei Hong" A Ka-Band Linear Polarized Reflectarray Consists of Patch Cells with Metallic Vias" *Signals Systems and Electronics (ISSSE)*, 2010 International Symposium 20 Sept. 2010 pp 1-3
- [16] 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 and Propagation*, Vol. 52, pp. 2871-2876, Nov., 2004.
- [17]F. Yang, Y. Kim, A. Yu, J. Huang, and A. Z. Elsherbeni, "A Single Layer Reflectarray Antenna for C/X/Ka Bands Applications," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, June 2007, p. 5307-5310.
- [18]Ang Yu, Fan Yang, Atef Elsherbeni, and John Huang, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009.
- [19] M. Riel and J.-J. Laurin, "Design of an electronically beam scanning reflectarray using aperture-coupled elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 5, pp. 1260–1266, May 2007.
- [20] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi and T. Kuki, "60-GHz Electrically Reconfigurable Reflectarray using p-i-n Diode", *IEEE Microwave Symposium Digest.*, pp. 1177-1180, Jun 2009.
- [21] Alexander E. Martynyuk, Jose I. Martinez Lopez and Nine1 A. Martynyuk "Reflective passive phased array with open polarization phase shifters" *IEEE pp.* 482 – 487, Oct 2003.
- [22] Alexander E. Martynyuk, Jesus Rodriguez-Zamudio, Daniel Fuentes-Zuniga "On Cross-Polarization in Spiraphase-Type Reflectarrays with Elements Based on Ring Slot with Loaded Stubs" fifth European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP-2011, Italia Roma, 15 de Abril de 2011 pp . 1497 – 1500.
- [23] Eduardo Carrasco, Mariano Barba, José A. Encinar, "Electronically switchable-beam reflectarray antenna" *IEEE Antennas and propagation 14 conferencia EuCAP 2010*, 12 Abril 2010. Pp. 1-5.

- [24] S. Hum, G. McFeetors, and M. Okoniewski, "Integrated MEMS reflectarray elements," in Proc. 1st European Conf. Antennas Propagation. (EuCAP 2006), Nice, France, 2006
- [25] A. Moessinger, R. Marin, J. Freese, S. Mueller, A. Manabe, and R. Jakoby, "Investigations on 77 GHz tunable reflectarray unit cells with liquid crystal," in Proc. 1st European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2006), Nice, France, 2006.
- [26] H. R Phelan, "Spiraphase -a new, low-cost phase array. part 1. Theory and concept," *Microwave J.*, vol. 19, No. 12, pp 41-44, Dic. 1976.
- [27] J.F. Li, Q. Chen, Q.W. Yuan and K. Sawaya, "Reflectarray element using interdigital gap loading structure". *Electronics Letters*, pp 83-85 January 2011.
- [28] Tamami Maruyama, Tatsuo Furuno, Yasuhiro Oda, Jiyun Shen, Ngochao Tran, and Hidetoshi Kayama, "Design of Wide Angle Reflection Reflectarray Using Multi-layer Mushroom Structure to Improve Propagation ", General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI , Conference Publications, pp. 1-4, Aug. 2011.

## **Capítulo 2 Principio de operación del arreglo reflectivo.**

### **2.1 Introducción.**

Hoy en día, gracias a los avances de la tecnología, es posible desarrollar arreglos reflectivos por medio de tecnología planar, lo que reduce su costo, peso y volumen, facilitando el proceso de fabricación.

Como se mencionó en el capítulo anterior, los arreglos reflectivos están basados en elementos periódicos, donde cada elemento del arreglo reflectivo debe aportar un cambio de fase apropiado para poder generar un frente de onda plano en la superficie del arreglo, y así poder controlar la onda reflejada en la dirección deseada. Dichos elementos ubicados periódicamente forman estructuras planas llamadas superficies selectivas de frecuencia (SSF). En este capítulo se presenta el funcionamiento básico de las SSF y los parámetros que afectan dicho funcionamiento.

Para introducir la fase necesaria en la onda reflejada se utiliza el principio de *spiraphase* [1]. Los elementos utilizados en el presente trabajo son anillos ranurados con cargas reactivas [2], ya que este tipo de elementos presentan ventaja en nivel de polarización cruzada y ancho de banda respecto a otro tipo de elementos [3][4]. Adicionalmente, los elementos basados en anillos con cargas reactivas son prometedores para poder desviar la onda incidente en un sector angular amplio.

Se expone el principio de operación del arreglo basado en anillos ranurados con cargas reactivas así como su circuito eléctrico equivalente.

## 2.2 Superficie selectiva de frecuencia.

Las SSF son arreglos planos, periódicos, de parches metálicos o ranuras en una placa metálica sobre un sustrato dieléctrico (Fig. 2.1a,b), que exhiben algunas propiedades de filtrado de frecuencia. En el caso de los parches, la SSF es equivalente a un filtro supresor de banda; mientras que para el caso de las ranuras, la SSF se comporta como un filtro paso banda. En la (Fig. 2.1c,d) se puede observar el comportamiento en frecuencia de la SSF de parche y de ranura.

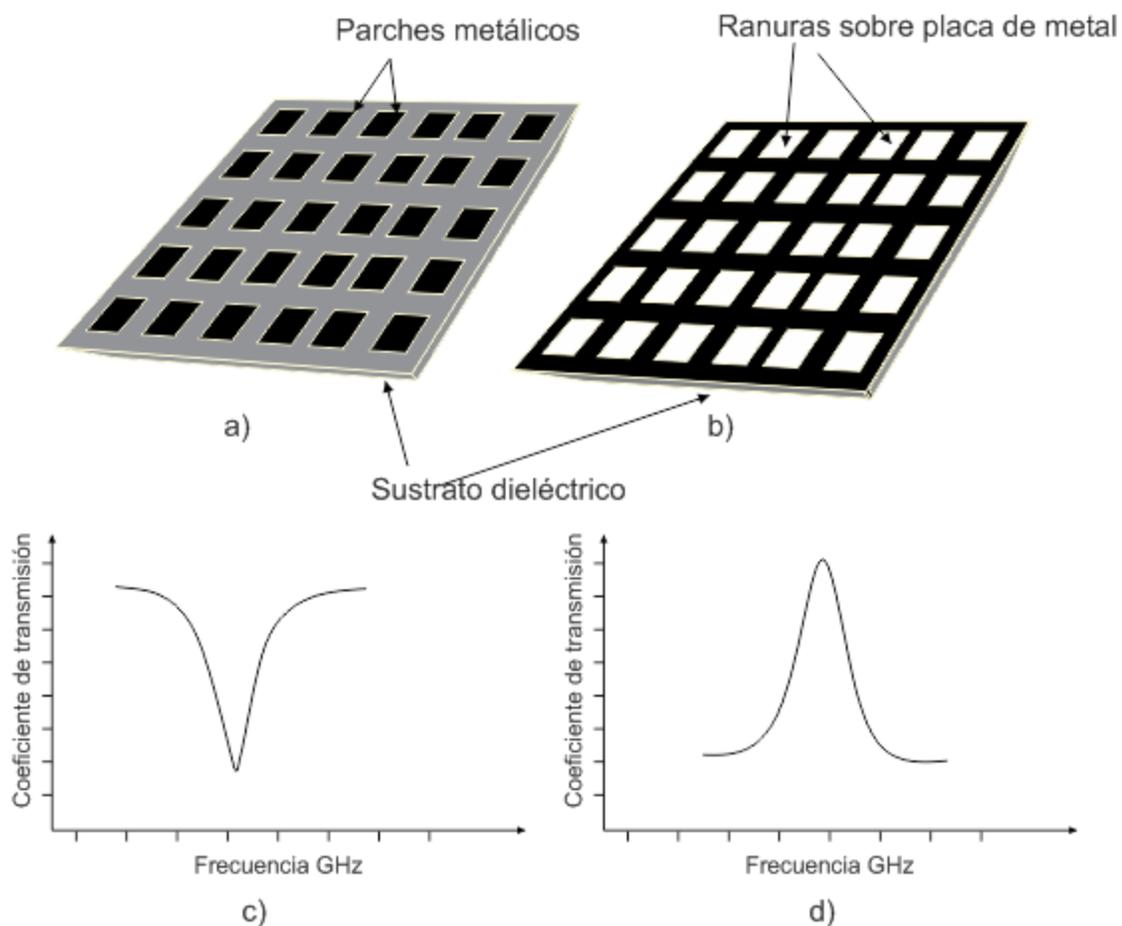


Figura 2.1 SSF a) tipo parche y b) tipo apertura. Coeficiente de transmisión para una SSF c) tipo parche y d) tipo apertura.

La geometría y tamaño de los elementos definen la frecuencia de operación de la SSF. La distancia máxima entre los elementos depende del tipo de rejilla, la cual puede ser rectangular o triangular; también se ha demostrado que el grosor del dieléctrico de la SSF tiene efecto sobre la frecuencia de resonancia [5].

La geometría del elemento determina el tipo de polarización del arreglo, es decir, el elemento debe soportar la polarización de alimentación del arreglo. Entre los elementos más comunes se encuentran los dipolos, los anillos, el lazo cuadrado, entre otros [6]. (Fig. 2.2)

La geometría de los elementos de la SSF también juega un papel muy importante en el desempeño de la SSF, siendo los parámetros principales de los elementos los siguientes:

- Nivel de polarización cruzada.
- Ancho de banda.
- Estabilidad en frecuencia respecto al ángulo de incidencia.

El elemento que presenta peor estabilidad con respecto al ángulo de incidencia es el dipolo [7] y los elementos que presentan las mejores características con respecto al ángulo de incidencia son los anillos ranurados o metálicos [8].

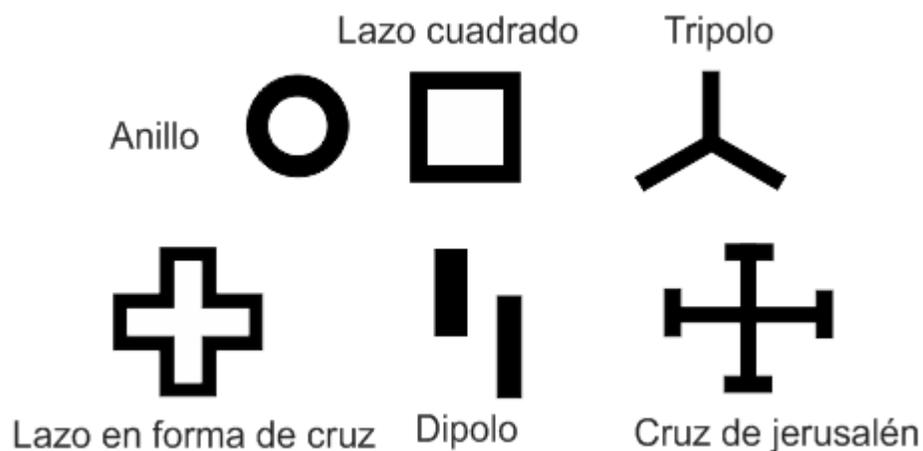


Figura 2.2 Algunas geometrías de los elementos de las SSF

En [9] se realizó la simulación de una SSF basada en anillos ranurados haciendo variar diferentes parámetros del arreglo tales como el radio interior ( $r_i$ ), radio exterior ( $r_e$ ) y radio medio ( $r_m$ ) del anillo; así como, el grosor del dieléctrico ( $h$ ), ancho de la ranura del anillo ( $w$ ) y tamaño de la celda unitaria ancho ( $b$ ), y alto ( $d$ ). (Fig. 2.3)

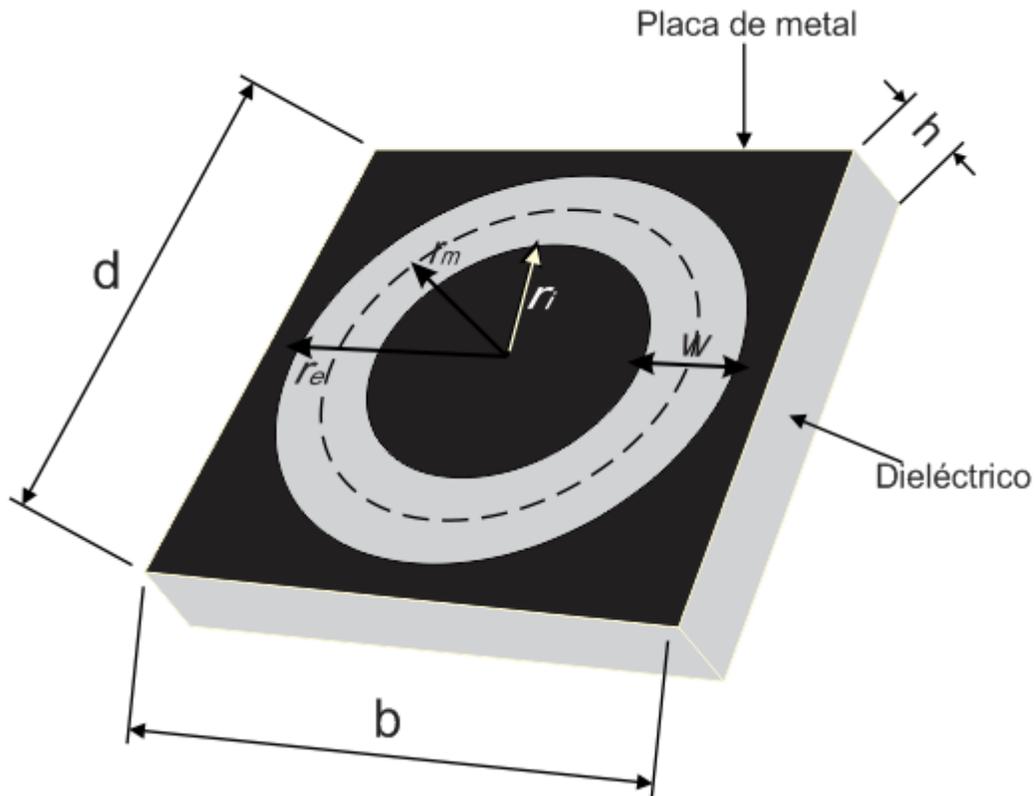


Figura 2.3 Parámetros de variación de la celda unitaria basada en anillos ranurados.

Los resultados obtenidos en dicho trabajo fueron los siguientes:

- La SSF se comporta como un filtro paso banda. Para  $r_m$  grandes la frecuencia de resonancia es menor que para  $r_m$  pequeños, es decir, la longitud de onda de resonancia es aproximadamente.  $\lambda_r = 2\pi r_m$ .

- La variación en el ancho de la ranura no afecta la frecuencia de resonancia, pero sí su factor de calidad, éste se calcula mediante  $Q = 2\pi f_0 R_p C_1$ , donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia,  $R_p$  es la resistencia que representa espacio limitado antes y después de SSF,  $C_1$  es la capacitancia y ésta depende del ancho del anillo, para aperturas grandes se tiene una concentración del campo eléctrico menor que para aperturas menores.
- La variación de las dimensiones de la celda unitaria o el espacio entre los elementos esta limitado a la geometría que forman los elementos, la cual puede ser cuadrada o triangular equilateral [10], (Tabla 2.1). Si se excede la distancia máxima se presentan lóbulos de difracción.

Criterios de esparcimiento para evitar lóbulos de difracción	
Configuración	Máxima distancia entre elementos
Cuadrado	$\frac{\lambda_0}{1 + \text{sen}(\theta)}$
Triangular equilateral	$\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \frac{\lambda_0}{1 + \text{sen}(\theta)}$

Tabla 2.1 Máxima distancia entre elementos de SSF, donde  $\theta$  es el ángulo de la onda reflejada.

- Al aumentar el tamaño de la celda unitaria “ $d$ ” se observó que este parámetro afecta la frecuencia de resonancia de la SSF. Para “ $d$ ” mayores se tiene una frecuencia de resonancia mayor que para “ $d$ ” menores.
- Finalmente, el efecto que causa el dieléctrico en la SSF.  
El dieléctrico, en forma general, sólo recorre la frecuencia de resonancia. Para dieléctricos con permitividad relativa  $\epsilon_r$  alta se tienen frecuencias de resonancia menores que para  $\epsilon_r$  menores [11]. El grosor del dieléctrico entre mayor sea, menor es la frecuencia de resonancia [12].

## 2.3 Principio de operación.

Se considera un arreglo reflectivo formado por una placa delgada de metal, conformada por anillos ranurados con cargas reactivas sobre un substrato dieléctrico delgado y a una distancia " $h$ " se encuentra una placa metálica. Los anillos se encuentran uniformemente distribuidos a lo largo del eje X y Y en una configuración cuadrada, y la posición angular de las cargas esta dada por el ángulo  $\gamma$  con respecto al eje X. [2] como se muestra en la (Fig. 2.4).

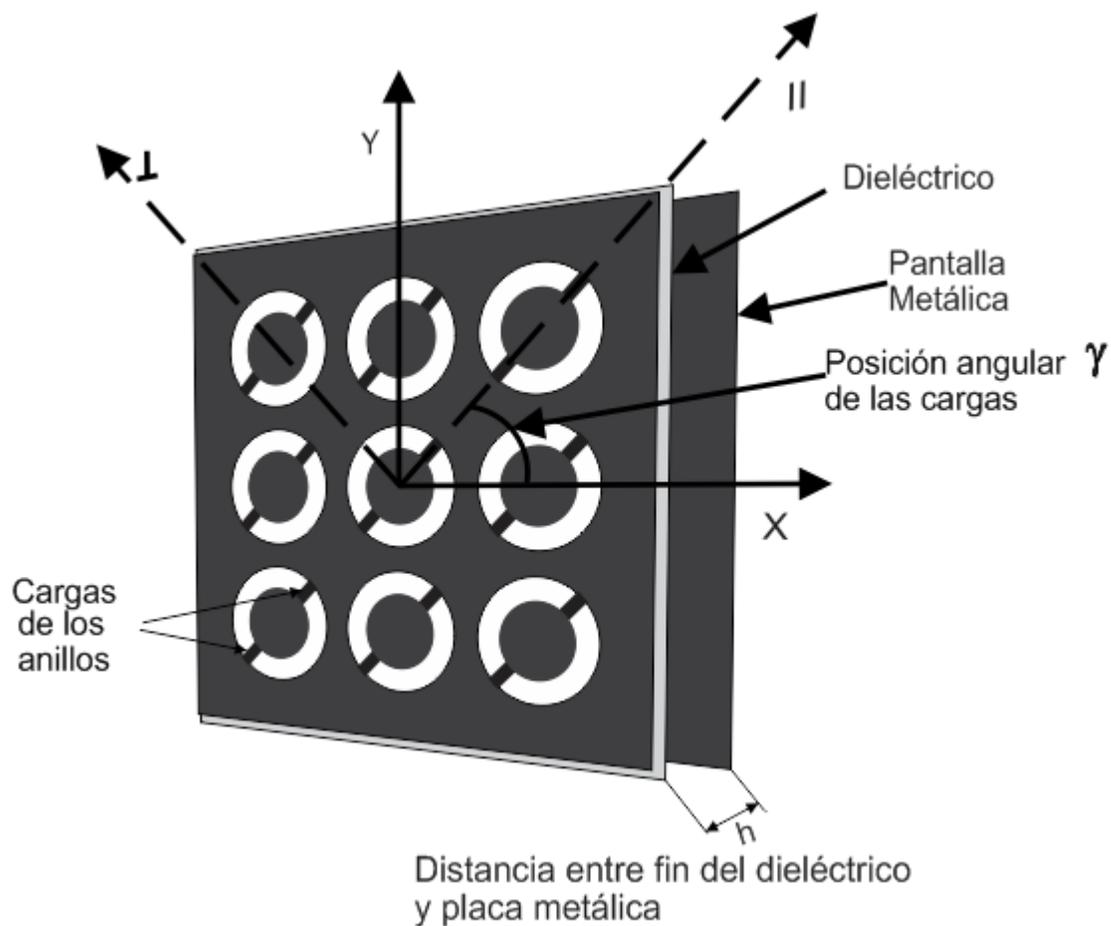


Figura 2.4 Arreglo reflectivo y posición angular de las cargas.

