



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

DISEÑO DE UNA ANTENA LENTE MULTICAPA CON LA DISTANCIA ENTRE LAS CAPAS  
MUCHO MENORES A LA LONGITUD DE ONDA

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

PRESENTA:  
ESTRADA BARRIOS EDUARDO ISAAC

TUTOR  
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK  
FACULTAD DE INGENIERIA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD MX.

NOVIEMBRE 2017

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN

Secretario: DR. RODRÍGUEZ CUEVAS JORGE

Vocal: DR. MARTYNYUK OLEKSANDR

1<sup>er.</sup> Suplente: DR. MATÍAS MARURI JOSÉ MARÍA

2<sup>d o.</sup> Suplente: DR. MARTÍNEZ LÓPEZ JOSÉ ISMAEL

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: FACULTAD DE INGENIERÍA

**TUTOR DE TESIS:**

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

-----  
**FIRMA**

(Segunda hoja)

A mi abuelito Severino Estrada Astudillo (QEPD), quien me enseñó el valor de la familia, es un gran ejemplo a seguir y a quien siempre recordaré con amor.

A mi madre Margarita Barrios Aceves, quien con amor me ha educado para ser la persona que hoy en día soy y me continúa apoyando.

A mi padre Eduardo Estrada Salas, quien ha sido un gran ejemplo de perseverancia y dedicación y a quien admiro.

A mi hermano Luis Fernando Estrada Barrios, que creció conmigo compartiendo un hogar y fue mi gran compañero de juegos.

A mi hermana Paola Lizzette Estrada Barrios, quien ha sido un gran apoyo, una amorosa hermana y una de mis más grandes alegrías.

A mi abuelita Fernanda Salas Clemente quien ayudo en mi crianza durante mi niñez y siempre procura la unión familiar.

A mi abuelito, Herón Barrios de la Luz, una persona de enorme humildad y gran corazón que ha sido una guía en mi vida.

A mi abuelita Aurelia Aceves (QEPD), a quien recordare con amor.

A mis tíos, quienes me han apoyado y ayudado cuando lo he necesitado.

A mis primos, quienes son también grandes amigos y con quienes puedo contar.

A mis amigos que me apoyan y con quienes cuento en las buenas y en las malas.

A mi tutor Dr. Oleksandr Martynyuk por su guía y paciencia en este proceso.

A la UNAM y mis maestros, mi alma mater y a quien debo mi educación profesional

A CONACYT, por el apoyo en mi paso por mis estudios de maestría.

A los proyectos CONACYT 166106, DGAPA-PAPIIT IN114116, IN115016, IN116517.

## Contenido

Resumen.....	2
Objetivo.....	2
Hipótesis.....	2
1.- Estado del Arte.....	3
1.1.- Introducción.....	3
1.2- Trabajos existentes .....	3
1.3.- Conclusiones .....	23
Bibliografía .....	24
2.- Diseño de los elementos y del arreglo transmisivo de lentes basado en anillos resonantes.....	27
2.1 Introducción .....	27
2.2.- Experimento con funciones de Bessel .....	35
2.3.- Diseño de los elementos según su coeficiente de reflexión.....	42
2.4.- Conclusiones .....	56
Bibliografía .....	57
3.- Optimización .....	58
3.1 Introducción .....	58
3.2 Optimización de los arreglos.....	59
3.3.- Conclusiones .....	77
Bibliografía .....	78
4.- Comparación de los diseños realizados y optimizados.....	79
4.1.- Introducción.....	79
4.2.- Comparación de cada diseño individual frente al trabajo previo.....	79
4.3.- Comparación de todos los diseños contra la referencia y los demás diseños.....	82
4.4.- Validación del diseño considerado el de mejores características usando un software electromagnético .....	91
4.5.- Conclusiones .....	102
Bibliografía .....	103
CONCLUSIONES GENERALES .....	104

## Resumen

Las antenas tipo lente han sido utilizadas en el campo de las telecomunicaciones para modificar las características de radiación tales como son la dirección de lóbulo principal, el ancho del lóbulo principal, etc.

Para fines de esta tesis nos centraremos en su uso como modificador de la dirección del lóbulo principal de manera electrónica. Se investigó y optimizó una estructura de arreglo transmitivo basada en anillos circulares cargados capacitivamente para modificar la dirección de propagación de lóbulo principal de la antena.

El presente trabajo de tesis consigue la redirección del lóbulo principal de radiación de la antena hasta los  $45^\circ$  de ángulo de elevación, con un factor de conversión mayor a  $-1$  dB y polarización cruzada menor a los  $-20$  dB sobre un ancho de banda que está cerca del 20% con respecto a la frecuencia central de 36.5 GHz.

Palabras clave: Antena Lente, Escaneo en ángulo de elevación, Antena multicapa, Arreglo transmitivo

## Objetivo

El objetivo principal de esta tesis es diseñar una antena de lente tipo multicapa basada en anillos circulares cargados capacitivamente que permita escanear en ángulos superiores a los  $45^\circ$  en ángulo de elevación conservando una polarización cruzada menor a  $-20$  dB y un factor de conversión mayor a  $-1$  dB.

## Hipótesis

En una antena de lente en arreglo transmitivo tipo multicapa al hacer que la distancia entre las capas sea mucho menor a la longitud de onda se mejoran características de nuestro arreglo tales como el factor de conversión y los ángulos máximos de escaneo

## 1.- Estado del Arte

### 1.1.- Introducción

Las antenas son parte integral de un sistema de comunicaciones inalámbricas, en aplicaciones donde se requiere una antena directiva es útil poder controlar el ángulo al que nuestra antena apuntara. Hasta ahora existen métodos mecánicos y métodos electrónicos para controlar el apuntamiento de las antenas. Los métodos mecánicos son los más abundantes y aunque útiles son lentos en cambiar el ángulo de apuntamiento de la antena; en la presente tesis se presenta un diseño enfocado para un método de reconfiguración electrónica.

Este trabajo desarrolla una antena de arreglo transmitivo basada en anillos resonantes cargados capacitivamente y dispuestos en una malla triangular. Esta tesis se basa en la hipótesis de que al reducir la distancia entre las capas de un arreglo multicapa el ángulo de escaneo aumenta, existe un trabajo previo a esta tesis en el que se lograron ángulos de elevación de hasta 45°. Se pretende superar los 45° en el ángulo de desvío con un factor de conversión mayor a -1 dB, una polarización cruzada menor a los -30 dB y una frecuencia central de 36.5 GHz con un ancho de banda de 7.4 GHz comprendido entre las frecuencias de 32.8 GHz y 40.2 GHz.

### 1.2- Trabajos existentes

En la presente tesis se desarrolla un diseño para una antena de tipo lente espirafase, es decir utiliza polarización circular derecha en la entrada y tenemos polarización circular izquierda a la salida. Nuestra antena es un arreglo transmitivo lo que significa que, mediante superficies selectivas de frecuencia dispuestas en capas y separadas distancias diferentes entre sí, se logra que la polarización de salida sea circular izquierda y el ángulo de apuntamiento pueda ser modificado de manera electrónica.

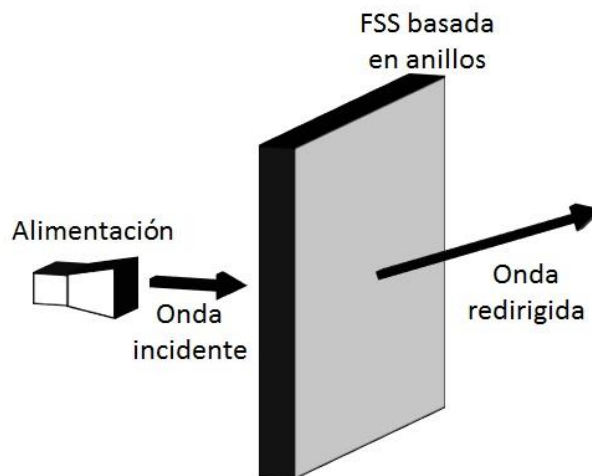


Figura 1.1.- Ilustración de la FSS redirigiendo la onda electromagnética

El diseño de nuestra antena involucra una estructura conocida como Superficie Selectiva de Frecuencia, FSS por sus siglas en inglés, dichas estructuras son filtros espaciales de microondas cuya respuesta depende de la frecuencia, el ángulo y polarización de incidencia de la onda

electromagnética <sup>[1]</sup>. Al hacer uso de anillos la polarización circular es la más apta para esta estructura y los anillos tienen baja sensibilidad al ángulo de incidencia. En el diseño de antenas en arreglo de fase es importante el espaciamiento de los elementos que va directamente ligado al costo de la antena y su desempeño <sup>[5]</sup>.