Se considera que el arreglo es alimentado por una fuente que produce una onda incidente plana, de polarización circular, con una frecuencia  $f$  que se propaga hacia el arreglo, por lo que la onda se puede escribir como:

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

Donde  $\bar{E}_i$  es la onda incidente,  $E_0$  es la magnitud de la onda incidente,  $\bar{a}_x, \bar{a}_y$  son los vectores unitarios en la dirección X y Y respectivamente,  $k$  es el numero de onda  $\frac{2\pi}{\lambda}$  y  $z$  es la dirección de propagación.

La onda reflejada puede ser expresada como la suma de dos ondas polarizadas circularmente [13] como se muestra a continuación.

$$\bar{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\bar{a}_x - j\bar{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{-jkz} \quad (2.2)$$

Donde  $\bar{E}_r$  es la onda reflejada,  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  son los coeficientes de reflexión de las componentes paralela y perpendicular a las cargas, respectivamente, ya que la onda incidente polarizada circularmente se descompone en dos polarizaciones lineales defasadas  $90^\circ$ . Una de éstas es paralela a las cargas, mientras la otra es perpendicular.

Se puede ver que el primer término de esta suma tiene la misma polarización que la onda incidente y la fase depende de la posición angular  $\gamma$  de las cargas, el segundo término de la suma tiene la misma polarización que la onda incidente pero sentido de rotación contrario, y como se puede apreciar en este término no se tiene control sobre la fase de la onda.

Para poder controlar la dirección de la onda reflejada es necesario cumplir con la condición:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (2.3)$$

Esto significa que los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular a las cargas deben estar defasados  $180^\circ$  [14], y así eliminar el segundo término de (2.2)

y tener el control sobre la fase de la onda reflejada, que como se puede observar del primer término de la ecuación 2.2 la fase de la onda reflejada es dos veces la posición angular  $\gamma$  [15] de las cargas.

Para poder cumplir con la condición 2.3 es necesario que una de las componentes (paralela o perpendicular a las cargas) sea reflejada en el arreglo, mientras que la otra componente cruza el arreglo. En este caso se considera que la componente paralela a las cargas va a ser reflejada en el arreglo, y la componente perpendicular debe “atravesar” el anillo, para ello dicho anillo debe de estar en resonancia con la onda incidente, ya que como se vio en la sección 2.2 el comportamiento de resonancia de la SSF basada en ranuras es equivalente a un filtro paso banda, por lo que la estructura se hace transparente para la componente perpendicular a la cargas.

Para lograr la diferencia de fase de  $180^\circ$  se coloca una pantalla metálica a una distancia de  $\lambda/4$ , ya que la componente paralela a las cargas es reflejada en el arreglo, obteniendo un cambio de fase de  $180^\circ$ , mientras que la componente que atraviesa la estructura recorre una distancia de  $\lambda/4$  donde es reflejada por la placa metálica y regresa al arreglo con una fase de  $360^\circ$  y así obtener una diferencia de  $180^\circ$  entre ambas componentes.

## 2.4 Circuito eléctrico equivalente del arreglo ranurado con cargas reactivas.

Con el fin de poder hacer de una manera más rápida la optimización para obtener un ancho de banda amplio, se procedió a obtener el circuito eléctrico equivalente del arreglo reflectivo, ya que en cuestión de computo resulta más rápido realizar la simulación de un circuito eléctrico, que hacer la simulación del anillo ranurado con software especializado. Para obtener el circuito equivalente se considera una celda unitaria como se muestra en la (Fig. 2.5).

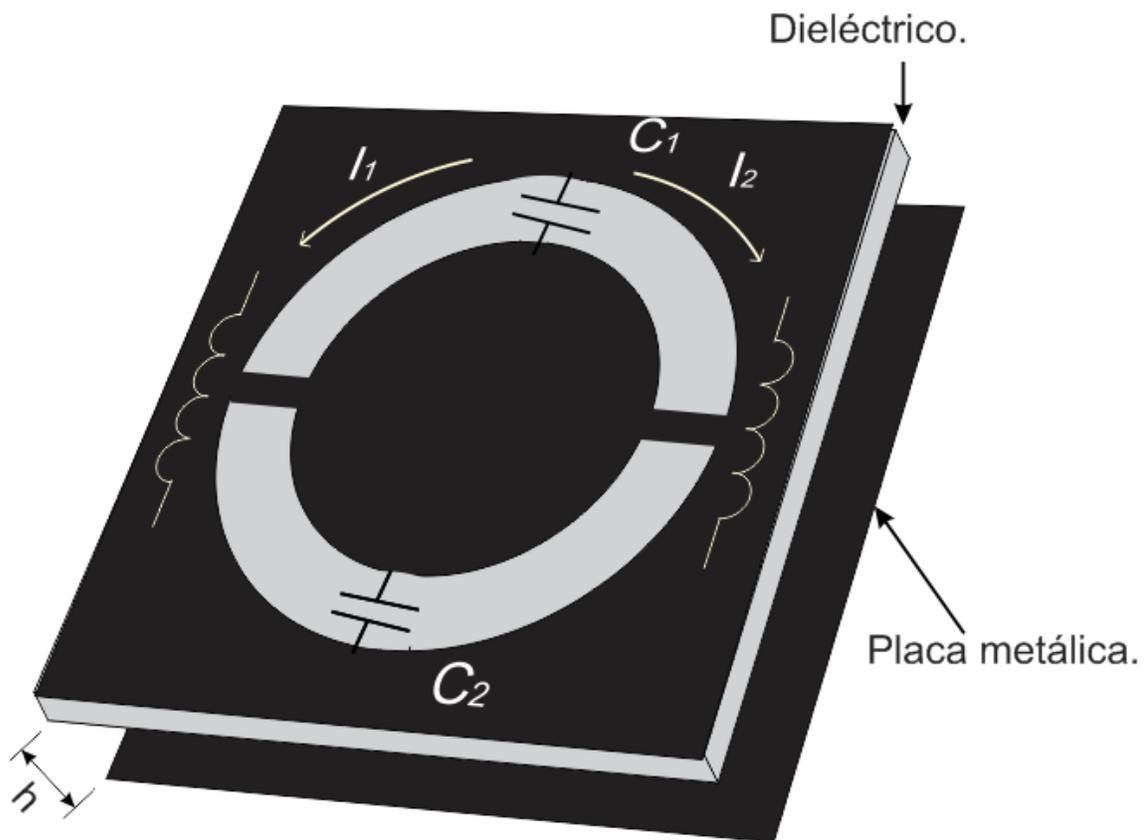


Figura 2.5 Celda unitaria del arreglo para el circuito eléctrico equivalente

El circuito eléctrico equivalente se obtuvo para las componentes paralela y perpendicular a las cargas.

De la (Fig. 2.5) se puede apreciar que la celda unitaria es equivalente a una capacitancia en la ranura del anillo y en la zona exterior del anillo corresponde a dos inductancias en paralelo, por lo que el circuito eléctrico equivalente para la componente perpendicular a las cargas es un circuito LC paralelo.

En el caso donde se tienen las cargas, sólo basta con agregarle una capacitancia o inductancia, dependiendo del tipo de carga que se tenga, en paralelo para obtener el circuito equivalente [2].

Hasta ahora se tiene un simple circuito LC, pero falta considerar la distancia “ $h$ ” a la cual se encuentra la placa de metal que, como se explicó en la sección 2.3, tiene que colocarse a una distancia de  $\lambda/4$ , lo cual equivale a una longitud eléctrica de  $90^\circ$ , por lo que el circuito equivalente se muestra en la (Fig. 2.6.)

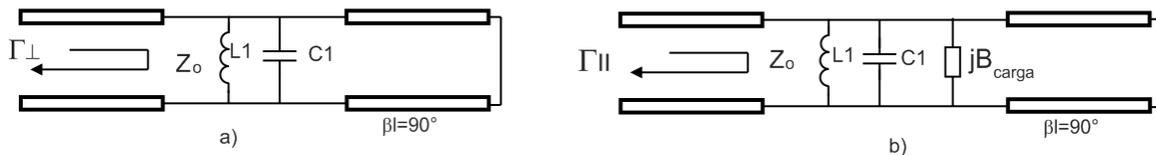


Figura 2.6 Circuito eléctrico equivalente para los ejes a) perpendiculares y b) paralelos a las cargas.

Donde  $L1$  corresponde a la inductancia que se forma debido a la corriente que circula por el exterior del anillo,  $C1$  es la capacitancia que se forma debido a la acumulación de la energía eléctrica en la ranura del anillo, la longitud eléctrica de  $90^\circ$  corresponde a la distancia de  $\lambda/4$ , y el corto corresponde a la placa metálica. En el caso donde se encuentran las cargas, solo se agrega la carga del anillo; en este caso se expresó como una susceptancia, ya que el anillo puede tener cargas capacitivas o inductivas.

## 2.5 Conclusiones:

Las SSF son una opción atractiva para el desarrollo de arreglos planos de bajo costo y peso comparados con los arreglos convencionales.

La SSF basada en anillos ranurados presenta buena estabilidad en la frecuencia, con respecto al ángulo de incidencia, y amplio ancho de banda, por lo que son considerados como elementos del arreglo reflectivo a fabricar para obtener grandes ángulos de escaneo.

La geometría de los elementos de las SSF debe soportar el tipo de polarización de alimentación del arreglo, el anillo soporta polarización circular y lineal.

Si se tiene una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  es posible controlar la fase de la onda reflejada haciendo variar la posición angular de las cargas de los anillos, con el fin de obtener un frente de onda plano y desviar el haz en la dirección deseada. La fase que proporciona cada elemento es igual a dos veces la posición angular  $\gamma$  de las cargas del anillo ranurado.

Se obtuvo el circuito eléctrico equivalente del arreglo basado en anillos ranurados con cargas reactivas, dicho circuito es un circuito LC en paralelo con una longitud eléctrica de  $90^\circ$  terminado en corto. Dicho circuito es utilizado para la optimización de la celda unitaria para obtener un amplio ancho de banda.

## Bibliografía.

- [1] J H. R. Phelan, "Spiraphase a new, low-cost phase array. Part 1. "Theory and concept," Microwave J., vol 19, No. 12, pp 41-44, Dic. 1976.
- [2] Martynyuk A., Martinez J.L., y Martynyuk N, "Spiraphase Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52 No. 1 Enero 2004, pp.142-153.
- [3] D.M. Pozar, and T.A. Metzler, "Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of variable Size," Electronics Letters, pp. 657-658, April 1993.
- [4] T. Metzler, D. Schaubert, "Scattering from a stub loaded microstrip antenna," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 446-449, Junio 1989.
- [5] P. Callaghan, E.A. Parker, and R.J. Langley, "Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces," Microwaves, Antennas and Propagation, IEEE Proceedings H, vol. 138, no. 5, Oct. 1991 pp. 448-454.
- [6] Remski, R.; Gray, B.; Ma, L: "Frequency-selective Surface," Ansoft Corporation, 2004.
- [7] J C. Larson, and B. Munk, , "The broad-band scattering response of periodic arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol 31, núm. 2, Mar 1983, pp. 261-267.
- [8] Wu Te-Kao " Four- Band Frequency Selective Surface With Double-Square-Loop Path Elements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42 No. 12, Diciembre 1994.
- [9] Martínez López José Ismael, Tesis Doctoral "Análisis Electrodinámico De Arreglos De Fase Reflectivos Basados En Aperturas Anulares", México D.F, Facultad de Ingeniería UNAM, Febrero 2005
- [10] J Huang, J., Te-Kao Wu, Shung-Wu Lee, "Tri-band frequency selective surface with circular ring elements," IEEE Trans. On Antennas and Propagation., vol. 42, núm 2, Feb. 1994 , pp. 166 - 175.
- [11] J R. J. Luebbers, and B. A. Munk, "Some effects of dielectric loading on periodic slot arrays," IEEE Trans. Antenna Propagat. AP-26 (4) pp. 536-542.

[12] T. Cwick, and R. Mittra, "The cascade connection of planar periodic surfaces and lossy dielectrics to form an arbitrary periodic screen," IEEE Trans. Antennas Propagation. AP-35. no. 12. 1987. pp. 1397-1405.

[13] J. J. J.Wang, "Characteristics of a newclass of diode-switched integrated antenna phase shifter," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 31, pp. 156–159, Jan. 1983.

[14] A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer," Proceedings of the IRE , vol. 35, Dec. 1947, pp. 1489–1498.

[15] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," IEEE Antennas and Propagation Society Internacional Symposium, pp. 1280-1283, Julio 1997.

## **Capítulo 3 Celda unitaria.**

### **3.1 Introducción.**

En este capítulo se presenta el proceso que se realizó para poder optimizar la celda unitaria del arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con cargas reactivas [1] con el fin de obtener un gran ancho de banda y un amplio sector de escaneo. Los parámetros a determinar fueron las dimensiones físicas del anillo (radio interior  $r_i$ , radio exterior  $r_e$ ), el tipo de carga que debe tener el anillo (capacitiva o inductiva), la distribución entre los anillos (cuadrada o triangular) y la distancia ( $h$ ) a la cual debe colocarse la placa metálica.

Los resultados obtenidos son meramente simulados y para ello se consideró que el arreglo es periódico infinito sobre un dieléctrico de permitividad relativa  $\epsilon_r = 2.9$  y con un grosor de  $25 \mu\text{m}$ .

### **3.2 Optimización de la celda unitaria.**

#### **3.2.1 Optimización del circuito eléctrico equivalente**

El punto base de la optimización de la celda unitaria para obtener un amplio ancho de banda se basa en el circuito eléctrico equivalente del arreglo basado en anillos ranurados con cargas reactivas que se obtuvo en el capítulo anterior.

Para optimizar el circuito eléctrico se simularon los circuitos para las componentes de campo eléctrico paralela y perpendicular a las cargas. El primer paso fue determinar el tipo de carga que el anillo debía tener (capacitiva o inductiva), para ello se simularon ambas cargas y se analizaron los datos obtenidos.

Las condiciones que se consideraron fueron las siguientes:

- El arreglo va a trabajar en una frecuencia central de 36.5 GHz.

- De acuerdo a la expresión matemática (2.2):

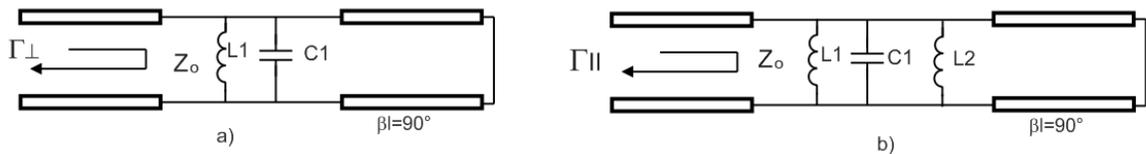
$$\vec{E}_r = 0.5E_0 e^{2j\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} + 0.5E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz}$$

Se definen dos tipos de ondas, la onda sobre la cual se tiene control de su fase “onda controlada” (Primer término de la expresión) y la onda de la cual no se tiene control de la fase “onda no controlada” (segundo término). El segundo término representa la polarización cruzada.

Como se explicó en el capítulo anterior (sección 2.3), para poder tener control de la fase sobre la onda reflejada es necesario cumplir con la condición  $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$ ; es decir, lograr una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre ambas componentes [2]. Por lo que el proceso de optimización es necesario para suprimir el segundo sumando de (2.2) así como para aumentar la magnitud de la onda controlada.

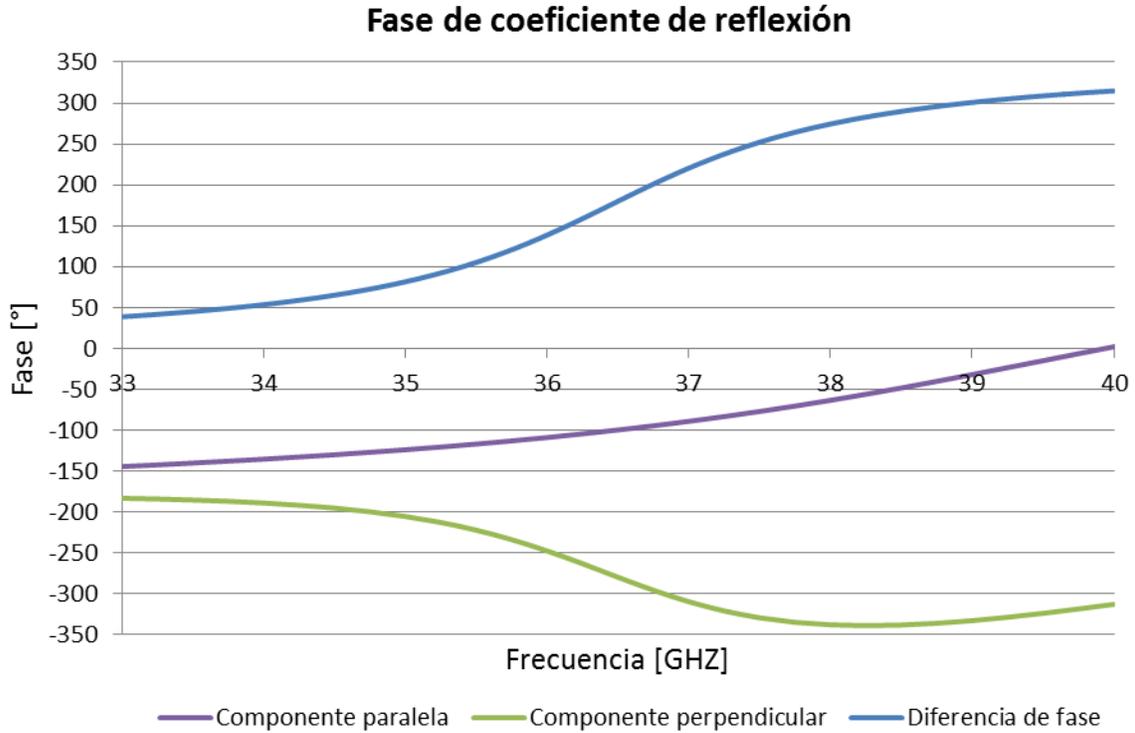
### 3.2.1.1 Carga Inductiva.

En primer lugar se construyó el circuito eléctrico con cargas inductivas (Fig. 3.1) con el fin de comprobar el principio de operación que se explica en [1]. Los resultados obtenidos simulando una carga inductiva se muestran en las gráficas 3.1 y 3.2.



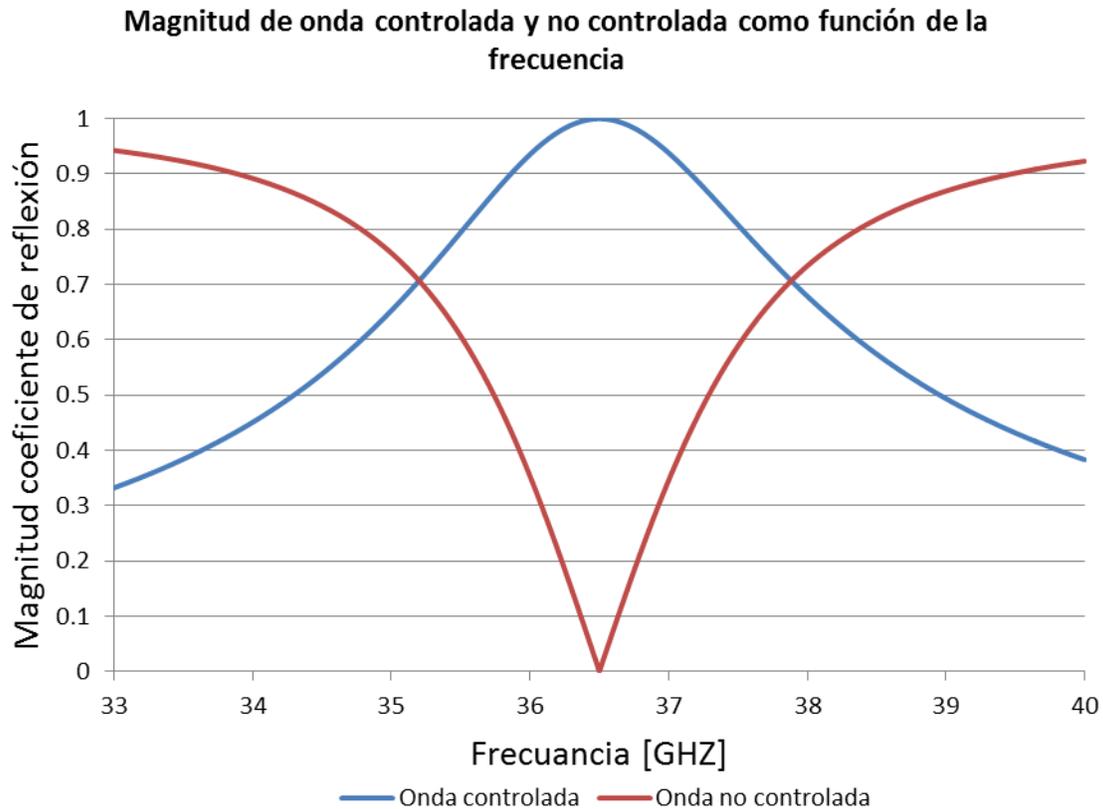
$$Z_0 = 120\pi \Omega, L1=0.128 \text{ nH}, C1=148.7 \text{ fF}, L2=0.0227 \text{ nH}, \beta l=90^\circ$$

Figura 3.1 Circuito eléctrico equivalente de anillo ranurado con cargas inductivas a) ortogonal a las cargas y b) paralelo a las cargas.



Gráfica 3.1 Fase del coeficiente de reflexión de las componentes paralela y perpendicular a las cargas inductivas.

En este caso se tiene que a la frecuencia de 36.5 GHz se cumple que la diferencia de fase es de 180°. El hecho de que no se cumpla la diferencia de fase de 180° entre las componentes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  se traduce en una disminución de la magnitud de la onda controlada y un aumento en la magnitud de la onda no controlada.



Gráfica 3.2 Magnitud de onda controlada y no controlada. En la frecuencia de 36.5 GHz, que es la frecuencia donde se cumple la diferencia de fase de  $180^\circ$ ; se tiene que la onda controlada tiene su máxima amplitud, ya que el segundo término de la expresión 2.2 ha sido eliminado.

Posteriormente, se procedió con la optimización del circuito con el fin de obtener una diferencia de fase cercana a  $180^\circ$  en una banda de frecuencias más amplia.

Las condiciones que se tomaron en cuenta para optimizar los circuitos eléctricos y así obtener un mayor ancho de banda fueron las siguientes:

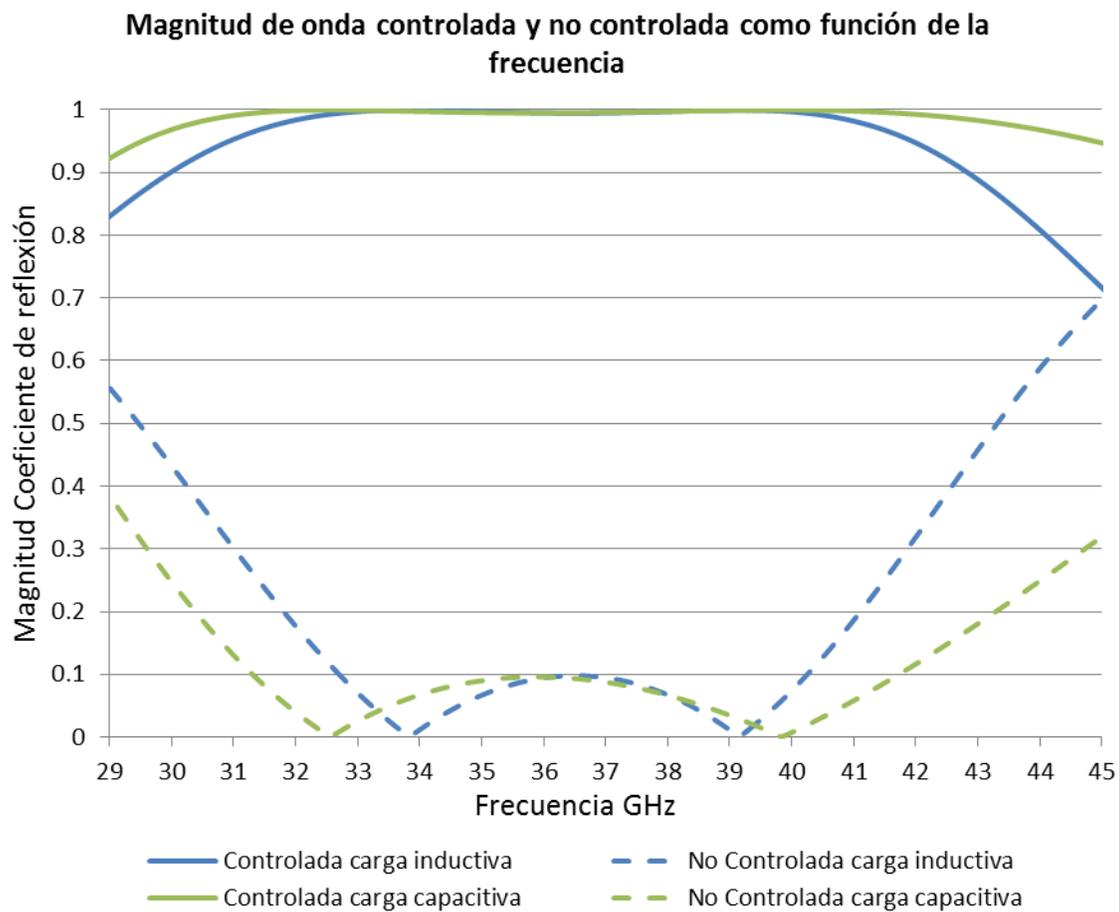
- El ancho de banda se tomó como la banda de frecuencias por donde la onda no controlada se encuentra por debajo de los -20 dB, es decir, la onda no controlada debe estar por debajo de -20 dB en el mayor rango de frecuencias posible centrado en 36.5 GHz.

- El valor de la capacitancia  $C1$  y la inductancia  $L1$ , así como la longitud eléctrica  $\beta l$  deben variar, pero deben ser los mismos valores para ambos circuitos equivalentes, es decir, ya que estos valores representan físicamente al anillo y la distancia a la cual se encuentra la placa metálica, deben ser los mismos para el circuito equivalente paralelo y perpendicular a las cargas. El valor de la carga solo se considera en el circuito equivalente paralelo.
- Otro punto importante que se tomó en cuenta es que aunque los valores de  $C1$  y  $L1$  deben ser los mismos para ambos circuitos (paralelo y perpendicular) deben de estar limitados, ya que como se vio en la sección 2.2 el valor del capacitor depende de la apertura de la ranura del anillo, y el valor del inductor depende del radio exterior del anillo y el tamaño de la celda unitaria [3], es decir, si no se toma en cuenta esta condición se pueden obtener dimensiones del anillo tan grande que exceda la distancia máxima permitida entre elementos.

El ancho de banda del circuito optimizado se muestra en la gráfica 3.3.

### 3.2.1.2 Carga Capacitiva.

En este caso se simularon los circuitos equivalentes considerando como carga un capacitor. El proceso y condiciones de optimización fueron los mismos que en el caso con cargas inductivas.



Gráfica 3.3 Magnitud de la onda controlada y no controlada del circuito eléctrico optimizado con carga inductiva y capacitiva.

Con base en los resultados obtenidos de la optimización de los circuitos eléctricos se puede ver que el ancho de banda obtenido con una carga capacitiva es de 10.4 GHz, mientras que para una carga inductiva es de 7.5 GHz.

### 3.2.2 Celda unitaria.

En esa etapa es necesario obtener la geometría de la celda periódica teniendo como base los circuitos equivalentes optimizados, es decir, con ayuda de un simulador electromagnético se construyó la celda unitaria con el fin de obtener un ancho de banda muy parecido al obtenido con la optimización de los circuitos eléctricos equivalentes y así poder determinar las dimensiones físicas del anillo.

La distribución de los anillos puede ser en una forma cuadrada (Fig. 3.2a) o en una forma triangular equilátera (Fig. 3.2b).

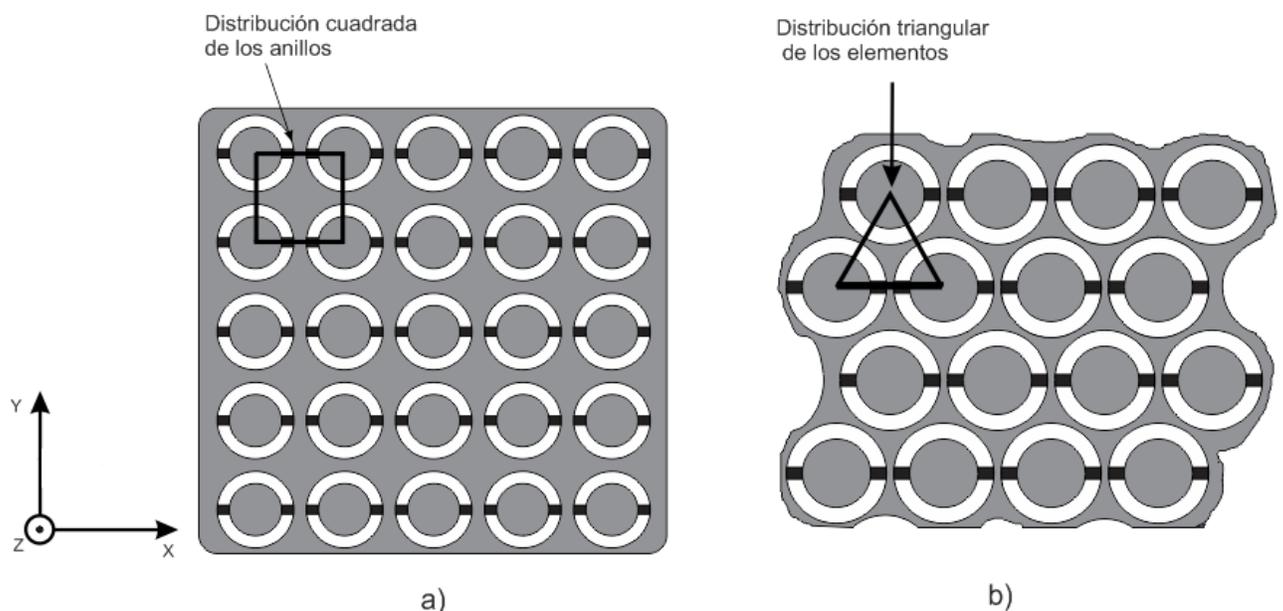


Figura 3.2 Distribución entre los anillos a) cuadrada y b) triangular.

Para determinar las dimensiones físicas de las cargas se considero que cortos metálicos representan un inductor (Fig.3.3a) y placas paralelas representan un capacitor (Fig. 3.3b).

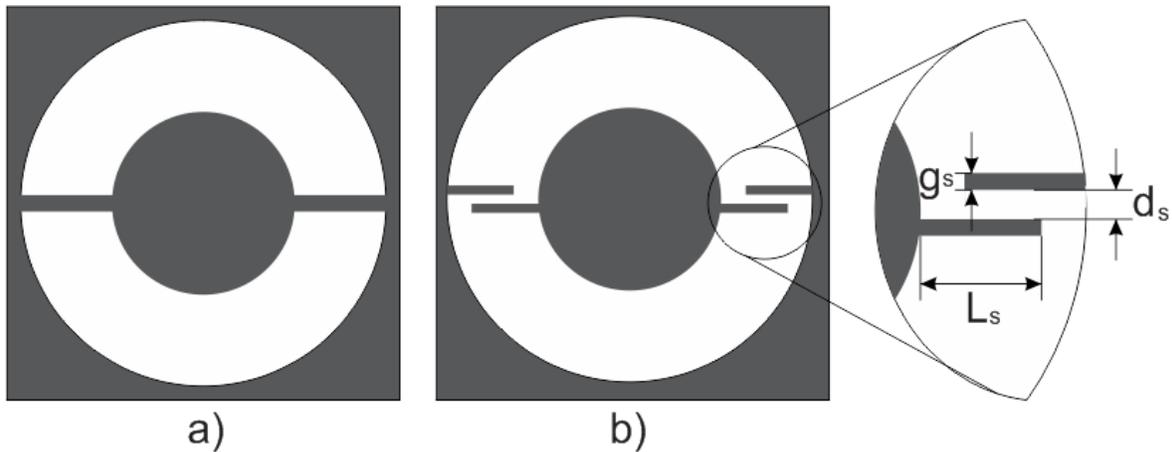
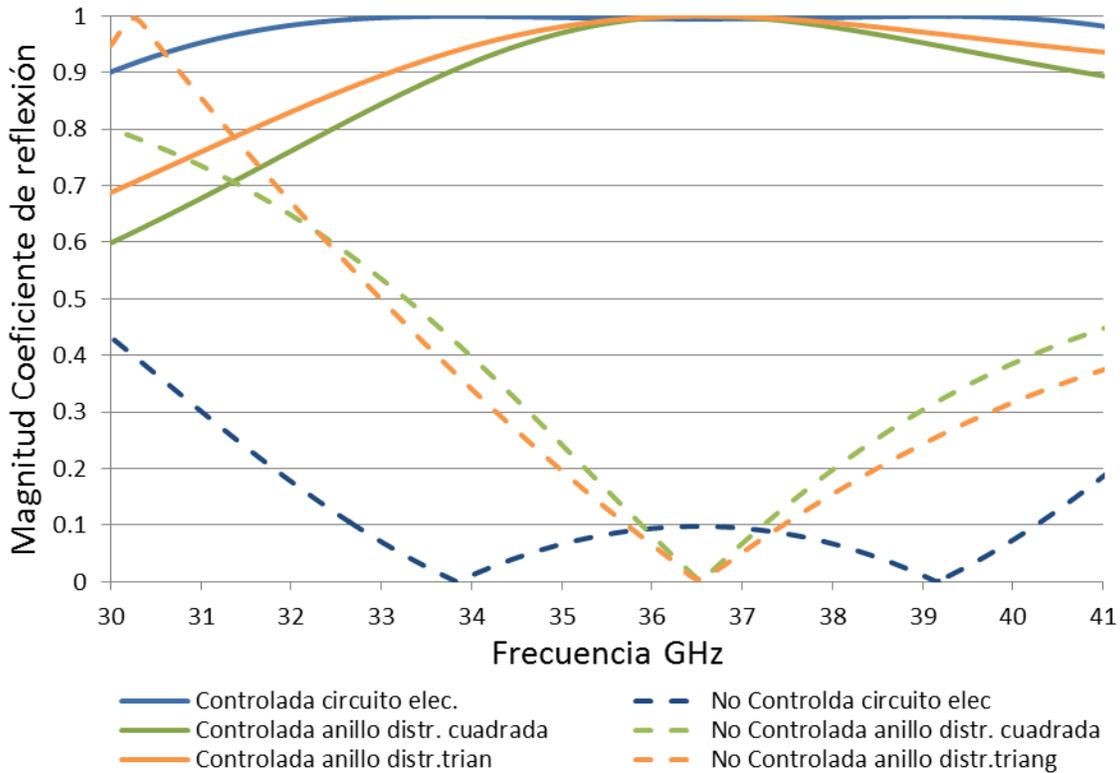


Figura 3.3 representación física de a) anillo con cargas inductivas, b) anillo con cargas capacitivas.

En la simulación se consideraron rejillas de tipo cuadradas y triangular equilátera haciendo variar las dimensiones de las cargas de los anillos y la distancia entre elementos, con el propósito de obtener un resultado muy cercano al obtenido con los circuitos eléctricos equivalentes.

En las gráficas 3.4 y 3.5 se muestra el ancho de banda obtenido de las simulaciones realizadas para los anillos físicos con rejilla cuadrada y triangular y su comparación con los resultados obtenidos del circuito eléctrico equivalente. Los resultados obtenidos muestran una notable diferencia entre ambas cargas, siendo mejor la carga capacitiva que la carga inductiva.