Las antenas planares reflectoras impresas son una alternativa ligera en peso a las antenas que ocupan reflectores debido al proceso de fabricación "sencillo" y a características mejores en la polarización cruzada <sup>[11]</sup>. Las anteriores ventajas pueden ser aplicables también a antenas transmitivas o de arreglos de lentes.

Las antenas planares tipo lente constan de dos partes: la antena de alimentación, que puede ser cualquier otro tipo de antena, y la lente que enfoca la energía en la dirección que se desea. En microondas el principal uso de las lentes es colimar la radiación de la antena de alimentación para poder controlar la apertura con la que la energía es radiada después del arreglo <sup>[3]</sup>.

Se les llama antena de tipo lente debido a que sus elementos actúan de manera similar a la que lo hace un lente en frecuencias ópticas, por lo que son estructuras cuasi ópticas. Estos métodos cuasi ópticos tienen el potencial de tener bajo costo de fabricación, ligero en peso y supera la limitación de altas pérdidas de inserción <sup>[3]</sup>.

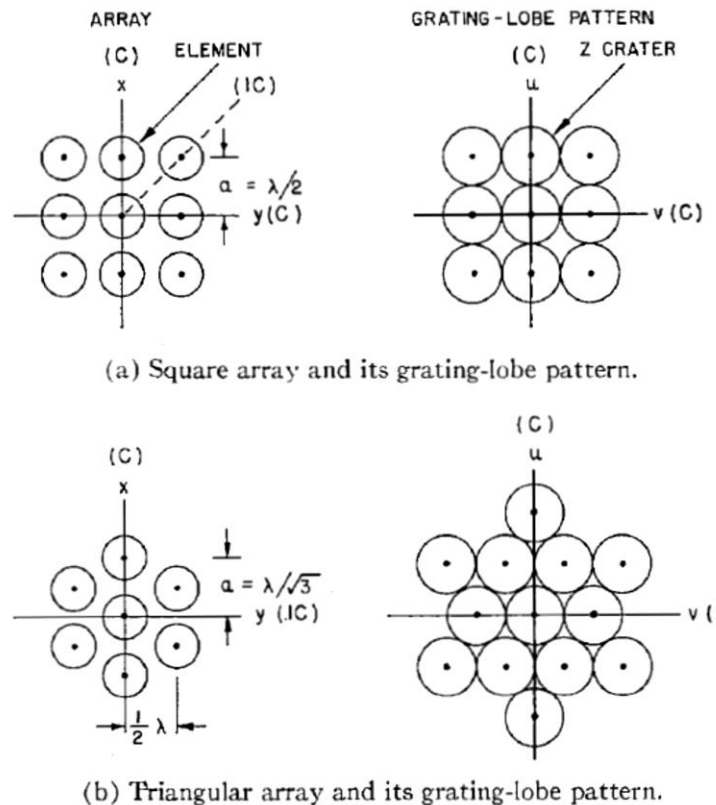


Figura 1.2.- Arreglos periódicos y su rejilla de lóbulos <sup>[12]</sup>.

Dentro de la literatura se habla principalmente de dos tipos de lentes los canónicos (hiperbólicos, elípticos hemisféricos) utilizados en la colimación de la energía radiada o para dar forma al haz de

radiación según lo requiera la aplicación; el segundo tipo son las lentes cilíndricas o esféricas que se utilizan sobre todo en exploración de la luz y tienen posibilidad de alimentación simple o múltiple.

Dentro de las FSS es importante el espaciamiento de los elementos debido a que una distancia inapropiada podría cambiar la impedancia de los elementos del arreglo como ilustra [12] con sus cráteres de impedancia.

Cuando las estructuras son excitadas con un modo único, como sucede en los arreglos en fase la impedancia del arreglo depende del elemento iluminado y sus elementos adyacentes; estas características también son función del tipo de rejilla que se utiliza. Un ejemplo de lo anterior es que, en una celda cuadrada la distancia óptima de espaciamiento entre los elementos es de media longitud de onda mientras que en una rejilla triangular equilátera la distancia óptima es de la longitud de onda entre raíz de tres.

Nuestra hipótesis se basa en que las distancias deben de ser mucho menores a la longitud de onda entre la separación de las capas lo que produce que los efectos del acoplamiento mutuo entre los elementos sean mayores y modelos como este no sean del todo aplicables.

Es conocido el hecho de que debido al acoplamiento mutuo entre los elementos de una antena en arreglo de fase la impedancia de los elementos es función del ángulo de elevación. Ángulos de elevación grandes pueden reducir la ganancia de la antena, también puede limitar sus capacidades en alta potencia, dependiendo del desplazador de fase elegido para la construcción del arreglo y de la distancia del arreglo con respecto a los amplificadores de potencia. Como se dijo previamente entre más cercanos sean los elementos entre si mayor será el acoplamiento mutuo entre ellos lo cual es un fenómeno que bien empleado mejora las características.

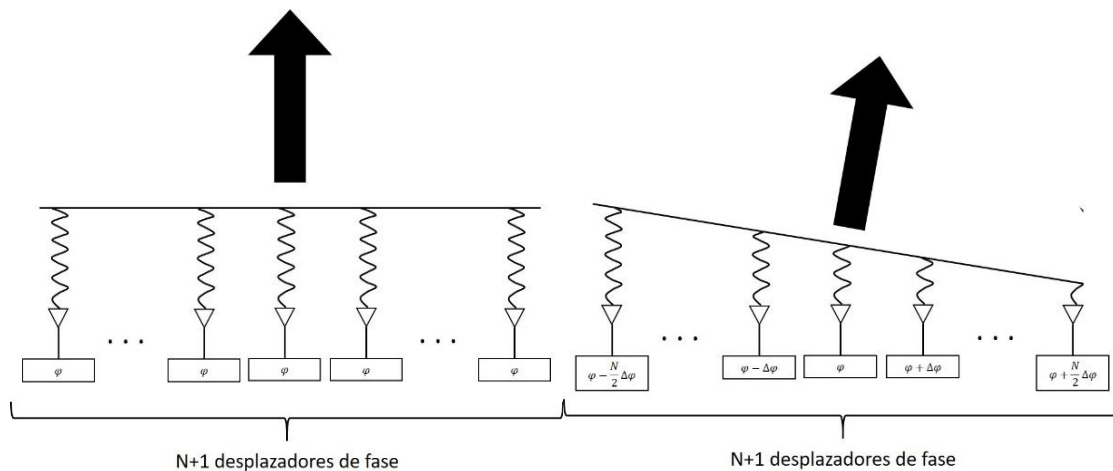


Figura 1.3.- Reconfiguración electrónica de las antenas en arreglos de fase

Un arreglo transmitivo también conocido como arreglo de lentes, es utilizado para implementar antenas reconfigurables de alta directividad. Así como lo hacen los lentes, los elementos de los arreglos transmitivos producen un cambio de fase que, si es correctamente controlado, puede enfocar las ondas incidentes, es decir, redirigir el lóbulo principal según nuestras necesidades y aplicaciones.



En general los arreglos transmitivos se construyen según dos enfoques: el primero involucra utilizar resonadores impresos en múltiples capas idénticas colocadas en el espacio libre, el segundo enfoque involucra acoplar las ondas viajeras del espacio libre en líneas de transmisión. En el primer enfoque la fase se manipula al hacer pasar las ondas que viajan en el espacio libre por los resonadores sin acoplar las ondas a líneas de transmisión. En el segundo enfoque se hace uso de antenas que permiten acoplar las ondas a líneas de transmisión para la reconfiguración de la fase de cada uno de los elementos.

En las telecomunicaciones modernas, altas ganancias, lóbulos estrechos, o lóbulos múltiples son parámetros de las antenas que se manipulan constantemente en sistemas de comunicaciones espaciales, comunicación punto a punto, radares y comunicaciones al espacio profundo.

Las antenas de apertura convencionales como reflectores y lentes proveen una solución aceptable a las demandas de los sistemas, pero su desventaja radica en que el escaneo del ángulo de elevación es solamente posible por métodos mecánicos que son lentos.

Las antenas en arreglo de fase poseen flexibilidad electrónica para excitar los elementos que la componen permitiendo un escaneo en “tiempo real”, su desventaja es la disminución de la eficiencia debido a la alimentación mediante líneas de transmisión que tienen altas pérdidas a frecuencias de microondas. Para contrarrestar esto es que un híbrido de arreglos reflectivos y arreglos de lentes es ampliamente estudiado, debido a que tiene facilidad en construcción, bajo peso, buena eficiencia y altas ganancias <sup>[8]</sup>.

En el diseño de una antena la elección de la polarización depende de la aplicación y del entorno donde se propaga, por ejemplo, en comunicaciones satelitales y en sistemas de navegación las ondas polarizadas circularmente son preferidas debido a ventajas como: su baja sensibilidad a las multitrayectorias y una reducida sensibilidad a la rotación de Faraday <sup>[13]</sup>.

Para la reconfiguración electrónica del ángulo de desvío de la antena utilizaremos el principio de antenas en arreglos en fase usado desde 1963<sup>[10]</sup> que consiste en dar una diferencia de fase distinta entre cada elemento lo que provocara un desvío en el frente de onda y por consecuente en el ángulo de elevación. En frecuencias de microondas existe una alta pérdida por disipación tanto por los componentes, como por los circuitos lo que hace que crear antenas reconfigurables electrónicamente sea un problema complicado.

En líneas de transmisión se asume que si  $l < \lambda/2$  o  $\beta l < 180^\circ$ , donde  $l$  es la longitud y  $\beta l$  es la longitud eléctrica de la línea de transmisión, un diferencial de línea puede ser modelado como un circuito LC utilizando la ecuación del telégrafo con un inductor  $L$  en serie y un capacitor  $C$  en paralelo<sup>[13]</sup>. La desventaja con las líneas de transmisión es que pueden tener pérdidas de inserción elevadas en la banda milimétrica lo que es un problema en situaciones como en los sistemas de alimentación de la antena.

Debido a las características negativas en términos de pérdidas que poseen en la banda milimétrica los componentes, circuitos y líneas de transmisión es que una alimentación a los arreglos del tipo cuasi óptica de bajas pérdidas es considerada como una idea atractiva a los sistemas de alimentación y distribución complejos comunes a los arreglos en fase.

En el caso del uso de los anillos, cada anillo funciona en si como un desplazador de fase y al rotar la geometría del anillo respecto a la geometría de su vecino se obtiene una diferencia de fase entre la onda que se propaga por cada anillo, lo que produce la reconfiguración de las características del lóbulo principal

La superficie selectiva de frecuencia utilizada está basada en anillos resonantes cargados capacitivamente para lograr el desfase deseado. Para un arreglo circularmente polarizado cargado con líneas de microcinta de simetría axial con diferentes ángulos de rotación el cambio de fase es determinado por la posición angular de las líneas de microcinta. La rotación de la microcinta en un ángulo  $\gamma$  produce un cambio en la fase de  $2\gamma$  [11]

Hoy en día se puede observar un creciente interés en el escaneo electrónico del ángulo de elevación en las antenas en arreglo de fase a frecuencias de microondas para usos de radar y aplicaciones de telecomunicaciones [2]. Un ejemplo típico en el uso de antenas con ángulos de elevación grandes, entendamos grandes por mayores a los  $45^\circ$ , es una estación base en una zona de alta densidad de edificios donde dichos ángulos previenen puntos ciegos en una comunicación inalámbrica

Analizando el estado del arte podemos notar que entre los investigadores que trabajan las antenas y los elementos radiantes existe un gran interés por las estructuras denominadas arreglos de antenas lentes, que poseen el potencial de reemplazar y mejorar las características de arquitecturas antes vistas como lentes dieléctricas o sistemas de reflectores mecánicos.

De [10] sabemos que la eficiencia de apertura  $\varepsilon_a$  del arreglo es una función del ángulo de elevación  $\theta_o$  definido como el ángulo entre la normal a la superficie selectiva y el eje del lóbulo principal, en la mayoría de los arreglos reflectivos la degradación del parámetro  $\varepsilon_a$  es mayor a la predicha por el modelo matemático del coseno del ángulo de elevación usado en arreglos de antenas.

Aunque para el presente trabajo se utilizan anillos que son dispositivos resonantes, también existen superficies selectivas usadas en arreglos reflectivos que funcionan con dispositivos no resonantes entre sus capas.

En [4] se plantea el uso de una superficie de Huygens', donde los elementos y el espaciamiento entre capas son menores la longitud de onda, que logra una polarización cruzada y un desfase de  $180^\circ$  en la banda comprendida entre 5 y 10 GHz.

La ventaja de los anillos resonantes sobre estructuras como la propuesta en 4 es que el escaneo del ángulo de elevación es más sencillo al implementar. Ideas como la que se propone en [10] permiten una reconfiguración electrónica más sencilla.

El estado del arte muestra que los investigadores tienen un gran interés en versiones electrónicamente reconfigurables de arreglos de lentes y arreglos reflectivos. haciendo las dispersiones en la apertura electrónicamente reconfigurables como lo propone [8].

Es posible lograr un escaneo del lóbulo principal en una antena basada en anillos resonantes cuando se utilizan dispositivos modernos de control en microondas como lo son los diodos PIN, transistores de efecto de campo, varactores o MEMS [11] para la modificación de los desfases que proporciona cada elemento; un ejemplo de lo dicho anteriormente se ilustra en la figura 1.4 donde se utilizan diodos PIN como elementos de control.

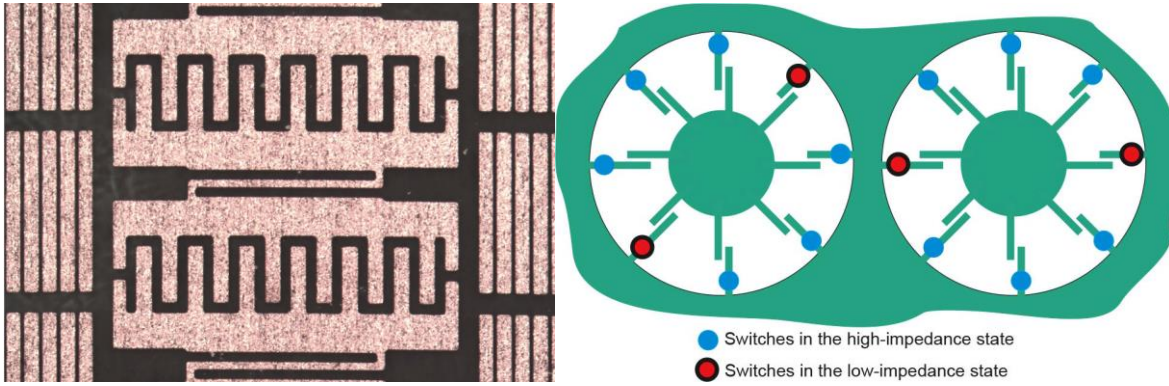


Figura 1.4.- Celda del trabajo [4] (izquierda) idea e ilustración de la versatilidad de reconfiguración del trabajo [10] (derecha).

En 2010 se dio a conocer [3] que se basa en la técnica RADANT (técnica propuesta por Chhekroun). En el trabajo [3] se construye un modelo matemático de onda completa para lentes cuasi ópticos que escanean en el plano E (campo eléctrico), usando ese modelo diseñaron un lente de 3 bits en un arreglo de 14 celdas idénticas. En sus resultados reportan un escaneo en el ángulo de elevación de hasta  $28^\circ$  con un factor de conversión mayor a  $-2.1$  dB y polarización lineal. Los resultados presentados en [3] son superados por estructuras basadas en anillos como la que se propone en la presente tesis.

En [11] observamos una idea similar a la de la presente tesis usando un arreglo reflectivo en configuración de celda cuadrada y una sola capa. Los autores de [11] mencionan que el factor de conversión en su diseño es mejor a  $-1$  dB hasta con  $45^\circ$  de desvío en el ángulo de elevación del lóbulo principal. En sus conclusiones expresan que un aumento en las capas del arreglo mejoraría el ancho de banda y que las antenas basadas en anillos resonantes pueden ser consideradas antenas de una reconfiguración altamente flexible. Al estudiar [11] tenemos el diseño de un arreglo muy parecido a lo que será nuestra propuesta con la diferencia de que su método de trabajo es reflectivo y nosotros pretendemos un arreglo transmitivo. Otra diferencia es que nuestra hipótesis postula la reducción de la separación entre capas, distancias menores a la longitud de onda, mientras que [11] utiliza distancias cercanas a un cuarto de la longitud de onda.