### Comparación circuito eléctrico y anillo con cargas inductivas

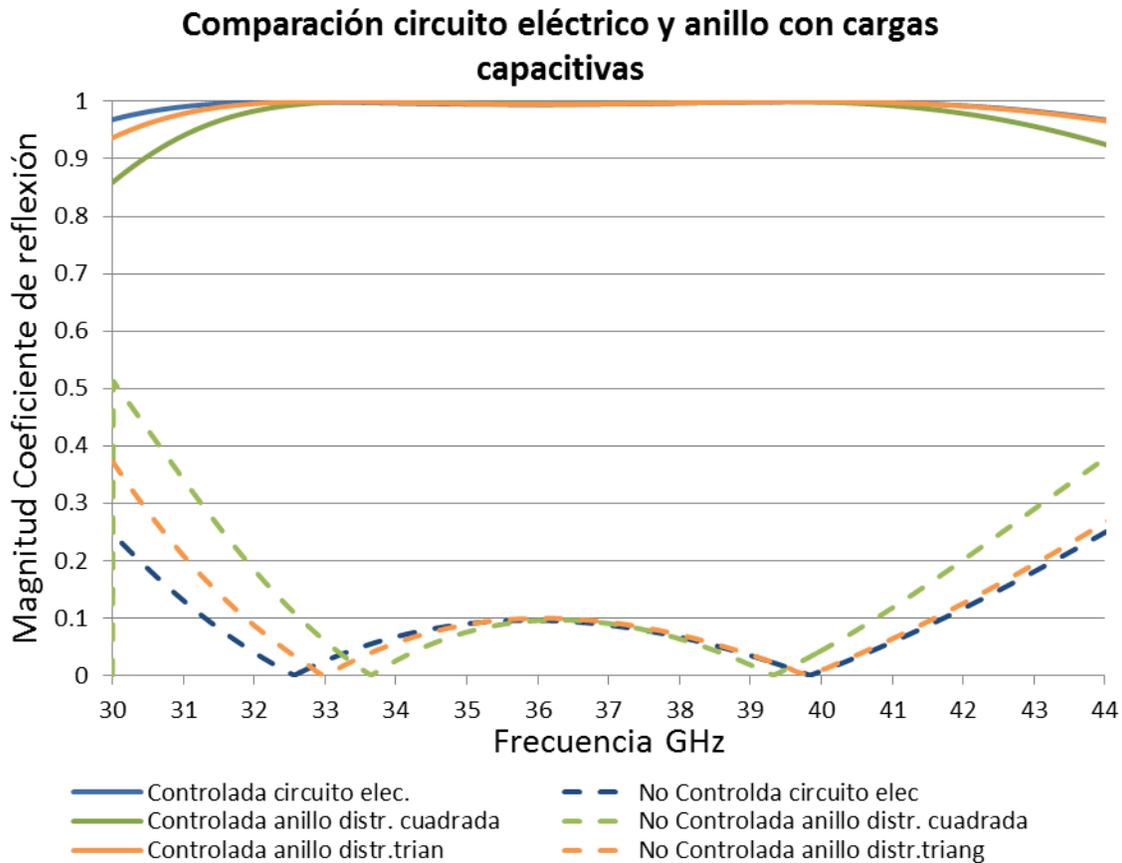


Gráfica 3.4 Comparación del ancho de banda del circuito eléctrico con cargas inductivas y anillo ranurado con cortes metálicos.

Se puede ver que el ancho de banda obtenido con el circuito eléctrico optimizado es mucho mayor que el simulado con anillos ranurados con cortes, ya que el problema que se presentó para representar físicamente el valor de la inductancia obtenida en la optimización del circuito eléctrico fue que el grosor de los cortes tenía que ser muy delgado ( $< 1 \mu\text{m}$ ) y dado que los arreglos iban a ser realizados por medio de fotolitografía sería imposible realizarlas por medio de esta técnica, ya que el grosor mínimo aceptado oscila entre los 50-100  $\mu\text{m}$ .

Una alternativa era poner hilos delgados de oro, pero el hecho de tener hilos de oro como carga indica que es necesario soldarlos manualmente uno por uno, lo

que resultaría impráctico, y aumenta la posibilidad de cometer un error, por lo que no es una opción práctica.



Gráfica 3.5 Comparación de ancho de banda del circuito eléctrico con carga capacitiva y ancho de banda obtenido con anillo con placas paralelas en configuración rectangular y triangular.

Se puede apreciar que en este caso el ancho de banda obtenido con el anillo de placas paralelas es muy cercano al obtenido con el circuito eléctrico optimizado. Con un mallado triangular equilátero se tiene un ancho de banda mayor que con una rejilla cuadrada.

En la tabla 3.1 se muestra el ancho de banda obtenido para la simulación de los anillos con cargas reactivas.

Ancho de banda de arreglos reflectivos.		
Carga del anillo	Rejilla	Ancho de banda [GHz]
Capacitiva	Triangular	9.7
Capacitiva	Cuadrada	8.7
Inductiva	Triangular	1.8
Inductiva	Cuadrada	1.5

Tabla 3.1 Ancho de banda obtenido de la simulación para anillos con cortos metálicos y placas paralelas con un mallado triangular equilátero y cuadrado.

De acuerdo a los resultados obtenidos se pudo ver que con una carga capacitiva se tiene un mayor ancho de banda comparado con cargas inductivas, además de que es posible realizar físicamente las cargas capacitivas por medio de placas paralelas, mientras que las cargas inductivas representadas por cortos metálicos no podrían ser realizadas por medio de fotolitografía debido al grosor tan pequeño que los resultados simulados arrojaron.

### 3.2.3 Desviación del haz.

Dentro del modelo de arreglo infinito, para lograr que la onda plana de incidencia normal sea reflejada en la dirección deseada  $(\theta_r, \phi_r)$ , donde  $\theta_r$  y  $\phi_r$  son ángulos de elevación y azimut, respectivamente, es necesario que los elementos del arreglo proporcionen una distribución de fase lineal. En el caso de una malla rectangular, el desplazamiento de fase entre celdas adyacentes a lo largo del eje X y Y está dado por [4]:

$$\begin{aligned}\Psi_x &= -kbsen\theta_r\cos\phi_r \\ \Psi_y &= -kdsen\theta_r\sen\phi_r\end{aligned}\tag{3.1}$$

$K$ , es el número de onda y  $b$  y  $d$  son el ancho y alto de la celda unitaria.

De acuerdo a [5], la fase que proporciona un elemento es 2 veces la posición angular de sus cargas, por lo tanto la posición angular progresiva de celdas adyacentes es:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_x &= \frac{\Psi_x}{2} \\ \Delta\gamma_y &= \frac{\Psi_y}{2}\end{aligned}\tag{3.2}$$

Puesto que en este caso existe una variación progresiva de la posición angular de los elementos, la celda unitaria debe ser recalculada para que sea un arreglo periódico, para ello la nueva celda unitaria estará formada por un conjunto de celdas pequeñas. (Fig. 3.4)

En [1] se desarrolló un modelo matemático para una malla rectangular, de donde se obtiene la expresión 3.3, dicha expresión determina la posición angular de las cargas entre celdas adyacentes.

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_x &= \frac{\pi M_x}{N_x} \\ \Delta\gamma_y &= \frac{\pi M_y}{N_y}\end{aligned}\tag{3.3}$$

Donde  $N_x$  y  $N_y$  representan el número de celdas pequeñas que contiene la celda unitaria grande a lo largo del eje X y Y, respectivamente, y  $2\pi M_x$  ,  $2\pi M_y$  representan la diferencia de fase entre celdas unitarias grandes adyacentes en los ejes X y Y respectivamente.

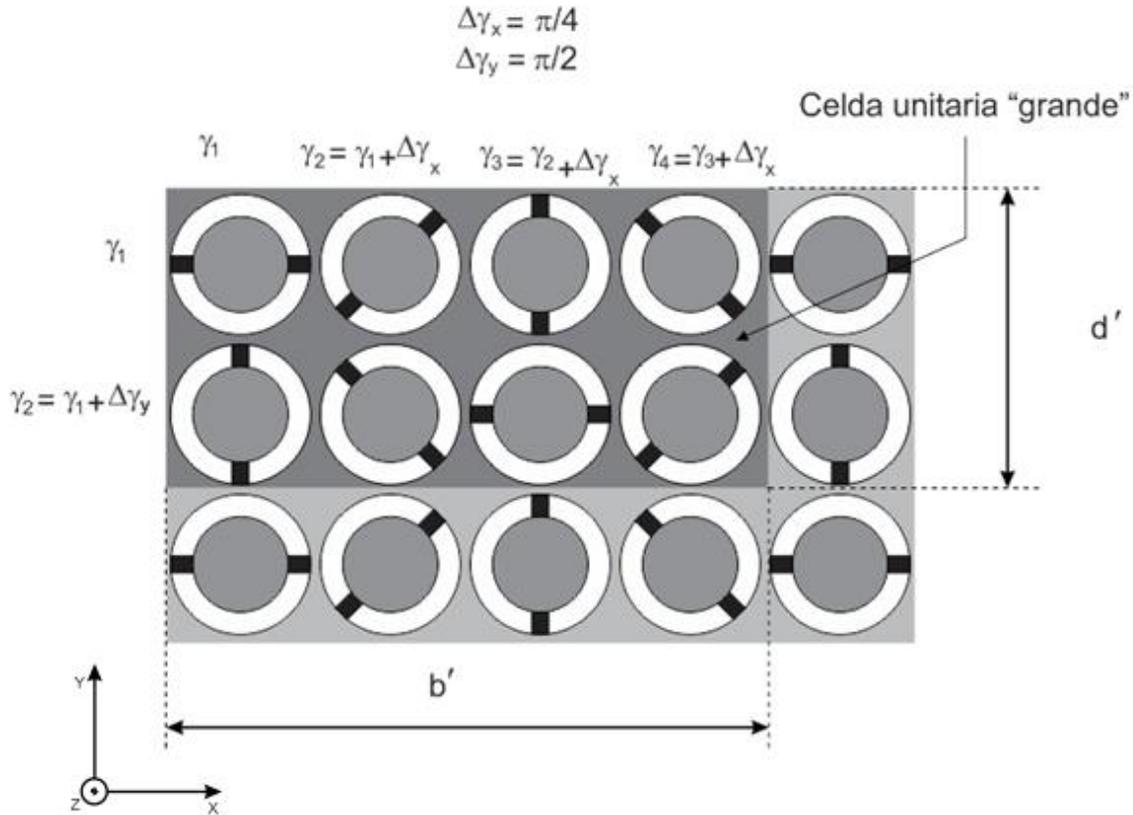


Figura 3.4 La nueva celda unitaria está compuesta por varias celdas "pequeñas"  $N_x = 4$  y  $N_y = 2$   $M_x = 1$  y  $M_y = 1$ . Donde  $b'$  y  $d'$  son el ancho y altura de la celda unitaria grande, respectivamente.

Ahora que se tiene una periodicidad del arreglo, es posible analizarlo mediante el teorema de Floquet [4], el cual permite estudiar estructuras periódicas planas infinitas. Dicho análisis matemático fue desarrollado en [1] para un arreglo periódico infinito de celdas grandes, el cual fue la base para la optimización de la celda unitaria para obtener un amplio ángulo de desviación del haz incidente.

Según el teorema de Floquet, el campo electromagnético en las estructuras periódicas infinitas puede ser presentado como suma de modos Floquet TE  $\vec{\Psi}_{1_{mn}}$  y TM  $\vec{\Psi}_{2_{mn}}$

$$\begin{aligned}\vec{\Psi}_{1mn} &= \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left( \frac{k_{yn} \hat{x} - k_{xm} \hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right) e^{-j(k_{xm} \hat{x} + k_{yn} \hat{y})} \\ \vec{\Psi}_{2mn} &= \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left( \frac{k_{xm} \hat{x} + k_{yn} \hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right) e^{-j(k_{xm} \hat{x} + k_{yn} \hat{y})}\end{aligned}\tag{3.4}$$

Donde:

$$k_{xm} = \frac{2\pi m - \Psi_x}{b'}$$

$$k_{yn} = \frac{2\pi n - \Psi_y}{d'}$$

$$k_{r_{mn}}^2 = k_x^2 + k_y^2$$

$k$ , es el número de onda  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $b'$  y  $d'$  son el ancho y alto de la celda unitaria grande respectivamente.

$\vec{\Psi}_{1mn}$  y  $\vec{\Psi}_{2mn}$  son funciones vectoriales ortogonales que representan ondas planas  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$  que se propagan desde el arreglo en diferentes direcciones, o se desvanecen. De todos estos modos Floquet, de acuerdo a la expresión 3.3, existen dos modos Floquet (uno TE y uno TM) que se propagan en la dirección deseada  $\theta_r, \phi_r$ , mientras el resto de los modos que se reflejan en otras direcciones formando lóbulos laterales del arreglo. (Fig. 3.5)

El campo electromagnético reflejado se puede descomponer en una infinidad de modos Floquet TE y TM, por lo que, el campo electromagnético reflejado se puede ver como la suma de los modos TE y TM.

$$\vec{E}_r = \sum_{i=1}^{\infty} C_i \vec{\Psi}_i(x, y) \quad (3.5)$$

Donde  $C_i$  es la magnitud de cada modo Floquet reflejado y  $\vec{\Psi}_i(x, y)$  es el sistema de vectores normalizados de modos Floquet.

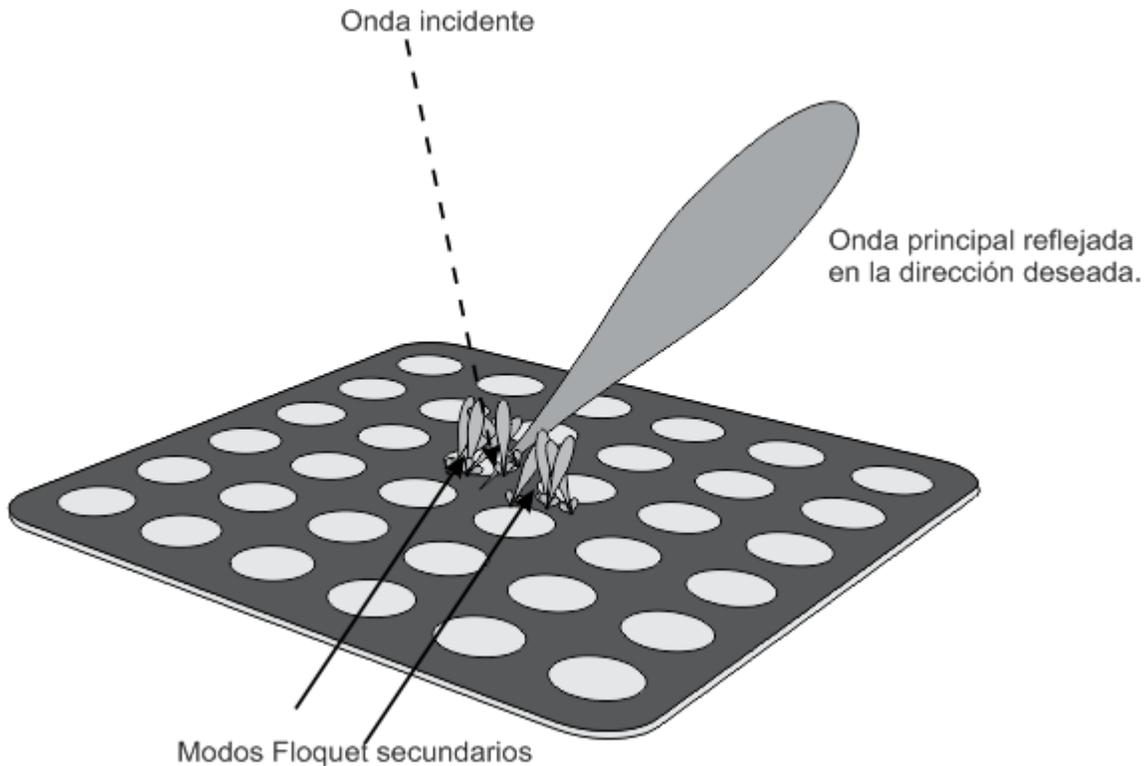


Figura 3.5 Propagación de modos Floquet en un arreglo infinito.

Por lo tanto puede considerarse el arreglo reflectivo como un convertidor de modos, que transforma una onda plana incidente de polarización circular, en una onda plana reflejada que se propaga en la dirección deseada. Por lo que es necesario estimar la eficiencia de la conversión con el fin de determinar el ángulo máximo al que se puede desviar la onda electromagnética incidente.

Para poder medir las pérdidas que produce la conversión de los modos del arreglo reflectivo infinito, se utiliza el termino pérdidas de conversión.

Las pérdidas por conversión son una relación entre la densidad de potencia de la onda reflejada en la dirección deseada y la potencia de la onda incidente [6].

$$L_c = \frac{Y_{1mn} |R_{1mn}|^2 + Y_{2mn} |R_{2mn}|^2}{2Y_1 |A_1|^2} \quad (3.9)$$

Donde:

$$Y_{1mn} = \frac{\Gamma_{mn}}{\omega \mu_0}$$

$$Y_{2mn} = \frac{\omega \epsilon_0}{\Gamma_{mn}} \quad (3.10)$$

$$\Gamma_{mn}^2 = k^2 - \left(\frac{2\pi m - \Psi_x}{b}\right)^2 - \left(\frac{2\pi n - \Psi_y}{d}\right)^2$$

Donde mn son los índices de los modos Floquet en la dirección deseada,  $Y_{1mn}$  y  $Y_{2mn}$  son las admitancias para los modos Floquet,  $R_{1mn}$  y  $R_{2mn}$  son las magnitudes de los modos Floquet de la onda reflejada en la dirección deseada,  $A_1$  y  $Y_1$  son la magnitud y admitancia del modo incidente, respectivamente.

Otro punto que se consideró para determinar las características de reflexión del arreglo fue el nivel de polarización cruzada. La polarización cruzada tiene lugar cuando un extremo del enlace tiene polarización ortogonal del otro extremo, por ejemplo, si se transmite con una polarización circular izquierda la polarización cruzada es el nivel de recepción con polarización circular derecha.

En este caso el nivel de polarización cruzada esta asociado con el coeficiente de elipticidad, el cual se define como la relación entre el eje mayor y menor de la elipse de polarización [7], toma valores comprendidos entre 1 e infinito. Básicamente lo que nos indica este parámetro es que tanto se deforma la onda reflejada con respecto a la polarización circular incidente.

$$ce = \left( \frac{1+x}{1-x} \right) \quad (3.11)$$

Donde  $ce$  es el coeficiente de elipticidad y  $1+x$ ,  $1-x$  es el eje mayor y menor de la elipse respectivamente.