La idea propuesta en [10] es predecesora al trabajo que se pretende realizar al igual que el caso en [11] se presenta una antena basada en un arreglo reflectivo que ocupa anillos resonantes con una configuración de malla triangular impresos sobre un sustrato dieléctrico operando a una frecuencia central de 36.5 GHz. Los autores de [10] construyeron y midieron 4 arreglos que desvían el ángulo de elevación en  $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  y  $60^\circ$ , dichos arreglos presentan una eficiencia de apertura de 0.60, 0.51, 0.42 y 0.21 respectivamente con polarizaciones cruzadas de  $-25.8$ ,  $-24.0$ ,  $-17.8$  y  $-10.9$  dB respectivamente.

Con los resultados de [10] encontramos algunas de nuestras metas a vencer que son ángulos mayores a  $45^\circ$  y polarización cruzada mejor a  $-20$  dB. Se atribuye la distorsión de la polarización en las mediciones de [10] al fuerte acoplamiento mutuo de los elementos que se encuentran con un espaciamiento muy cerrado. Otro dato interesante en este trabajo es que se comprobó experimentalmente que para ciertos planos en el escaneo la polarización cruzada puede disminuir a  $-19$  dB para ángulos de elevación de hasta  $60^\circ$

Otra estructura basada en anillos se presenta en [6] donde se realizó una estructura ranurada de onda donde las FSS utilizadas son basadas en anillos cargados con líneas de transmisión, la distancia entre las FSS es de media longitud de onda y a distancia entre FSS y la pantalla metálica es de un cuarto de longitud de onda. El diseño de [6] trabaja analizando los modos Floquet permitiendo el paso de solo aquellos modos cuya dirección de propagación corresponde a las características del diseño.

Se simularon 3 ángulos de escaneo  $37.5^\circ$ ,  $26.6^\circ$  y  $12.9^\circ$  con densidad de potencia total radiada de 0.32, 0.22 y 0.18 respectivamente. Para lograr los resultados de [6] se trabajó un modelo que considera dos arreglos reflectivos uno en la parte superior y otro en la inferior separados cierta distancia entre sí. La distancia entre los elementos la fijaron a media longitud de onda, 4.11 mm para este caso, con el fin de soportar solo los modos Floquet que viajan en la dirección determinada por el ángulo de elevación, lo que hace posible tener un patrón en forma de cono. Se utilizan dos superficies que modifican la fase separadas una distancia de un cuarto de longitud de onda para [6] o 2.06 mm. Cada arreglo reflectivo utilizado para el diseño es una FSS basada en anillos resonantes con cargas capacitivas, a la superficie inferior se le agrega una alimentación de polarización circular y el arreglo superior es parcialmente transparente al tener anillos ranurados en su pantalla metálica

El análisis del estado del arte muestra a los anillos como estructuras muy útiles al momento de diseñar estructuras FSS que controlen la fase de las ondas que viajan en el espacio. Incluso se pueden utilizar estructuras basadas en anillos en sistemas como moduladores de amplitud y fase, como se muestra en [7]. Los anillos se utilizan como desplazadores de fase lo que permite una reconfiguración del lóbulo principal en una antena girando la carga que se le pone al anillo, es por eso que los anillos son una geometría flexible en comparación con otras, como las del trabajo [4] por ejemplo.

Una antena reconfigurable es presentada en [9], dicha antena consiste en un arreglo reflectivo de celda rectangular que contiene anillos resonantes con *stubs* radiales conmutables usando solo una capa. Los elementos del arreglo reflectivo son impresos en un sustrato dieléctrico que es colocado a una distancia de media longitud de onda respecto a la pantalla metálica, estos elementos son alimentados mediante una antena de corneta y cada anillo es configurado para dar el desfase necesario que permita el desvío del lóbulo principal. Aunque la idea principal era la reconfiguración mediante diodos PIN, para facilitar la construcción se sustituyeron los diodos por líneas metálicas para el caso de diodo cerrado, y circuitos abiertos para los diodos en estado abierto. Debido a la cercanía de los elementos en la FSS el acoplamiento mutuo de los elementos es grande y cambia con el ángulo de escaneo que se produce al modificar los diodos que se encuentran activos, lo que produce pérdidas.

Los resultados de [9] nos dicen que en simulación se obtiene un factor de conversión mayor a -1 dB en ángulos menores a  $40^\circ$ , el ancho de banda máximo en el que esta característica se mantiene es de 7 GHz, aunque al escanear este ancho se ve disminuido de manera razonable. Los resultados medidos fueron sobre arreglos de con ángulos de desvío de  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  y  $30^\circ$ , estos arreglos nos dan polarizaciones cruzadas entre -10 y -14 dB.

El uso de los lentes puede ser combinado con las metasuperficies (MS), un tipo especial es la metasuperficie de gradiente de fase (PGMS) como la que se discute en [14], la PGSM propuesta utiliza una celda unitaria con 7 capas: 4 metálicas y 3 intermedias dieléctricas. Cada capa metálica

está compuesta de un anillo rectangular con un círculo metálico en su interior. Si se genera una supercelda usando elementos PGSM de eficiencia de transmisión mayor a 0.8 se presenta una refracción anómala que se comporta según la ley de Snell, como la de la figura 1.5. En el escrito [14] se propone que al tener una supercelda de 8 elementos espaciados un tercio de la longitud se obtendrá un desvío en el ángulo de elevación la onda viajera de  $22^\circ$ . Los ángulos de desvío aunque pequeños muestran características aceptables en el desempeño de la antenna, sin embargo el modelo no presenta flexibilidad en la reconfiguración ya que el arreglo presenta para cada ángulo diferentes medidas en los radios del círculo de las celdas que no pueden ser reconfiguradas de manera sencilla.

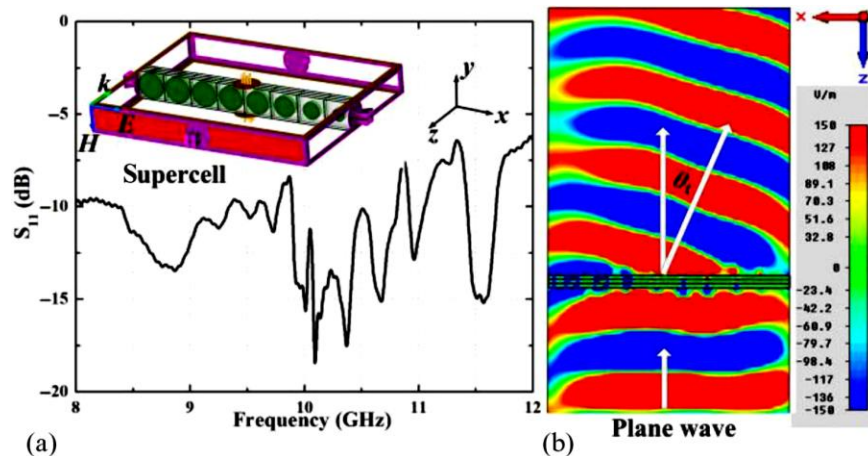


Figura 1.5.- Supercelda que verifica las anomalías en la refracción (a) Coeficiente de reflexión de la superestructura (b) campo eléctrico en el plano  $xz$  <sup>[14]</sup>

Como se mencionó anteriormente existen arreglos transmisivos que acoplan la señal en líneas de transmisión para realizar el desfase, en el caso de [15] se presenta un arreglo transmitivo operando a los 4.95 GHz que es de apertura reconfigurable. El trabajo [15] es diseñado a partir del uso de una alimentación por acoplamiento de proximidad y dos puentes T reconfigurables que controlan la fase, la cual alcanza hasta  $400^\circ$ . Para medición construyeron 2 arreglos uno con solo la alimentación acoplada y los puentes T; y en el segundo incluyeron parches apilados que mejoran el ancho de banda. El primer arreglo mide 7% de la longitud de onda con pérdidas de inserción promedio de 3.4 dB y variación de 2.2 dB en dichas pérdidas. El segundo tiene un ancho de 17% de la longitud de onda con pérdidas de inserción promedio de 3.6 dB y variación de 3.4 dB en dichas pérdidas. En [15] observamos el uso de un arreglo transmitivo que modifica la apertura de una antenna lo que es muy útil en aplicaciones que requieren una alta directividad, sin embargo, al poder controlar el ancho del haz también es posible crear lóbulos principales cuyo ancho de media potencia crezca según las demandas de nuestras aplicaciones.

En [16] tenemos un ejemplo de las estructuras tipo lente utilizadas para la reconfiguración del ancho de haz en una antenna. Este trabajo describe el uso de 4 parches que iluminan un lente no homogéneo formado por nueve capas en forma de conchas con índices de refracción entre uno y cuatro. El principio bajo el que operan los autores de [16] es que al iluminar el lente con solo un parche se genera un patrón de alta directividad mientras que al iluminar el lente con más parches el patrón de radiación se convierte en un patrón sectorial. Los autores construyeron la antenna

planteada en [16] y se establecieron dos configuraciones: cuando solo se ilumina con 2 parches y cuando los 4 parches están activos obteniendo anchos de haz a media potencia de  $25^\circ$  y  $58^\circ$  respectivamente a una frecuencia de 23.9 GHz. Para la conmutación de los parches se utilizó transistores FET y el acoplamiento de los parches se realizó mediante convertidores de lambda cuartos. El trabajo [16] muestra el uso de las lentes como colimadores; en mi trabajo utilizo las lentes para modificar el frente de onda y con ello modificar la dirección del ángulo de elevación, que es otro uso viable de los lentes.

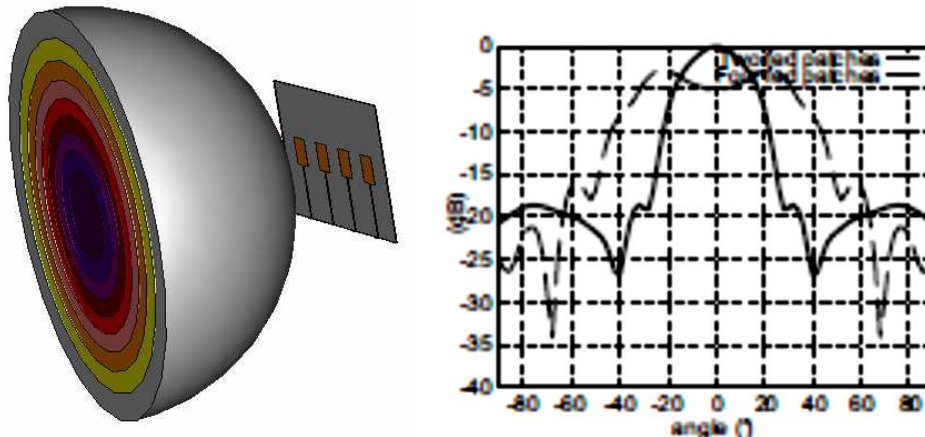


Figura 1.6.- Estructura y resultados a 24 GHz del trabajo [16]

En [17] se describe la representación de una red de lentes en arreglos de fase que toma en cuenta los acoplamientos mutuos, dicho modelo de red fue aplicado a un arreglo de lentes lineales, con elementos dipolo lado a lado y elementos de dipolo colineales. En [17] demuestran que el coeficiente de reflexión es una función del ángulo de escaneo y del tipo de desplazador que se utiliza, por ejemplo uno de 3 bits tiene un rizo considerable en su coeficiente de reflexión mientras que los desplazadores análogos presentan dichos rizo en menor magnitud. Los autores también dicen que parámetros como la magnitud de la corriente en los elementos, los picos de carga de los desplazadores y la potencia total transmitida en los lentes son prácticamente independientes del desplazador; finalmente el error en fase en el caso del desplazador de 3 bits casi no es afectado por el acoplamiento mutuo. Aunque [17] es un trabajo que ya tiene tiempo que se realizó sus observaciones son aun válidas y aplicables a las estructuras actuales.

Un método para la reconfiguración de la dirección del haz en una antena es estudiado en [18], el diseño de dicha antena involucra un arreglo de lentes dieléctricas. El arreglo consta de 36 elementos operando en la banda P (370 MHz a los 450 MHz) con un VSWR entre 2.5 y 1.5, un máximo de ganancia de 14.3 dB a  $0^\circ$  con un lóbulo lateral de -13 dB en los 400 MHz. Los lentes con los que se construyó el arreglo realizan el desfase de la onda modificando 2 parámetros: la constante dieléctrica de y el grosor de los escalones que conforman el arreglo, el ángulo de desvío máximo logrado en simulaciones fue de  $12.3^\circ$ . El trabajo [18] se enfoca en aplicaciones que requieren ángulos de desvío de  $5^\circ$ . Los autores afirman que el modelo es efectivo cuando se requieren ángulos de escaneo pequeños esto debido a que ángulos de escaneo grandes requerirán el incremento de las constantes dieléctricas, lo que producirá mayores pérdidas haciendo de este un método ineficiente en ángulos de escaneo grandes

Una antena en arreglo de fase con banda ancha operando en la banda C es diseñada he implementada en [19]. El arreglo reflectivo se basa en una estructura donde 4 antenas de celda son combinadas mediante un combinador pasivo de dos estados, entre ellos se añadió un filtro paso banda que restringe las señales fuera de banda. Las pruebas realizadas a la construcción de este diseño muestran que la ganancia es superior a los 10 dB en una banda de 22%, el ancho del lóbulo a media potencia es de 17°, entre lóbulo principal y lateral hay una diferencia de 12 dB y el SWR es menor a 1.5. En este escrito los autores diseñaron una antena en la que los cambios de fase funcionan como un colimador del lóbulo principal resultando en un lóbulo delgado (17°). Sin embargo el uso de elementos como líneas de transmisión y más de una antena puede resultar costoso y con pérdidas de inserción y de disipación elevadas, como ya lo ha predicho y estudiado la literatura.

El escrito [20] nos presenta la idea de una antena usando resonadores duales, dichos resonadores son anillos cuadrados en un arreglo transmitivo de 4 capas operando a 30 GHz. El uso de un anillo por sí mismo implica un desfase en las ondas que lo atraviesan, pero al utilizar un segundo anillo el desfase crece debido a que introduce una segunda frecuencia de resonancia. Con dos anillos la respuesta del arreglo permite un mayor desfase al incrementar la pendiente de la curva de fase contra frecuencia entre ambas resonancias. Como desventaja se tiene que ahora existen dos áreas donde el coeficiente de transmisión es pobre y que es necesario evitarlas en el diseño de la celda. Si las dos frecuencias de resonancia son cercanas la pendiente de la curva de fase vs frecuencia crece, pero el ancho de banda se limita, por lo que es mejor aceptar una pendiente más pequeña y frecuencias de resonancia un poco más lejanas.

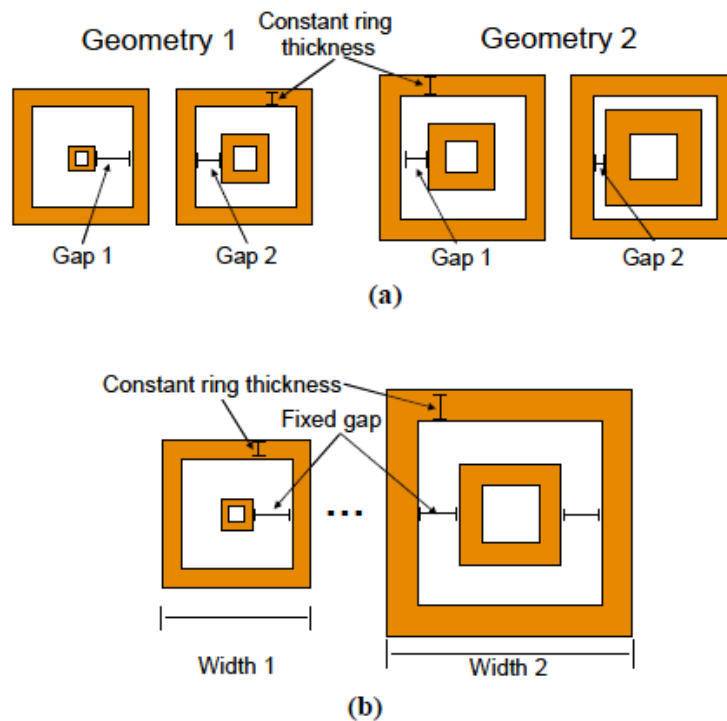


Figura 1.7.- Posibles variaciones en el diseño de [20] (a) separación variable, (b) ancho variable



Para lograr frecuencias de resonancia separadas, [20] investiga dos técnicas: la primera es variar la separación entre los anillos dejando fijo el grosor de los mismos, la segunda técnica es dejar fija la separación de los anillos y variar el grosor de dichos anillos (ilustrado por la figura 1.7). Ambas configuraciones mantienen fijo el ancho del anillo externo y cubren zonas de desfase diferentes. Los resultados teóricos apuntan a que el diseño donde la separación es variable presenta mejores resultados con una ganancia simulada de 31.26 dBi, un ancho de banda simulado de 3.25 GHz (11%) y una eficiencia simulada del 85%. Al construir el arreglo de 4 capas, diseñado bajo el método de separación variable, encontraron una ganancia de 28 dB con una eficiencia de radiación del 41% y un ancho de banda de 2.25 GHz (7.5%). En [20] es una solución al problema de un cambio de fase en cierto ancho de banda más debe decirse que los anchos de banda son aun pequeños dependiendo de la aplicación.