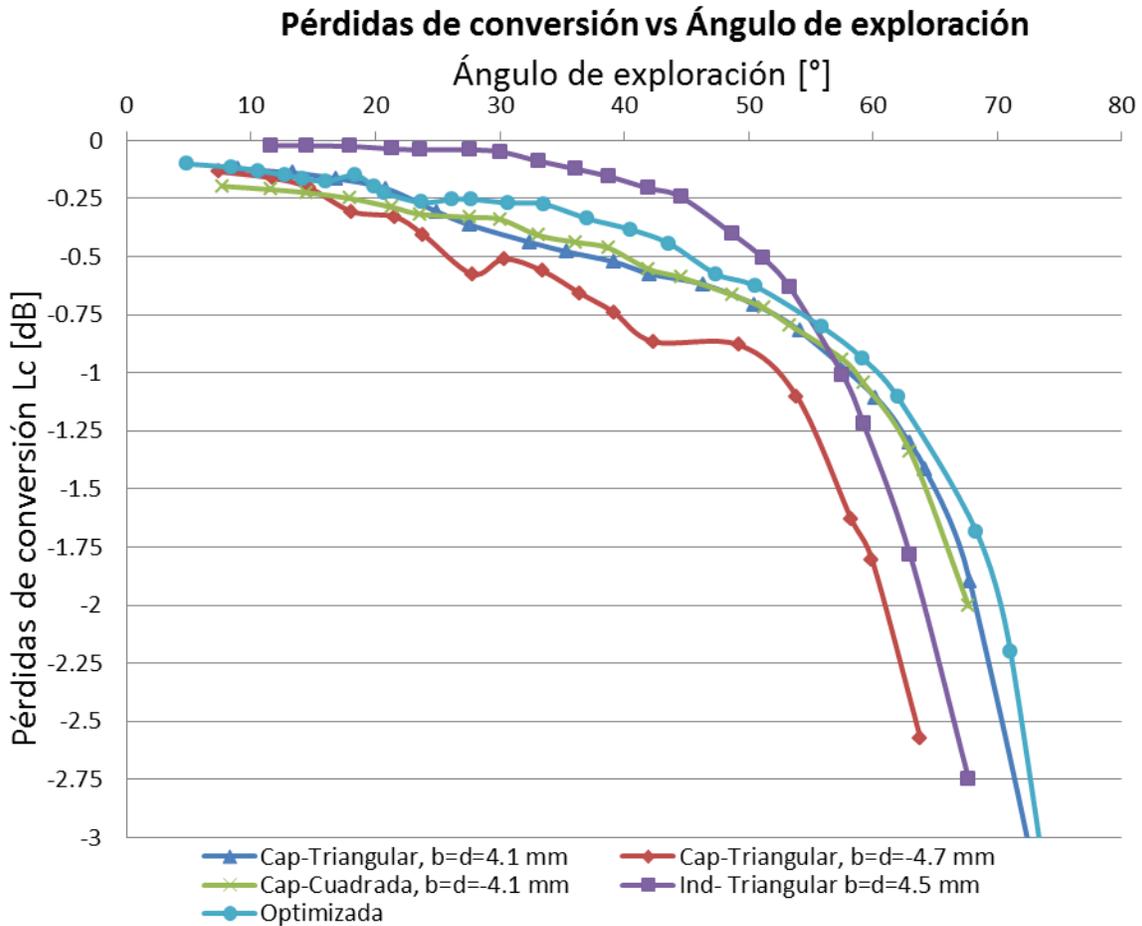
Como se puede observar en la expresión 3.11 si  $x = 0$  el coeficiente de elipticidad es uno, lo que significa que se trata de una circunferencia, por otra parte se puede ver que conforme el eje menor disminuye el eje mayor aumenta en la misma proporción  $x$ , en donde  $x$  representa el nivel de polarización cruzada y puede ser calculada mediante la expresión (3.12)

$$x = \left( \frac{ce-1}{ce+1} \right) \quad (3.12)$$

Con el propósito de optimizar la celda unitaria para obtener un amplio sector de escaneo sin sufrir grandes pérdidas de conversión se simularon los arreglos obtenidos en la sección 3.2.2 y se observó su comportamiento de polarización cruzada y pérdidas de conversión con respecto al ángulo de exploración, haciendo variar el tamaño de la celda unitaria, apertura del anillo, tipo de carga, distribución de los elementos y ancho de banda del arreglo.

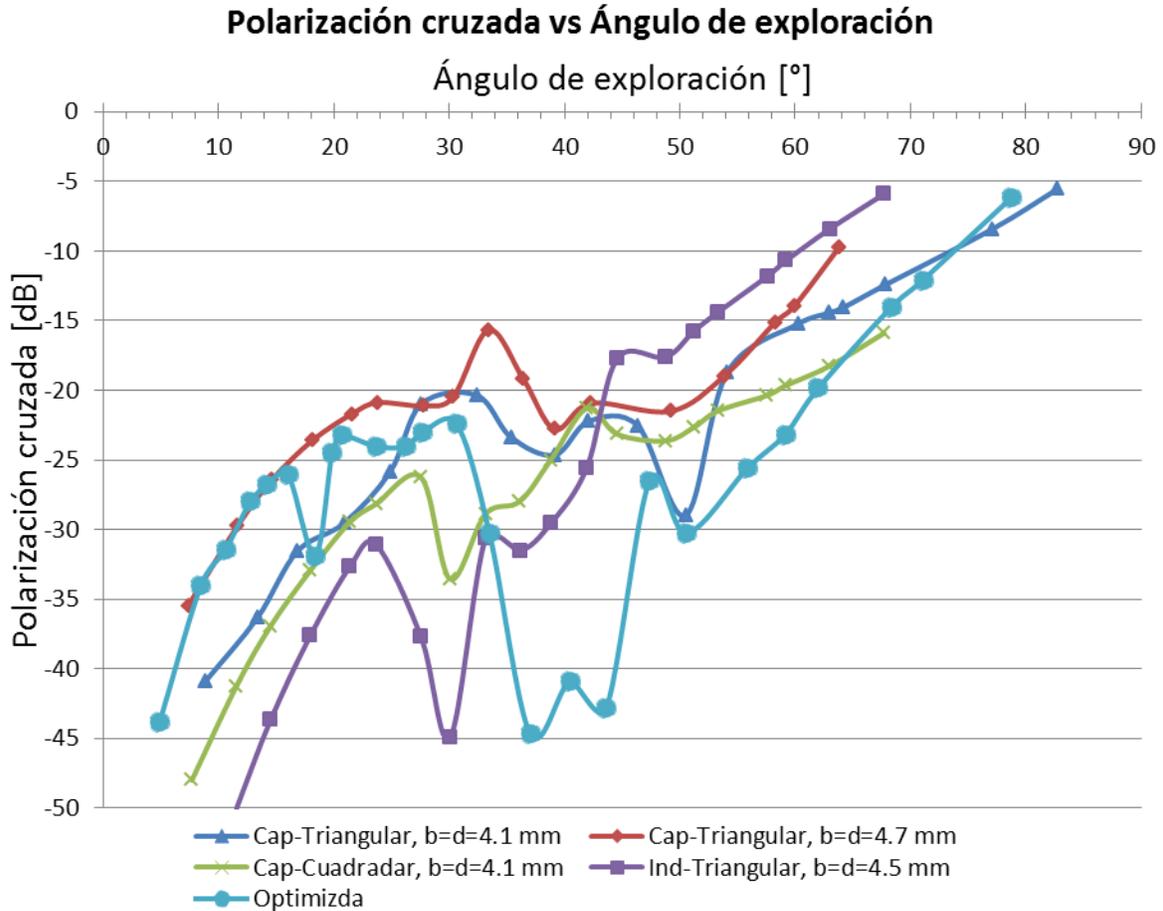
La celda optimizada es capaz de desviar el haz a un ángulo de  $60^\circ$  con respecto a la normal del arreglo, con polarización cruzada por debajo de -20 dB y pérdidas de conversión menores a 1.1 dB.

En las gráficas 3.6 y 3.7 se muestran los resultados de las celdas optimizadas en la sección 3.2.2 y la celda optimizada



Gráfica 3.6 Comportamiento de las pérdidas de conversión con respecto al ángulo de exploración para una frecuencia de 36.5 GHz para arreglos reflectivos con diferentes configuraciones de celda unitaria.

Se puede ver que la celda que presenta una mayor pérdida de conversión con respecto al ángulo de escaneo es la celda triangular equilátera con periodicidad de 4.7 mm, el anillo con cargas inductivas presenta menores pérdidas que el resto de las configuraciones hasta un ángulo de 55°. Las configuraciones de anillos con capacitores con periodicidad de 4.1 mm en configuración triangular y cuadrada presentan pérdidas muy parecidas, mientras que la configuración elegida presenta pérdidas ligeramente menores.



Gráfica 3.7 Resultados de la simulación del nivel de polarización cruzada con respecto al ángulo de exploración para una frecuencia de 36.5 GHz para arreglos reflectivos basados en diferentes configuraciones de celda unitaria.

En esta gráfica se observa el comportamiento de la polarización cruzada con respecto al ángulo de escaneo. El anillo con cargas inductivas es capaz de desviar el haz a un ángulo cercano a los 50° con polarización cruzada por debajo de los -20 dB, la celda con mayor tamaño (4.7mm) presenta un aumento en la magnitud de la onda no controlada a 33°, mientras que los anillos con periodicidad de 4.1 mm pueden desviar el haz a un ángulo de 55°.

Los resultados obtenidos muestran que es posible desviar la onda electromagnética incidente en un sector angular más amplio utilizando cargas capacitivas y un mallado triangular equilátero entre los anillos; la configuración optimizada es capaz de desviar el haz a un ángulo de 60° con respecto a la

normal del arreglo, teniendo pérdidas de conversión menores a 1.1 dB y polarización cruzada menor a -20 dB desde 0° hasta 60°

Finalmente, las dimensiones físicas de la celda optimizada se muestran en la tabla 3.2

Parámetros de celda optimizada	
$r_i$	1 mm
$r_e$	2 mm
$L_s$	0.73 mm
$g_s$	100 $\mu$ m
$d_s$	100 $\mu$ m
b,d	4.3 mm
h	1.8 mm
Tipo de rejilla	Triangular equilateral

Tabla 3.2 Dimensiones físicas de la celda optimizada.

El ancho de banda que se obtuvo con la celda optimizada para obtener un amplio sector de exploración fue de 9 GHz, en este caso resultó ser menor que el ancho de banda que se obtuvo con la optimización para obtener un mayor ancho de banda, ya que se sacrificó un poco de ancho de banda (0.7 GHz) para ganar en ángulo de escaneo.

### 3.3 Conclusiones:

Se optimizó el circuito eléctrico equivalente con cargas capacitivas e inductivas, con el fin de obtener un ancho de banda amplio. El circuito con carga capacitiva presentó un ancho de banda de 10.4 GHz, mientras que con el circuito con cargas inductivas se obtuvo 7.5 GHz.

Con base en los circuitos eléctricos optimizados se determinaron las dimensiones físicas de la celda unitaria, en donde se estableció que el ancho de banda obtenido en el circuito equivalente con cargas inductivas no podía alcanzarse con anillos con cortos, debido a que el grosor de los cortos que representarían las cargas inductivas tenía que ser menores a 1  $\mu\text{m}$  por lo que no podían ser realizadas por medio de fotolitografía.

Se optimizó la celda unitaria para obtener un amplio sector de exploración con pocas pérdidas de conversión y bajo nivel de polarización cruzada, por lo que la configuración elegida fue triangular equilátera con cargas capacitivas.

Se determinaron las dimensiones físicas de la celda unitaria optimizada.

El arreglo basado en la celda unitaria optimizada es capaz de desviar el haz a  $60^\circ$  con una polarización cruzada de -20 dB y pérdidas de conversión menores a 1.1 dB.

## Bibliografía:

[1] Martynyuk A., Martinez J.L., y Martynyuk N, "Spiraphase Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52 No. 1 Enero 2004, pp.142-153.

[2] A. Fox, "An adjustable waveguide phase changer," Proceedings of the IRE , vol. 35, Dec. 1947, pp. 1489–1498.

[3] Martínez López José Ismael, "Análisis Electrodinámico De Arreglos De Fase Reflectivos Basados En Aperturas Anulares", México D.F, Facultad de Ingeniería UNAM, Febrero 2005

[4] N. Amitay, V. Galindo, and C.P. Wu: Theory and Analysis of phased array antennas. (Wiley-Interscience, 1972).

[5] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1280-1283, Julio 1997.

[6] A. E. Martynyuk and J.I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, June 2001, pp. 1379-1382.

[7]. D. O. Federico, A. G. David, R. Martos "Campos electromagnéticos", Editorial: Edicions UPC S.L. 1ª Edición pp 247-248 1998

## Capítulo 4 Resultados.

### 4.1 Introducción.

En este capítulo se aborda la optimización del diseño offset del arreglo reflectivo, así como la elaboración y ensamblado de los arreglos reflectivos diseñados para desviar la onda incidente a diferentes ángulos de elevación.

Se muestra el patrón de radiación medido de cada arreglo para una frecuencia de 36.5 GHz.

### 4.2 Diseño de arreglos.

#### 4.2.1 Diseño *offset*.

En el área de antenas que utilizan reflector, las antenas parabólicas con alimentación en el foco del reflector son las más comunes; sin embargo, este tipo de configuración tiene la desventaja de que el alimentador bloquea una parte de la onda reflejada, lo que se traduce en una degradación de la ganancia, reducción de la eficiencia del haz principal e incremento en el nivel de los lóbulos laterales.

Para evitar el problema anterior surgieron las antenas sin bloqueo del alimentador, conocidas como antenas con alimentación *offset* [1]. Este tipo de configuración consiste en que el alimentador es colocado con una cierta inclinación, cuyo ángulo debe ser lo suficiente para evitar el bloqueo con la onda reflejada. La distancia del alimentador suele ser la distancia focal de la parábola.

En el caso en que el reflector es plano, la distancia óptima del alimentador es aquella donde el producto de la eficiencia de *spillover* y *taper* es máximo.

### 4.2.1.1 Eficiencia de *Spillover* y *Taper*.

Para la optimización del diseño *offset*, se consideró que los elementos deberían encontrarse sobre una superficie circular, con radio de 4.5 cm y alimentada por una antena corrugada.

Para determinar la distancia a la cual debía colocarse la antena alimentadora, y el ángulo de inclinación de la misma, se utilizó el concepto de *taper* y *spillover*.

*Spillover* o eficiencia de desbordamiento ( $\epsilon_{asp}$ ) es la relación entre la potencia que es reflejada por el reflector y la potencia total radiada por el alimentador primario. En otras palabras, mide la cantidad de radiación de la antena de alimentación que es reflejada por el reflector.

Debido al tamaño finito del reflector, parte de la radiación de la antena de alimentación no es reflejada. Esta eficiencia se puede mejorar acercando la antena alimentadora hacia reflector o aumentando el tamaño del reflector.

Eficiencia de *Taper* o eficiencia de iluminación ( $\epsilon_{at}$ ) es una medida de la uniformidad del campo eléctrico en la superficie reflectora. En general, una antena tendrá la máxima ganancia si el campo eléctrico es uniforme en amplitud y fase en la superficie reflectora.

Esta eficiencia se puede mejorar alejando la antena de la superficie reflectora, sin embargo, como todas las cosas en la ingeniería, si hay una compensación en el aumento de la eficiencia de iluminación se reduce la eficiencia de desbordamiento y viceversa.

Debido a ello, la distancia óptima a la cual debe colocarse la antena es donde el producto entre  $\epsilon_{asp}$  y  $\epsilon_{at}$  es máximo.

En base a los resultados obtenidos mediante simulación (Tabla 4.1) se decidió colocar la antena a una distancia de 10 cm, medidos desde la boca de la antena alimentadora hasta el centro del arreglo reflectivo, con un ángulo de inclinación de 25°.

Eficiencia de <i>Spillover</i> y <i>Taper</i>			
Distancia [mm]	<i>Taper</i>	<i>Spillover</i>	Producto
80	0.784	0.884	0.693
83	0.796	0.873	0.695
84	0.799	0.869	0.695
85	0.803	0.865	0.695
86	0.807	0.861	0.695
87	0.811	0.857	0.695
90	0.820	0.844	0.693
100	0.846	0.799	0.677

Tabla 4.1 Medidas de eficiencia de *Spillover* y *Taper* para corneta corrugada a un ángulo offset de 25°.

Como se puede apreciar en la tabla 4.1, la distancia óptima para colocar la antena es a una distancia de 84 mm; sin embargo, en este caso, se decidió colocarla a una distancia de 100 mm, para evitar que la antena interfiriera con la onda reflejada en un ángulo de elevación de 0°.

Por lo tanto, la configuración offset del arreglo quedó como se muestra en la figura 4.1

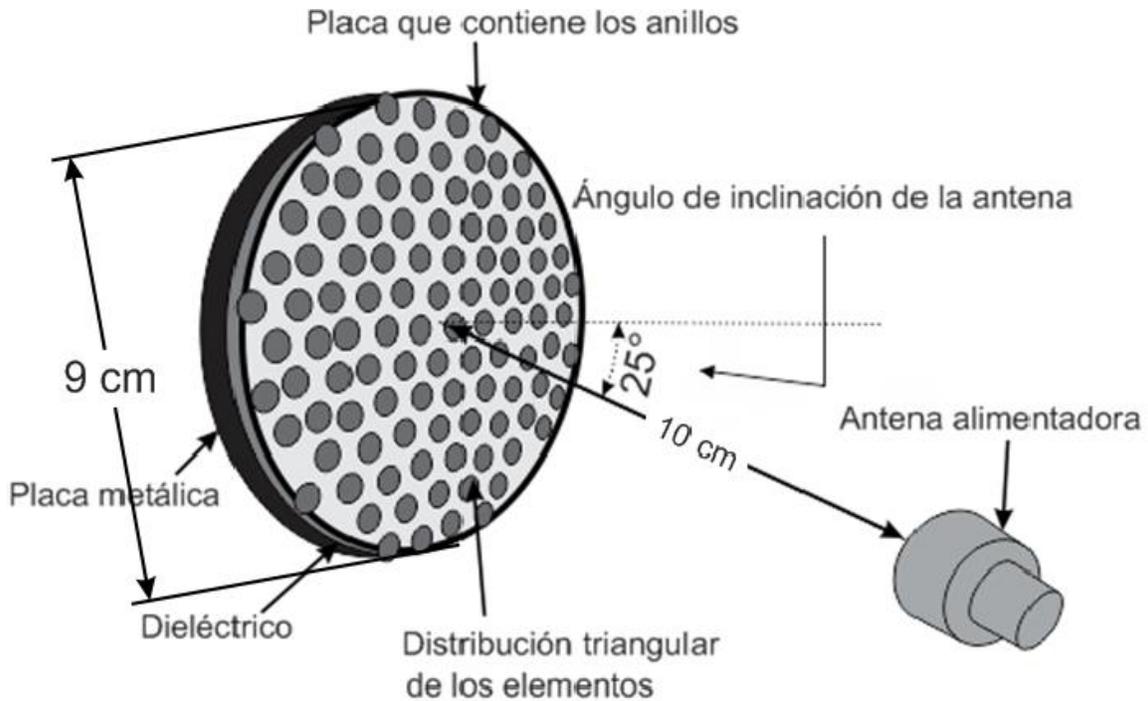


Figura 4.1 Configuración optimizada del diseño offset del arreglo

## 4.2.2 Centro de fase.

La fase que cada elemento debe proporcionar para poder desviar la onda incidente en la dirección deseada fue calculada mediante la expresión 4.1 para arreglos finitos [2]. En la Fig. 4.2 se muestra la configuración del arreglo reflectivo plano y la dirección de la onda reflejada.

$$\phi_R(x_i, y_i) = k(d_i - (x_i \cos \phi_r + y_i \sin \phi_r) \sin \theta_r) \quad (4.1)$$

Donde  $k$  es la constante de propagación en el vacío  $k = 2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ ,  $\theta_r$  y  $\phi_r$  son los ángulos de elevación y azimut de la onda reflejada respectivamente,  $x_i, y_i$  son las coordenadas del elemento  $i$ ,  $d_i$  es la distancia del centro de fase de la antena alimentadora al elemento  $i$ .