El diseño un módulo de arreglo transmitivo activo en la banda Ku de transistores excitados por una antena de corneta piramidal o por un arreglo de parches es discutido en [21]. Los autores de [20] investigaron las distancias óptimas entre la fase activa y las fases de iluminación y recepción para la máxima ganancia en la frecuencia de diseño. El diseño que se propone tiene dos alternativas, se compone de un arreglo de 4 x 2 elementos activos del arreglo transmitivo unidos a amplificadores de transistor y un arreglo iluminante de 4 x 2 elementos pasivos con alimentación incorporada o en el segundo diseño el arreglo pasivo de 4 x 2 puede ser sustituido por una corneta piramidal.

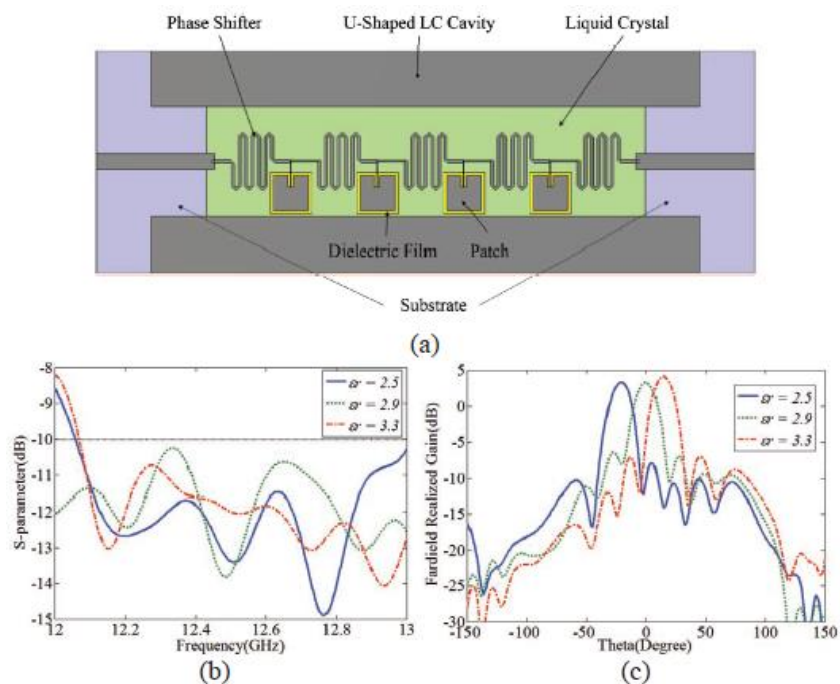


Figura 1.8.- (a) Diagrama esquemático de[21], (b) S<sub>11</sub> simulado y (c) resultados simulados de la ganancia en campo lejano de la antena del trabajo [21]

El arreglo transmitivo activo recibe una señal del espacio libre polarizada verticalmente, la amplifica y la radia al espacio libre con polarización horizontal. Los resultados se midieron a una frecuencia representativa de la banda, los autores eligieron la frecuencia de 12.5 GHz. Cuando se usa como módulo de excitación el arreglo de parches la ganancia máxima es de 26.5 dB y la banda a los 3 dB de ganancia es de 0.5 GHz. Por otro lado, cuando se utiliza las antenas tipo corneta como módulo



de excitación la ganancia es de 24.7 dB y el ancho de banda a los 3 dB de ganancia es de 0.2GHz. Lo anterior los llevo a la conclusión que el uso de un arreglo de parches como módulo de excitación a su arreglo es mejor alternativa. La elección se justifica debido a que el patrón de radiación del arreglo de parches es similar al que obtuvieron en simulaciones mientras que la antena de corneta se observaban discrepancias en sus lóbulos laterales y posiciones nulas.

Una antena de arreglo eléctrico es presentada en [22] está basada en un desplazador de fase miniaturizado de cristal líquido, LC, este arreglo fue diseñado y simulado por los autores. Como desplazador de fase se utilizó una línea biselada del tipo meander basada en cristal líquido. La antena consiste de desplazadores de fase integrados, divisores de potencia y antenas de parche en un mismo sustrato para lograr reducir el área que se ocupa. Los resultados indican una reconfiguración en el ángulo de escaneo de los  $-21^\circ$  a los  $15^\circ$  a una frecuencia de 12.5 GHz. Argumentan la elección en el uso de LC debido a su potencial para antenas reconfigurables en la banda de microondas y ondas milimétricas. La constante dieléctrica continuamente variable que muestra el LC puede ser utilizada y controlada para realizar desplazadores de fase compactos. se ocuparon líneas biseladas en los meander para disminuir la capacitancia entre las líneas y mejorar de manera eficiente las perdidas por retorno. La antena se compone de desplazadores de fase controlados eléctricamente, divisores de voltaje de tres puertos y antenas de parche. La frecuencia de resonancia de las antenas de parche es 12.5GHz y el desfase de la línea meander es 0 a los 12.5 GHz la constante dieléctrica es de 2.9. La constante dieléctrica del LC es controlada entre los valores de 2.5 y 3.3 lo que hace que el desfase sea controlado y en consecuencia el lóbulo principal puede ser desviado manteniendo unas perdidas por retorno menores a los -10 dB

Los autores de [23] realizaron una antena inteligente de arreglo con un procesamiento adaptativo de las señales de entrada. La circuitería óptica extrae la componente principal de la señal recibida del espacio, que es aquella con mayor potencia, el sistema construido ocupa menos de 50 W en onda continua. El sistema está diseñado para el caso de 2 señales incidentes moduladas en portadoras de microondas. La interfaz consiste de un arreglo de 30 elementos con lentes limitados a los 10 GHz con antenas receptoras activas colocadas a lo largo del plano de arco focal H de los lentes. Las señales de IF son moduladas como lóbulos laterales de una modulación en fase sobre una portadora óptica, después se suprime la portadora óptica y se acoplan los rayos a un filtro autoreconfigurable que separa las dos componentes principales de la señal. El objetivo del análisis de componentes independientes de la señal es extraer una o más señales de interés de la fuente de una serie de una o más señales recibidas. El filtro autoreconfigurable es un circuito óptico que realiza de manera efectiva el análisis de componente principal formando una matriz de correlación y encontrando el valor eigen más grande y su vector eigen. El arreglo de lentes es un arreglo cuasi óptico análogo a los lentes Rotman, en este arreglo en enfoque se logra variando los retrasos en las líneas a lo largo del arreglo entre las antenas transmisora y receptora. El uso de polarizaciones ortogonales mejora el aislamiento entre los lados de los lentes obteniendo anchos de haz a media potencia de  $15^\circ$  y relación de polarización cruzada de 20 dB, lo que da una directividad de 22 dB. El sistema que se propone procesa de manera óptima comunicaciones multitrayectoria al recibir trayectorias diferentes por superficies focales diferentes. El control automático de ganancia normaliza la potencia de las señales recibidas y el filtro autoreconfigurable las combina coherentemente

En [24] se presenta una antena UWB en arreglo de fase con un mejorado bajo perfil que disminuye el acoplamiento mutuo entre sus elementos y permite ángulos de escaneo grandes ( $60^\circ$ ), esto se logra con el diseño correcto de los elementos de la antena, la geometría de las redes de alimentación y la configuración del arreglo. Se usó un arreglo de dipolos estrechamente acoplados, entre los 4 brazos de los elementos del arreglo de dipolos se ranura una "X" que ayuda a obtener el acoplamiento necesario para banda ancha.

La introducción de estructuras de alimentación reales produce problemas adicionales en términos de escaneo, acoplamiento y fabricación. Se usó un sistema de dos pines conductivos para cada elemento dipolo un brazo del dipolo se conecta por el pin al palo de tierra y el otro al centro del cable coaxial o al plano conductor según el caso, estas conexiones hacen que el pico de magnitud cuando se escanea en el plano H no sea constante. Para solucionar el problema del modo común de resonancia los autores redujeron la distancia con el plano de tierra a ser menor a un cuarto de la longitud de onda y la celda unitaria tiene un tamaño de 45% de la longitud de onda. Para solucionar la inconsistencia del pico de magnitud en el plano H, los autores mencionan que se puede usar un supersustrato delgado, pero ellos optan por colocar un anillo planar parasítico en la parte superior de la superficie de supersustrato disminuyendo el acoplamiento mutuo entre elementos.

El trabajo [24] presenta los resultados de un arreglo de  $18 \times 18$  los cuales son: lóbulo lateral de -13 dB en casi todos los ángulos, pérdidas de escaneo de 2.5 dB y 5 dB a  $60^\circ$  y  $70^\circ$  respectivamente y relación de polarización cruzada debajo de los 19 dB para ángulos menores a  $60^\circ$  y 13 dB para  $70^\circ$ .

Un arreglo transmitivo operando a los 5.5 GHz de bajo costo y alta ganancia es presentado en [25]. El diseño consiste en una estructura de tres capas implementando dos antenas de parche acopladas por ranuras. Diodos varactores se utilizan para cargar los parches y las ranuras para crear resonadores de tercer orden. Se utilizó un análisis basado en circuitos para predecir el comportamiento de la celda unitaria según sus polos y sus ceros.

Los resultados experimentales hablan de ángulos de desfase de hasta  $245^\circ$  con un cambio en el coeficiente de transmisión entre el rango de ángulos menor a 3 dB. Los elementos de parche son de 30 mm x 30 mm, se utilizaron solo estructuras pasivas de microondas y elementos concentrados. Se usan resonadores acoplados para realizar el arreglo transmitivo, los autores sostienen que se necesitan 3 resonadores para lograr un desfase reconfigurable de hasta  $360^\circ$  con una variación aceptable de pérdidas de inserción.

Las antenas de parche de microcinta son en esencia resonadores agujerados fáciles de fabricar, por eso dos antenas de parche unidas por un varactor son usadas como dos resonadores ajustables, para el tercer resonador se utiliza un varactor que conecta con una ranura que hacen la función del último resonador. A 5.5 GHz el parámetro S21 tiene una magnitud de -2.3 dB y una respuesta de fase de  $196^\circ$ , el cambio total de fase entre 4.5 GHz y 6.5 GHz es de casi  $500^\circ$ . Con la correcta selección de voltajes en la configuración se pudo lograr hasta  $260^\circ$  de desfase reconfigurable a 5.5 GHz con una variación del parámetro S21 menor a los 3 dB

En [26] se discute el diseño de una antena en arreglo de fase para la banda milimétrica usada para la reflectometría Doppler, que es un fenómeno usado para estudiar y medir estructuras turbulentas de plasma en pequeña escala, la antena radia un bien definido lóbulo Gaussiano en casi toda la banda W (75 a 105 GHz). La red completa consta de cuatro elementos clave: los desplazadores de

fase, los elementos acopladores, la sección de enfoque y los elementos radiantes, que son en este caso antenas de reflectores cilíndricos que radian un haz gaussiano. Los desplazadores de fase son del tipo reflectivo usando una unión de 3 dB híbrida que transforma la reflexión de un par de cortos deslizantes sin contacto en transmisión, el control de los elementos deslizantes es mediante voltajes piezoeléctricos cuyos valores son determinados para lograr la magnitud Gaussiana. Para la radiación de un haz Gaussiano por parte del arreglo es crucial no solo la amplitud también lo es la fase. Para lograr el desfase deseado se utilizan estructuras de enfoque basadas en secciones de guía de ondas huecas rectangulares ligeramente sobredimensionadas y subdimensionadas que dan una correcta distribución de fase sobre la banda W. El elemento radiante es un reflector cilíndrico en el plano H que transforma el campo radiado en un haz Gaussiano, estos elementos se encuentran en el interior de una guía de onda y utiliza actuadores piezoeléctricos, este diseño puede ser utilizado en la redirección y formación de haces Gaussianos.

En [27] se exponen dos ideas de antenas operando a los 60 GHz que se pretenden para el uso en tecnologías 5G de comunicaciones inalámbricas, en dichos sistemas es necesario altas ganancias y posibilidad a la reconfiguración de los ángulos de escaneo. Los diseños se realizaron basados en dos de los principios más utilizados para estos fines: antenas en arreglo de fase y arreglos de lentes. Con el principio de antena en arreglo de fase se diseña una antena de arreglo modular (MAA) que consiste en múltiples subarreglos de antena independientes cada uno con sus propios desplazadores y circuitos de RF. Los MAA se construyen colocando los módulos básicos en diferentes configuraciones según el uso que se desee. Se diseñó un MAA de 16 x 16 con módulos de 4x2 con una ganancia máxima a 0° de 22.8 dBi un ancho de lóbulo a media potencia de 5.1° en azimut y 6.7° en elevación. El escaneo disminuye la ganancia de la antena, pero el nivel de los lóbulos laterales se mantiene; en ángulos de +/- 60° la degradación de la ganancia es menor a los 3 dB y el ancho del lóbulo a media potencia se mantiene entre los 6° y los 10°.

Con el principio del uso de lentes, que es una solución muy popular para la creación de patrones altamente directivos, se construyó una antena de arreglo de lentes, LAA. Se sabe que las ondas esféricas pueden ser convertidas en frentes de onda planos al pasarlos por lentes elípticas para mantener la capacidad de escaneo de los lentes la forma azimutal del lente debe ser circular. Con lo anterior se tiene que el lente debe de forma toroidal elíptica producido por el giro de una elipse alrededor del eje z. Las características medidas y las simuladas son similares para ángulos menores a los 20°, tiene una ganancia máxima de 29 dBi y un ancho de lóbulo a media potencia de 9.8° en azimut y 2.3° en elevación. Los autores de [27] en sus conclusiones nos dicen que las tecnologías MAA permiten la creación de antenas de larga apertura y alta ganancia con un buen costo y de manera escalable, y su diseño logro satisfacer los requerimientos de ganancia, potencia y redireccionamiento del haz. En las conclusiones también nos hablan de la segunda tecnología propuesta, los LAA pueden dar ganancias de 25 a 29 dBi y un completo escaneo en el plano azimutal.

Una antena en arreglo reflectivo de conmutación electrónica del haz operando en una porción de la banda X (opera de los 10.10 GHz a los 10.70 GHz) es diseñada, construida y medida en [28]. La antena se compone de 244 elementos colocados sobre una apertura circular dichos elementos están agrupados en 122 sub arreglos de elementos conjuntos, dichos elementos son parches de apertura acoplados. El patrón de radiación puede ser conmutado entre los valores de -5°, 5° y 0° en un plano inclinado de 18.3° respecto al plano YZ. El uso de elementos conjuntos permite reducir el número de los diodos a 104 y solo 52 son activados simultáneamente debido a la simetría en las direcciones

de apuntamiento; los ángulos de  $\pm 5^\circ$  y  $0^\circ$  son valores razonables tratándose de una órbita geoestacionaria. Un sub arreglo de 2 elementos son usados para controlar la fase del campo reflejado. El sub arreglo tiene un periodo de  $36 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$ , mientras que los parches cuadrados son de  $9 \times 9$  y las ranuras rectangulares son de  $8.86 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$  el ancho de la línea de desfase común a los parches es de 0.388 lo que significa que entre cada elemento y la unión T existe un transformador de  $\lambda/4$ . El promedio de las pérdidas esta en los 0.5 dB y la curva de los desplazadores de fase cercana al caso ideal.

El hecho de que las dimensiones de las celdas en [28] sean cercanas a la longitud de onda genera lóbulos laterales los que son mitigados al colocar los sub arreglos en una celda irregular. En sus resultados expresan la ganancia máxima en el lóbulo principal es 0.7 dB por debajo del lóbulo principal con los haces conmutados. Lo pasado se debe a que la fase fue diseñada para enfocar los haces laterales mientras que el haz central es el resultado de combinar la distribución de fase de ambos haces simétricos. La ganancia máxima para los haces laterales es de 25.6 dBi y para el haz central es de 24.9 dBi, la directividad medida es de 27.1 dB y 26.3 dB respectivamente. Las pérdidas del arreglo reflectivo son medidas con la diferencia entre la directividad y la ganancia máxima teniendo como resultado 1.5 dB para los haces laterales y 1.4 para el haz central. La polarización cruzada se encuentra 20 dB por debajo del máximo de ganancia, finalmente reportan que el ancho de banda a -1 dB es del 10 %.