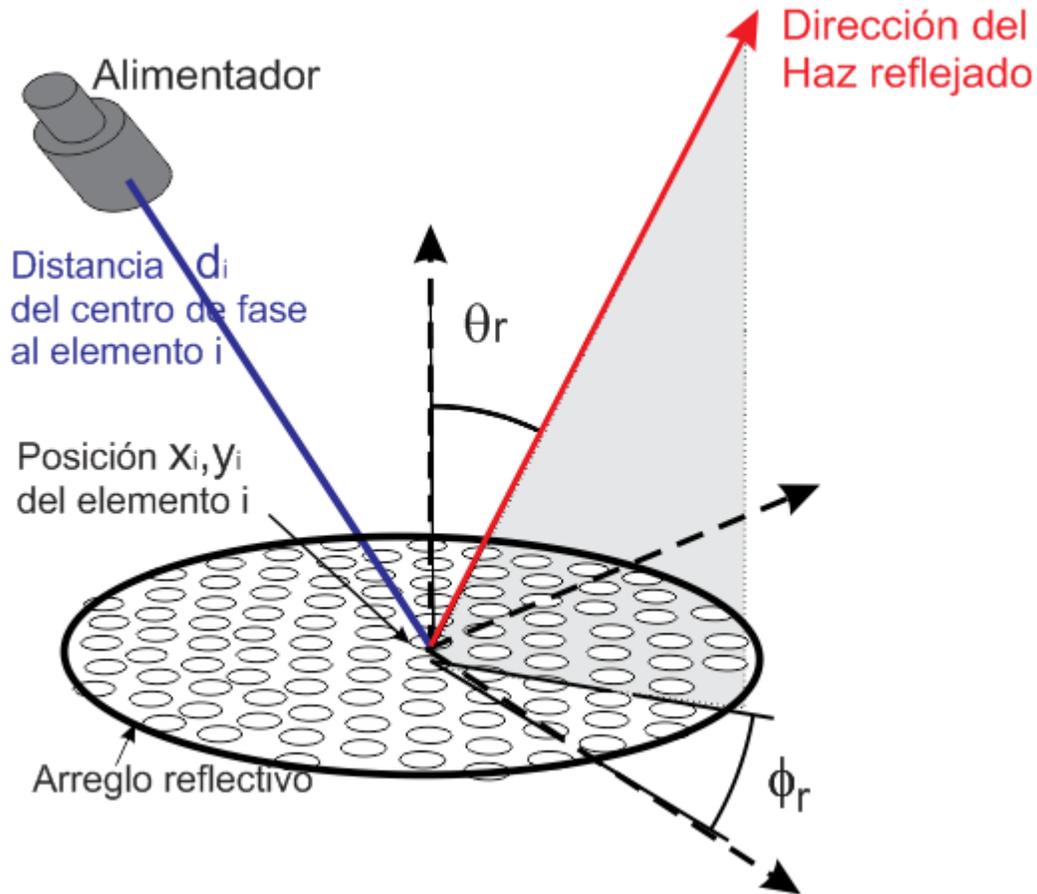


Figura 4.2, Configuración clásica de un arreglo reflectivo plano, se muestra la onda reflejada en la dirección deseada expresada por los ángulos  $\theta_r$  y  $\phi_r$ , la posición de cada elemento  $i$ , expresado por las coordenadas  $(x_i, y_i)$ , y la distancia del centro de fase del alimentador al elemento  $i$  expresado por  $d_i$ .

Es necesario saber la distancia a la cual se encuentra el centro de fase de la antena, para determinar la posición angular de las cargas; en esta sección se va a calcular el centro de fase de la antena corrugada que va alimentar a nuestro arreglo.

En los trabajos [3] [4], se ha definido el centro de fase como:

El centro de fase en un punto de observación determinado se define como el centro de una esfera en la que la fase del campo eléctrico presenta la menor

variación local. Más precisamente, se define como el centro de curvatura de una superficie “equifase” que pasa por el punto de observación Fig. 4.2.

En otras palabras, el centro de fase de una antena es el punto de donde emergen todas las ondas electromagnéticas emitidas por la antena visto desde un punto en particular.

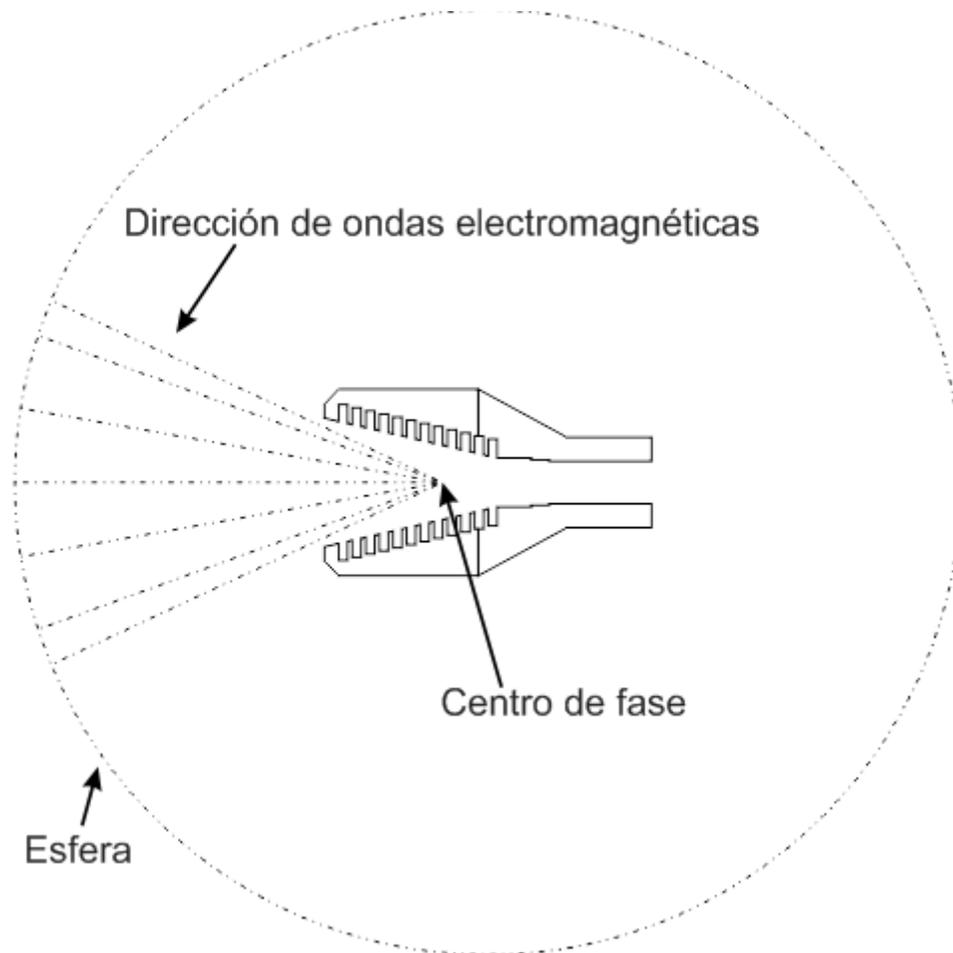


Figura 4.2 Representación gráfica de centro de fase de una antena.

El análisis para determinar el centro de fase de una antena usualmente es laborioso y existe solamente para un número limitado de configuraciones [3]-[6]; dependiendo de la geometría de la antena así como de la inclinación y distancia a un punto en particular.

Para obtener el centro de fase de la antena con la cual se iba a trabajar se realizó la simulación con un software comercial, obteniéndose el resultado mostrado en la Fig. 4.3.

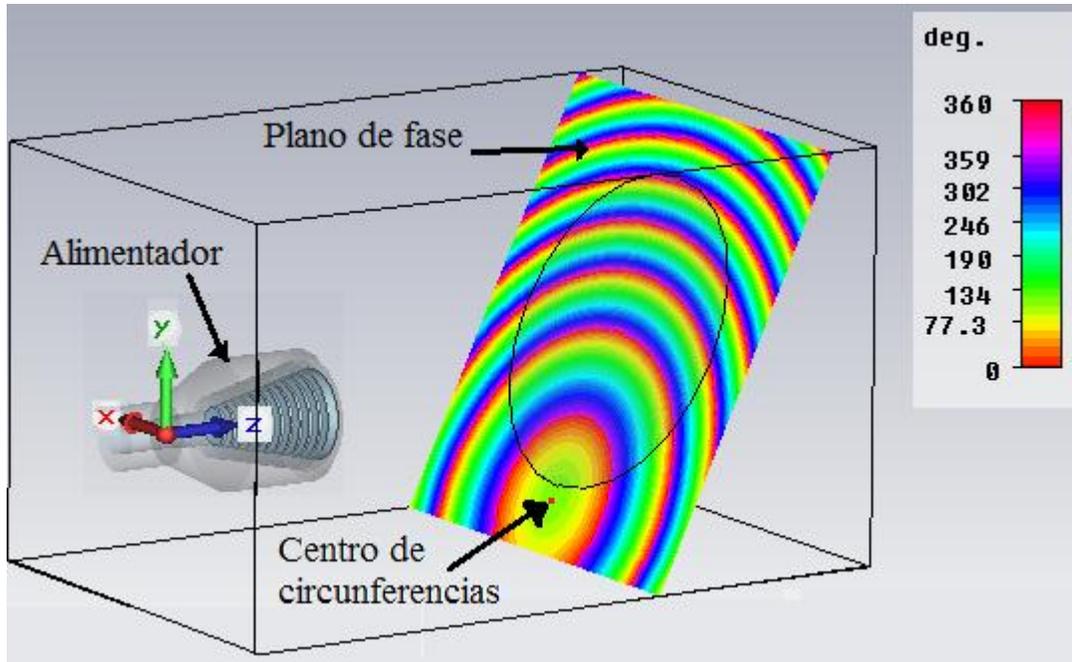


Figura 4.3 Imagen obtenida del simulador electromagnético. Se puede observar que el plano de fase del campo eléctrico muestra circunferencias concéntricas, en donde el centro de las circunferencias es la mínima distancia del centro de fase de la corneta al plano.

El centro de las circunferencias tiene como coordenadas  $x= 0$ ,  $y= -41.4$ ,  $z= 121.7$ , mientras que las coordenadas del centro del arreglo reflectivo es  $x=0$ ,  $y=0$ ,  $z= 141$  para el sistema de coordenadas mostrado en la Fig. 4.3. A partir de esta figura se construyó el diagrama mostrado en la Fig. 4.4



En base al resultado obtenido se procedió a calcular el valor  $\Delta$  de la siguiente manera:

$$\cos(65) = \frac{C.A}{Hip} = \frac{45.67}{(100 + \Delta)} \quad (100 + \Delta)\cos(65) = 45.67 \quad \Delta = \frac{45.67}{\cos(65)} - 100$$

$$\Delta = 108.01 - 100 = 8.01 \text{ mm}$$

Lo cual quiere decir que el centro de fase se localiza a 8.01 mm de la boca de la antena.

### 4.3 Fabricación.

Una vez que se tuvo el diseño de las máscaras de los arreglos se procedió a fabricarlos, dichos arreglos fueron fabricados en el Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM por el grupo de trabajo del área de microondas de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

Como se vio en el capítulo 2, la fase que proporciona cada anillo es igual a 2 veces la posición angular de las cargas  $\gamma$ ; por lo tanto, teniendo en cuenta que el arreglo será alimentado con una polarización circular izquierda, se puede determinar la fase que cada elemento debe proveer (ecuación 4.1) para desviar el haz incidente en la dirección deseada. Por lo que se determinó la posición angular de las cargas para ángulos de desvío  $\theta_r = 0, 20, 40$  y  $60^\circ$ , con  $\phi_r=0^\circ$ , y en base a ello se elaboraron 4 máscaras para la fabricación de los arreglos por medio de fotolitografía. Las máscaras de los arreglos se muestran en las Fig. 4.4 – 4.7.

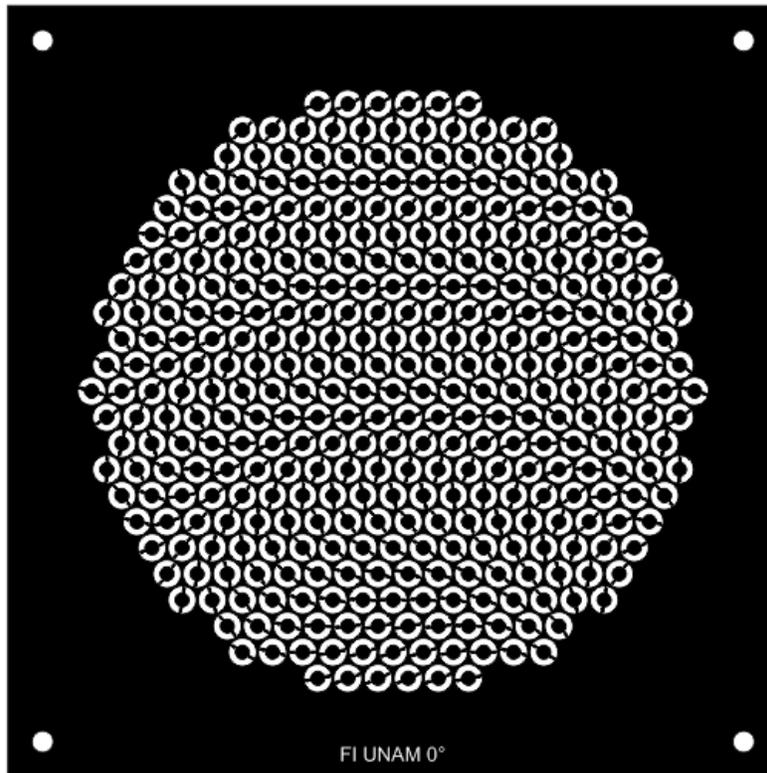


Fig. 4.4 Máscara para  $\theta_r=0^\circ, \phi_r=0^\circ$

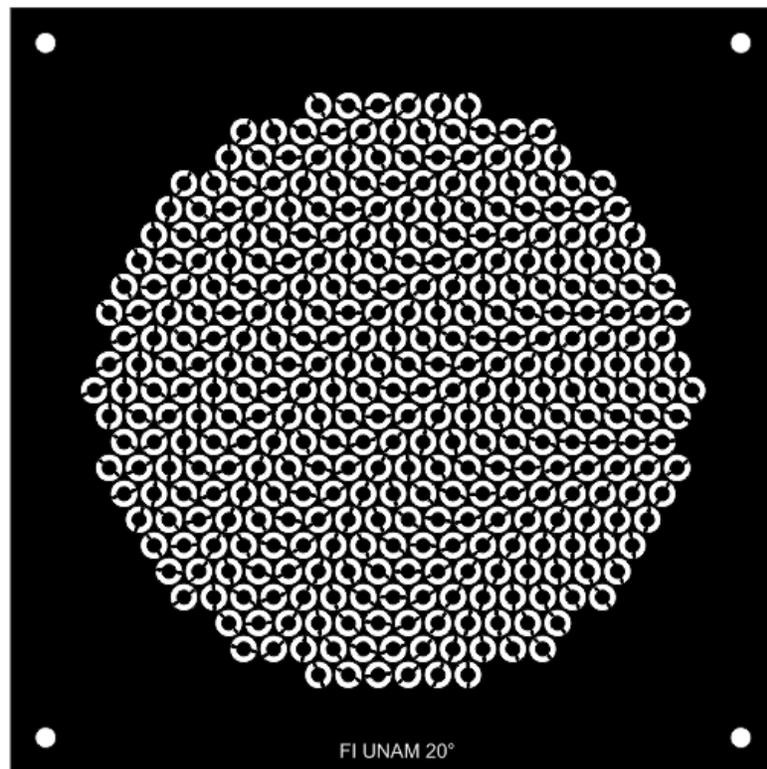


Fig. 4.5 Máscara para ángulo  $\theta_r = 20^\circ, \phi_r = 0^\circ$

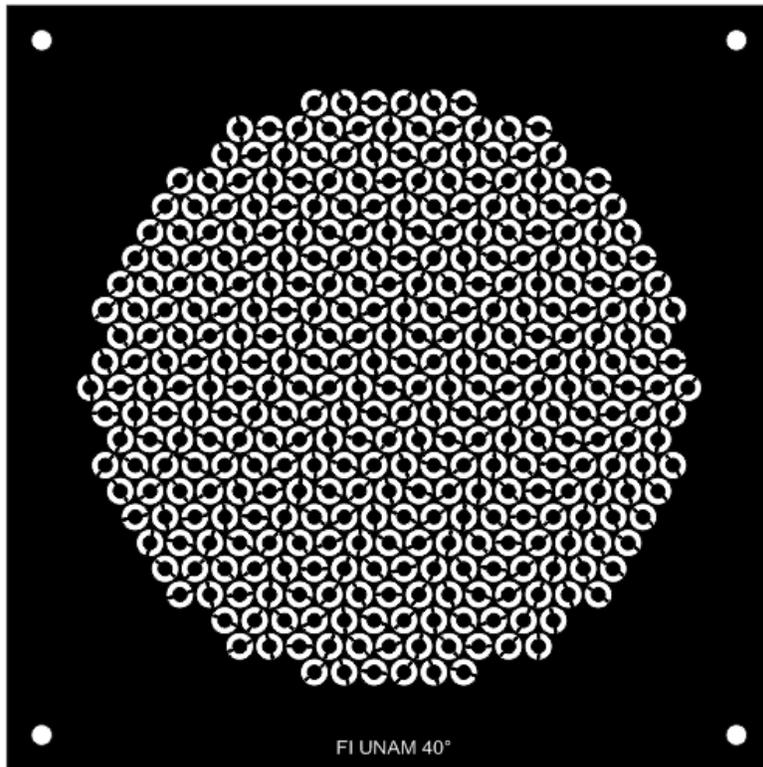


Fig. 4.6 Máscara para ángulo  $\theta_r = 40^\circ$ ,  $\phi_r = 0^\circ$ .

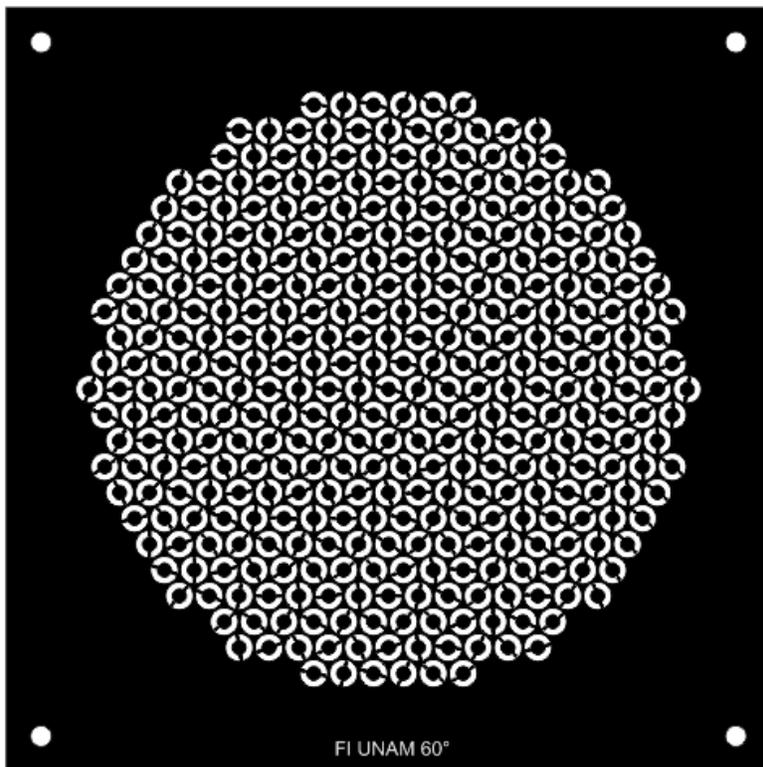
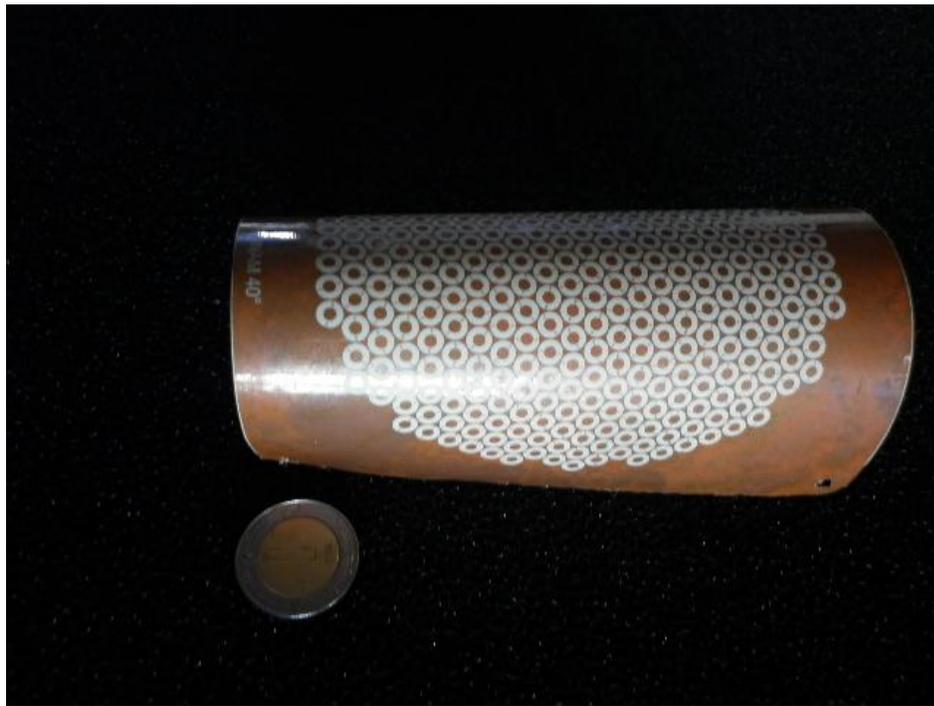


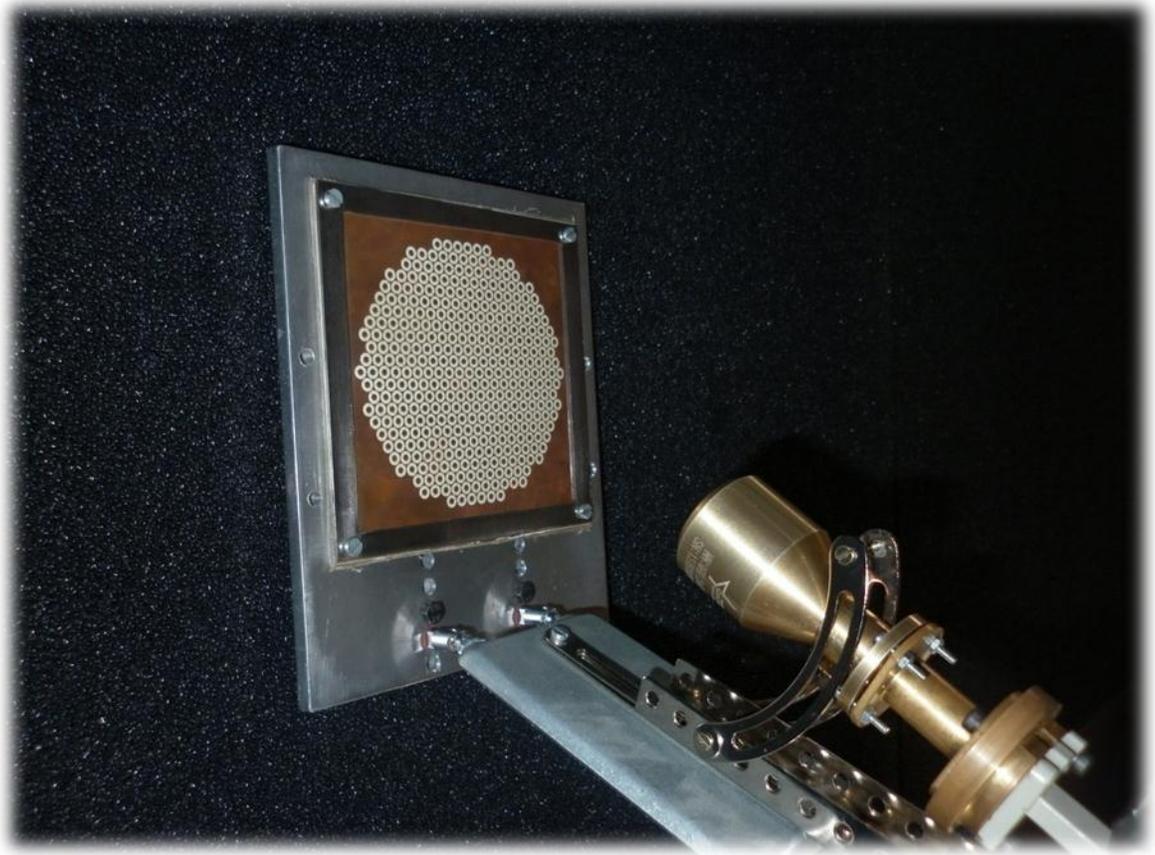
Fig. 4.7 Máscara para ángulo  $\theta_r = 60^\circ$ ,  $\phi_r = 0^\circ$ .

Con dichas máscaras fueron fabricados los arreglos que reflejan la onda incidente en ángulos  $\theta_r=0^\circ, 20^\circ, 40^\circ$  y  $60^\circ$   $\phi_r=0^\circ$ , dichos arreglos fueron fabricados sobre un sustrato dieléctrico con permitividad relativa de  $\epsilon_r=2.9$  y un grosor de  $25\ \mu\text{m}$ . Cada arreglo cuenta con 367 elementos que están distribuidos sobre un círculo de 4.5 cm de radio.

En la Fig. 4.8 se muestra un arreglo fabricado y el arreglo reflectivo ensamblado con alimentación offset.



a)



b)

Fig. 4.8 a) Fotografía del arreglo fabricado y b) arreglo reflectivo ensamblado en configuración offset optimizada.

Debido a los errores de fabricación se estimó que hubo un sobre ataque químico aproximadamente de  $20\ \mu\text{m}$  en las dimensiones optimizadas de la celda optimizada. En la Fig. 4.9 se puede apreciar el sobre-ataque en uno de los elementos del arreglo.

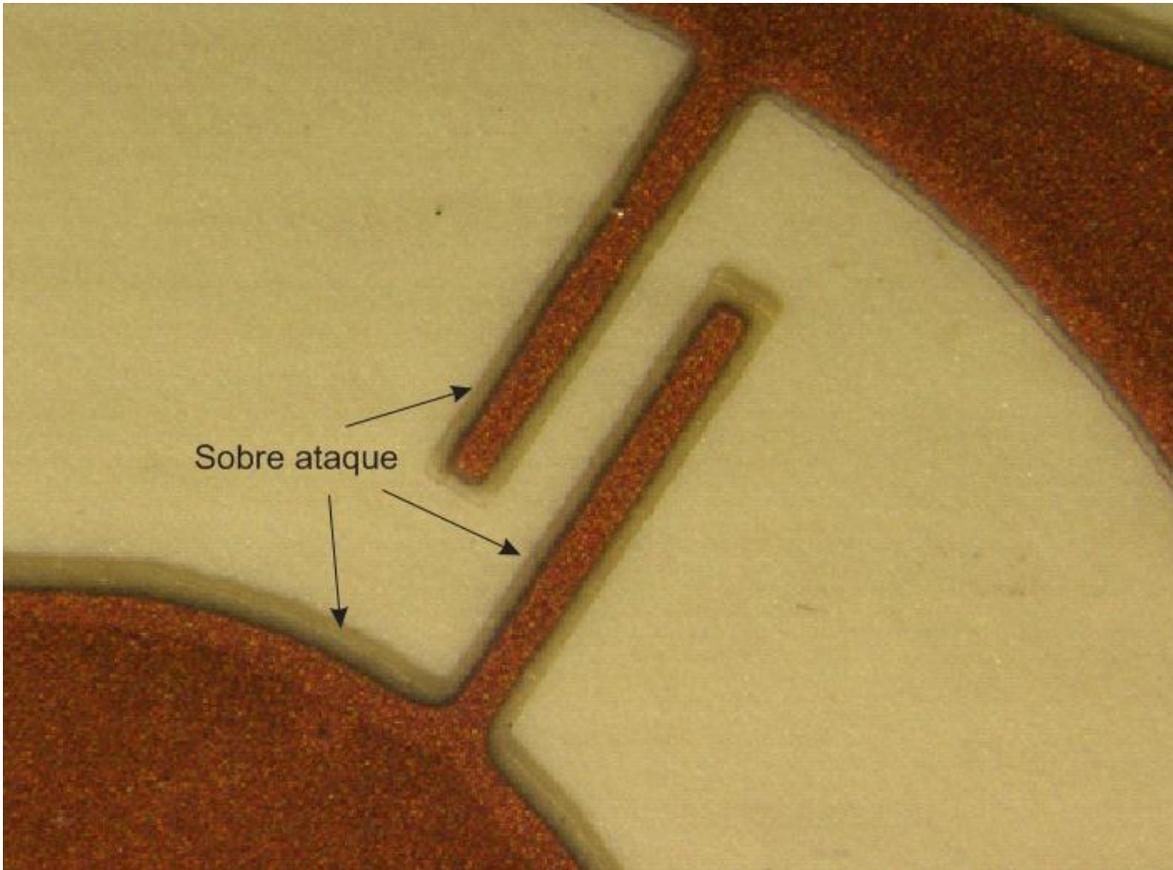
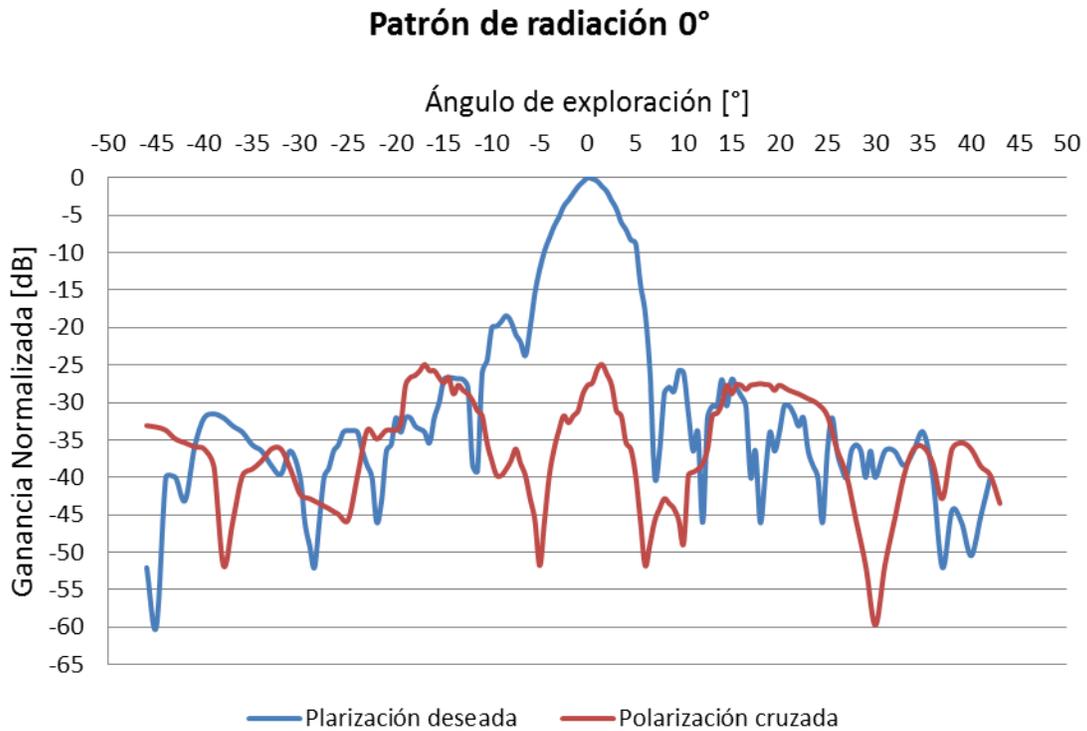


Fig. 4.9 Sobre ataque en las dimensiones óptimas de los elementos del arreglo.

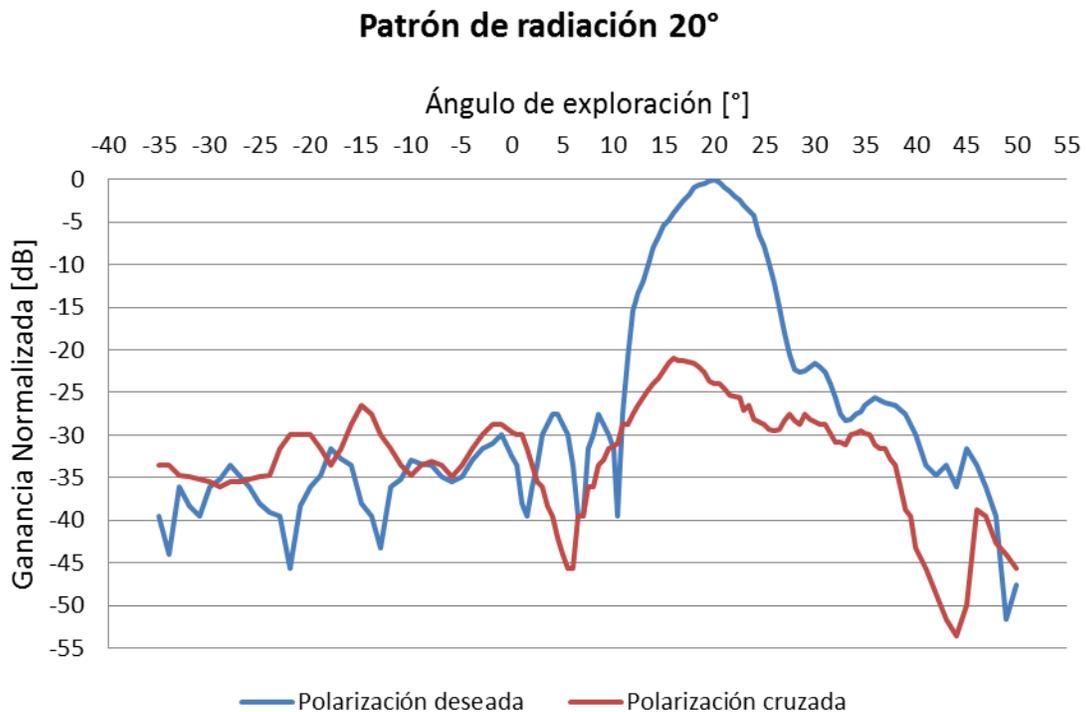
#### 4.4 Medición.

La medición del patrón de radiación de los arreglos fabricados fue realizada en el laboratorio de electromagnetismo aplicado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, utilizando un *Vector Network Analyzer* modelo HP8722C; El arreglo fue instalado sobre una mesa donde se colocó material absorbente para eliminar las reflexiones de las ondas electromagnéticas.

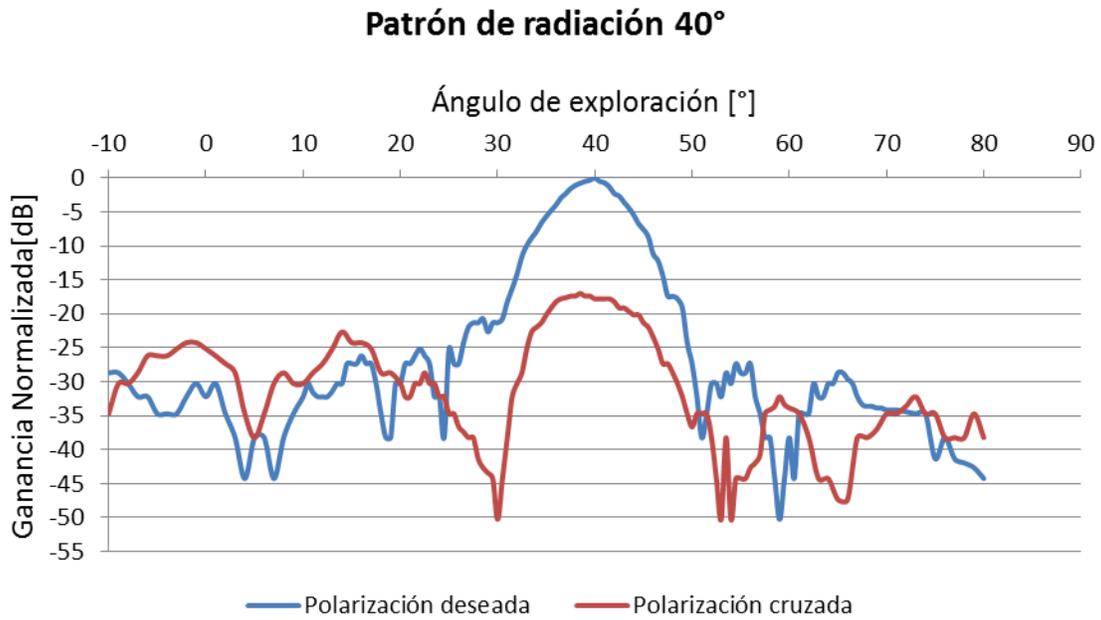
En las graficas 4.1-4.4 se muestran los patrones de radiación medidos a una frecuencia de 36.5 GHz para los arreglos fabricados.



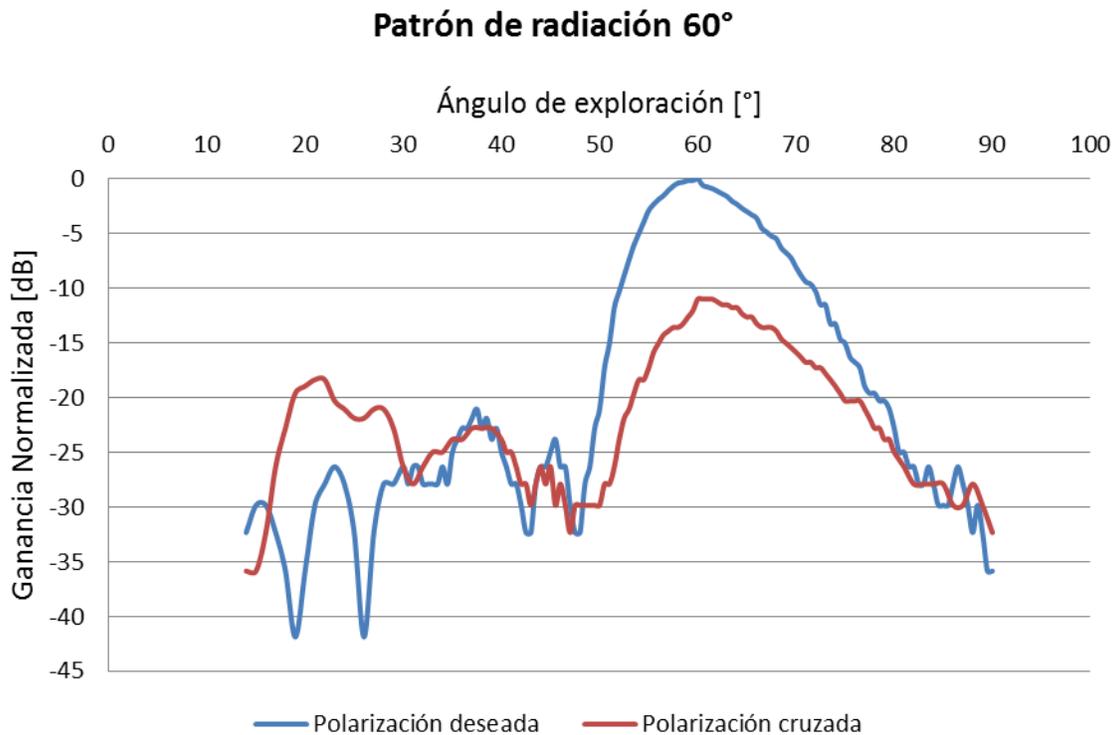
Grafica 4.1 Patrón de radiación para la onda reflejada a  $\theta_r=0^\circ$ ,  $\phi_r=0^\circ$  a una frecuencia de 36.5 GHz.



Grafica 4.2 Patrón de radiación para la onda reflejada a  $\theta_r=20^\circ$ ,  $\phi_r=0^\circ$  a una frecuencia de 36.5 GHz.



Grafica 4.3 Patrón de radiación para la onda reflejada a  $\theta_r=40^\circ$ ,  $\phi_r=0^\circ$  a una frecuencia de 36.5 GHz.



Grafica 4.4 Patrón de radiación para la onda reflejada a  $\theta_r=60^\circ$ ,  $\phi_r=0^\circ$  a una frecuencia de 36.5 GHz.

De los patrones de radiación medidos se puede apreciar que los arreglos que desvían el haz incidente para ángulos de 0° y 20° presentan una polarización cruzada por debajo de -20 dB, mientras que los arreglos para 40° y 60° presentan una polarización cruzada por debajo de -17.5 dB y -11 dB, respectivamente.

Se midió y se calculó la ganancia teórica de los arreglos fabricados, mostrándose en la tabla 4.2 los valores obtenidos. La ganancia teórica del arreglo fue calculada mediante la expresión 4.2.

$$G_t = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (4.2)$$

Donde  $A$  es el área efectiva del arreglo y  $\lambda$  es la longitud de onda.

La ganancia fue medida mediante la expresión 4.3

$$G_m = G_{alim} \left( \frac{E_{m\acute{a}x\_arr}}{E_{m\acute{a}x\_alim}} \right)^2 \quad (4.3)$$

Donde  $G_{alim}$  es la ganancia del alimentador = 1.67 dB,  $E_{m\acute{a}x\_arr}$  y  $E_{m\acute{a}x\_alim}$  son la máxima intensidad del campo eléctrico del arreglo y del alimentador, respectivamente.

La eficiencia de la apertura del arreglo fue calculada mediante 4.4

$$\varepsilon_{ap} = \frac{G_m}{G_t} \quad (4.4)$$

La ganancia y eficiencia de los arreglos se muestra a continuación.

Ganancia y eficiencia de arreglos								
Ángulo	0°		20°		40°		60°	
		dB		dB		dB		dB
G ideal	1093	30.39	1093.	30.39	1093	30.39	1093	30.39
G medida	704.15	28.48	601.11	27.79	497.09	26.96	243.15	23.86
$\varepsilon_{ap}$	<b>0.64</b>	-1.91	<b>0.55</b>	-2.60	<b>0.45</b>	-3.42	<b>0.22</b>	-6.53

Tabla 4.2 Ganancia teórica y medida de los arreglos para diferentes ángulos de elevación.

Se observa que la eficiencia de apertura ( $\varepsilon_{ap}$ ) para los arreglos que desvían el haz a 0, 20, 40 y 60° es de 64, 55, 45 y 22%, respectivamente. Con el propósito de explicar la disminución de la eficiencia de la apertura, se procede a desglosar las pérdidas introducidas por cada arreglo.

En todos los arreglos, las pérdidas conocidas son las debidas a la eficiencia *taper* y *spillover*, las pérdidas de conversión  $L_c$ , las pérdidas debido a la exploración del haz; que es igual al  $\cos(\theta_0)$  y la relación de elementos estropeados debido a la fabricación.

La eficiencia de la apertura de la antena puede ser expresada como un producto de términos (4.5)

$$\varepsilon_{ap} = \varepsilon_{at}\varepsilon_{asp}\varepsilon_{add} \quad (4.5)$$

Donde,  $\varepsilon_{at}$  y  $\varepsilon_{asp}$  son la eficiencia de iluminación y desbordamiento, respectivamente, y  $\varepsilon_{add}$  es una eficiencia adicional.

La eficiencia adicional fue calculada mediante la expresión (4.6)

$$\varepsilon_{add} = \frac{\varepsilon_{ap}}{0.677} \quad (4.6)$$

Donde 0.677 es el producto de  $\varepsilon_{at}$  y  $\varepsilon_{asp}$  para la configuración offset empleada. En la tabla 4.3 se muestra el valor de  $\varepsilon_{add}$  para cada arreglo, así como las pérdidas que pudieron ser determinadas.

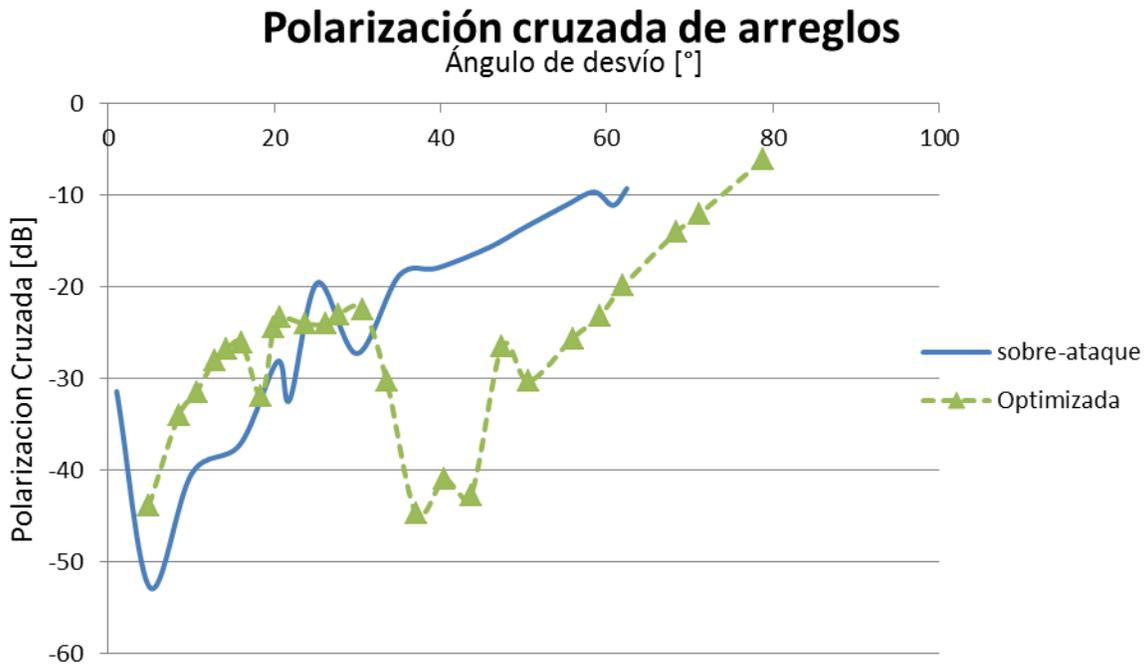
Las pérdidas de conversión fueron calculadas para un arreglo infinito [7], considerando que en el proceso de fabricación de los arreglos hubo sobre ataque distinto para cada arreglo. Haciendo una inspección visual de cada arreglo se estimó el número de elementos malos, es decir, hubo elementos en los que las cargas de los anillos eran inductivas en lugar de capacitivas.

Balance de pérdidas								
Ángulo	0°		20°		40°		60°	
		dB		dB		dB		dB
$\varepsilon_{add}$	0.95	-0.22	0.81	-0.90	0.67	-1.73	0.33	-4.83
$\cos(\theta_r)$	1	0	0.94	-0.27	0.77	-1.16	0.50	-3.01
Conversión Lc		0		-0.35		-0.48		-1.6
Elementos malos	4	-0.05	9	-0.11	6	-0.07	11	-0.13
Total		-0.17		-0.18		-0.02		-0.09

Tabla 4.3 Pérdidas del arreglo, debido a conversión, desviación del haz y errores de fabricación.

De acuerdo al balance de pérdidas de la Tabla 4.3, se observa en forma general que se puede explicar la mayoría de las pérdidas que cada arreglo presenta. En particular, se puede ver que entre mayor sea el ángulo de desvió mayor son las pérdidas que el arreglo presenta, lo que se traduce en una disminución de la eficiencia de la apertura de la antena. En los arreglos de 0, 20, 40 y 60° existen pérdidas de 0.17, 0.18, 0.02 y 0.09 dB, respectivamente, que no se pueden explicar.

Finalmente con el propósito de explicar el aumento en el nivel de polarización cruzada en los arreglos, se realizó la simulación del arreglo tomando en cuenta el sobre ataque que se estimó en cada arreglo. Los resultados se muestran en la grafica 4.5.



Grafica 4.5 Simulación de niveles de polarización cruzada para diferentes ángulos de exploración para el arreglo optimizado y el arreglo con sobre-ataque.

En la tabla 4.4 se muestra el nivel de polarización cruzada para los arreglos medidos y simulados con sobre ataque.

Polarización cruzada de arreglos		
Ángulo [°]	Simulado [dB]	Medido [dB]
0	-29	-25.7
20	-28.14	-24
40	-17.92	-17.8
60	-11.08	-10.92

Tabla 4.4 Comparación de niveles de polarización cruzada de los arreglos fabricados y la simulada tomando en cuenta el sobre ataque que hubo en las dimensiones de la celda.

Se puede apreciar que el nivel de polarización cruzada de los arreglos fabricados y la simulación realizada con sobre ataque son muy parecidos.

## 4.5 Conclusiones:

Se determinó que el diseño offset del arreglo debe ser con un ángulo de  $25^\circ$  y una distancia del centro del arreglo a la boca de la antena de 10 cm. Se calculó que para la configuración *offset* utilizada, la ubicación del centro de fase de la antena corrugada utilizada en el arreglo se encuentra a 7.89 mm de la boca de la antena.

Se diseñaron las máscaras para la fabricación de los arreglos reflectivos para desviar la onda incidente en ángulos de azimut  $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  y  $60^\circ$ .

Los arreglos fabricados por medio de fotolitografía presentaron un sobre ataque que modificaron sus dimensiones optimizadas. La eficiencia de la apertura de los arreglos fue de 64%, 55%, 45% y 22% para los ángulos de elevación de  $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  y  $60^\circ$ , respectivamente.

El aumento en el nivel de polarización cruzada de los arreglos fabricados con respecto a los resultados simulados se atribuye a los errores de fabricación.

## Bibliografía

- [1] Constantine A. Balanis "Antenna Theory: Analysis and Design", 3a Edición, Ed A A John Wiley and Sons inc, EEUU, 2005, pp. 534-537.
- [2] Encinar, José A ; Huang ,John; "Reflectarray Antennas", 1a Ed. Canada ; A John Wiley & Sons 2008 pp 206
- [3] E. R. Nagelberg, "Fresnel region phase centers of circular aperture antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat. (Commun.), vol. AP-13, pp. 479-480, May 1965.
- [4] H. Ujiie et al., "A consideration of the phase center of aperture antennas," IEEE Trans. Antennas Propagot. (Commun.), vol. AP-15.
- [5] E.I. Muehldorf, "The phase center of horn antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-18, pp. 753-760, November 1970.
- [6] Isao Ohtera and Hiroshi Ujiie "Nomograph for Phase Centers of Conical Corrugated and TE<sub>m</sub> Mode Horns", IEEE Antennas and Propagation Society, Vol 23, Nov 1975, pp : 858 – 859.
- [7] A. E. Martynyuk and J.I. M. Lopez, "Reflective antenna arrays based on shorted ring slots," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, June 2001, pp. 1379-1382.

## Capítulo 5 Conclusiones Generales.

En este trabajo se diseñó, optimizó y fabricó un arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con cargas reactivas, y las conclusiones generales se describen a continuación.

Se optimizó el circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con cargas reactivas para obtener un amplio ancho de banda. Con cargas capacitivas se obtuvo un ancho de banda de 10.4 GHz a una frecuencia central de 36.5 GHz, mientras que con cargas inductivas se obtuvo un ancho de banda máximo de 7.5 GHz.

Se determinó que las dimensiones físicas del corto metálico que representa a la carga inductiva del circuito eléctrico equivalente no podía ser fabricado por medio de fotolitografía, debido a su grosor resultó ser muy delgado ( $< 1 \mu\text{m}$ ). Mientras que las placas paralelas que representan a las cargas capacitivas del circuito eléctrico equivalente sí podían ser fabricadas por medio de ésta técnica.

Con base en el modelo matemático para un arreglo infinito se optimizó la celda unitaria para obtener un amplio ángulo de reflexión de la onda incidente, logrando ángulos de elevación de hasta  $60^\circ$  con pérdidas de conversión menores a 1.1 dB y polarización cruzada por debajo de -20 dB para anillos con una distribución triangular equilátera y con cargas capacitivas.

Se obtuvieron las dimensiones físicas de la celda optimizada y el tipo de rejilla de los elementos para obtener un amplio ancho de banda y grandes ángulos de reflexión de la onda incidente, el ancho de banda de la celda optimizada es de 24.6% a una frecuencia central de 36.5 GHz.

Se fabricaron cuatro arreglos de geometría optimizada para desviar la onda incidente en las direcciones  $\theta_r = 0, 20, 40, \text{ y } 60^\circ$  con  $\phi_r = 0^\circ$ . Cada arreglo consta de 367 elementos, dichos arreglos fueron fabricados por medio de una técnica

llamada fotolitografía, los arreglos fabricados sufrieron un sobre ataque químico que modificó las dimensiones de la celda optimizada aproximadamente en 20  $\mu\text{m}$ .

Se optimizó el diseño offset del arreglo con el propósito de que el producto de las eficiencias  $\varepsilon_{asp}$  y  $\varepsilon_{at}$  fuera máximo; quedando la corneta alimentadora con un ángulo de inclinación de 25° a una distancia de 10 cm entre la boca de la antena el centro del arreglo.

Se realizó la medición del patrón de radiación de los arreglos fabricados a una frecuencia de 36.5 GHz presentando una polarización cruzada máxima de -25.7, -24, -17.5 y -11 dB y una eficiencia de apertura de 68, 58, 48 y 27% para los ángulos de desvío a 0, 20, 40 y 60°, respectivamente.

Los arreglos fabricados presentaron una polarización cruzada mayor que la obtenida en la simulación, esto se asocia al sobre ataque químico que modificó las dimensiones de la celda optimizada.

Se hizo un análisis de balance de pérdidas para cada arreglo fabricado, con el propósito de explicar las pérdidas que cada arreglo presentó.

Con base en los objetivos del presente trabajo de optimizar, diseñar y fabricar un arreglo reflectivo con un gran ancho de banda y un amplio ángulo de exploración, se puede decir que los resultados simulados obtenidos son aceptables.