El diseño, optimización y medición de un lente con forma de pelota bucky (estructura con forma de balón de futbol) formada por un meta material de índice negativo, NIM, que se utiliza para redirigir el lóbulo principal de una antena en arreglo de fase es trabajado en [29]. Este trabajo pretende evitar el uso de resonadores de anillo ranurados y cables debido a las pérdidas y las complicaciones que presentan al trabajar con índices negativos. La técnica de mapeo conformal de transformaciones ópticas es utilizada en el proceso de diseño para facilitar la construcción de las lentes. El diseño de los lentes se inició con una simulación en 2D para mayor facilidad y una vez optimizado en 2D se procede a una optimización en 3D. La antena en arreglo de fase tiene un arreglo de  $8 \times 8$  elementos en celda triangular y operan en una parte de la banda Ku, de 14 a 14.5 GHz. Aunque originalmente se diseñó un lente elíptico esta es una estructura difícil de realizar por lo que los autores optaron por la opción de usar la técnica de mapeo conformal de transformaciones ópticas para transformar el lente elíptico en un lente con forma de pelota bucky que es más sencillo de construir. La naturaleza de las caras de la pelota bucky acomoda la estructura de las celdas unitarias rectangulares NIM mejor que una estructura esférica. Los autores escogieron la esfera bucky por su parecido a superficie de una esfera, asegurando que el haz de la antena en arreglo de fase es ortogonal a las superficies maximizando el acoplamiento de las celdas unitarias NIM a cualquier ángulo de escaneo.

Cada celda unitaria de [29] está comprendida de 2 estructuras magnético eléctricas LC, inductor capacitor, (MELC) de cobre con resonancia eléctrica y magnética cerca de 14.25 GHz. Se construyeron esas estructuras y se encontró que las pérdidas simulada eran de 1 a 2 dB/cm pero en la medición es hasta 3 veces más grande. La ganancia es de 10 dB y la banda de frecuencia no es la que se había simulado. Estos errores se atribuyen a las características de los lentes por lo cual se mejoraron usando las curvas de Bezier en tercer grado para el proceso de optimización. lo anterior derivó en una concha con grosor uniforme de 1.4 cm conformada por tres celdas unitarias con índices refractivos entre -2.3 y -0.4. Se eligió que el grosor fuera uniforme porque de esta manera

las pérdidas de inserción en los bordes serían menores. La medición de estos lentes mostro perdidas de inserción entre 1.6 dB/cm y 2.2 dB/cm lo que representa una mejora en el diseño, si se construye una bola bucky con un grosor de 1.4 cm las pérdidas de inserción serian de 2.4 a 3.1 dB lo que es una mejora a los 10 dB de pérdidas por inserción de los lentes anteriores.

El diseño, construcción y caracterización de un arreglo transmitivo de 400 elementos electrónicamente reconfigurable operando en la banda Ka que consume 20 W es presentado en [30], está basado en celdas unitarias polarizadas linealmente con capacidad de desfase de 180°. Varias secuencias en los esquemas de rotación fueron comparadas por los autores para generar una onda circularmente polarizada. Una distribución aleatoria fue usada para mitigar polarización cruzada y lóbulos laterales no deseados cuando se realiza un escaneo. El arreglo es iluminado primeramente por una antena de corneta y después por un arreglo planar de guías de onda integradas en un sustrato para reducir la distancia focal en un 50%. Se verifico experimentalmente las capacidades de escaneo de +/- 60°.

En [30] se utiliza un arreglo transmitivo de 20 x 20 completamente reconfigurable de polarización circular que trabaja en banda Ka. Los resultados experimentales muestran una eficiencia del 58%. La celda unitaria que propusieron es una celda en forma de B que opera con polarización lineal. En el fondo del arreglo esta la parte de recepción que consta de una antena de parche cargada por una ranura en forma de U y dos diodos PIN. En la parte superior del arreglo esta la parte transmitiva que se conforma de un parche pasivo cargado con una ranura en forma de O. La capa intermedia es ocupada por red BIAS. Esta configuración les permite a los diodos obtener un comportamiento casi simétrico de los parametros S. Para lograr una onda de polarización circular con una polarización lineal se usan rotaciones secuenciales de 0°/90°/180°/270° de orientación. Los parches pasivos de la capa transmitiva son rotados 90°, la primera fuente focal es una corneta de guía de onda con una ganancia de 10 dBi y una distancia focal de 60 mm.

Para la generación de la polarización circular los autores de [30] estudiaron el uso de rotaciones en sentido horario. Sus simulaciones les demostraron que el uso de una secuencia de rotación aleatoria disminuía la polarización cruzada y los lobulos laterales teniendo una ganancia máxima de 20.8 dBi, razón de polarización cruzada de 35 dB, lóbulo lateral de -18.5 dB, en la banda de 27.5 a 31 GHz la ganancia está por encima de los 18 dBi y la razón de polarización debajo de los 33 dB. El arreglo iluminado por una corneta presenta ganancia máxima de 20.8 dBi, eficiencia en la potencia de 58%, razón de polarización cruzada de 20 dB y lóbulo lateral de -15 dB. Para mejorar estas características se cambió el sistema de iluminación por un arreglo planar de 2x2 alimentado por guias de onda SIW y un divisor de potencia lo que da como resultado una reducción de la distancia focal, una ganancia máxima de 16.2 dBi, una eficiencia de radiación del 70% y una razón de polarización cruzada de 27 dB además de una reducción en el tamaño de la antena

### 1.3.- Análisis y caracterización electromagnética de los elementos de un arreglo

Al trabajar usando elementos tipo lente se tienen una gran cantidad de elementos y dispositivos que tienen una interacción electromagnética con sus vecinos.

Como se ve en el estado del arte el análisis electromagnético completo de cada elemento es de una gran importancia para la correcta predicción de los parámetros involucrados en el funcionamiento

de la antena y de esa manera al construir los elementos su comportamiento sea similar al que esperamos y predecimos con nuestros modelos.

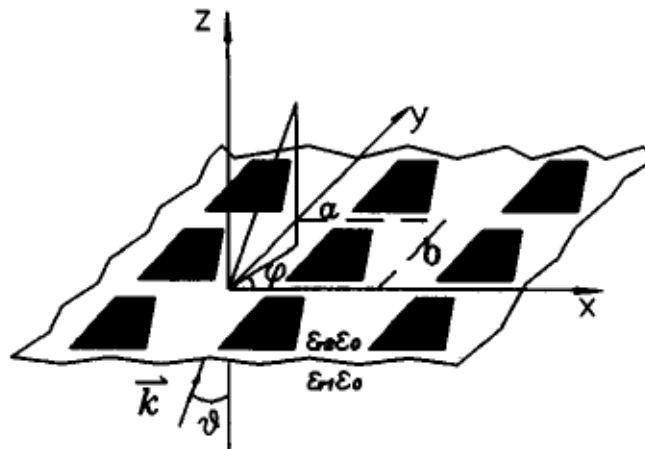


Figura 1.9.- Ejemplo de estructura FSS entre dos medios dieléctricos, tomada de [31]

Para el análisis y caracterización de los elementos se diseñan y utilizan modelos matemáticos que nos permitan una aproximación de las características del elemento. Normalmente estos modelos son programados según métodos numéricos en códigos comerciales o libres, presentan como ventaja principal que si están correctamente diseñados pueden ser de un cálculo veloz. Por otro lado, el análisis y caracterización de estos elementos también pueden ser realizados sobre softwares comerciales de simulación electromagnética que si bien han demostrado tener rangos de error menores muchas veces son de menor velocidad lo que aumenta el tiempo que se le invierte a las optimizaciones. En mi opinión la escritura de programas propios adaptados a una estructura particular que permita una optimización más rápida para después utilizar un software electromagnético que valide las características esperadas es de las mejores opciones para llegar a un diseño que sea cercano a la realidad.

Aunque existen diferentes métodos de análisis y caracterización en este documento solo hare mención del método que utiliza modos floquet y la matriz de dispersión generalizada (GSM). Este tipo de análisis han sido bien estudiados y formulados como podemos ver en [31] que data de 1998 o [32] que data de 1995, ambos escritos presentan análisis de estructuras con el uso de modos floquet y matrices GSM.

Centrando nuestra atención en [32] vemos la descripción de una técnica que permite el cálculo por computadora directo de la matriz GSM para metalizaciones periódicas de forma arbitraria en un plano entre dos medios dieléctricos. La técnica está basada en la formulación del método de momentos en el dominio espectral, el campo incidente se asume como una suma de armónicos espaciales y todos los elementos de la matriz GSM son calculados al mismo tiempo

La formulación central de la técnica es asumir el campo eléctrico incidente como una suma de armónicos espaciales Floquet, en vez de una onda plana convencional así se tiene

$$\vec{E}^i(x, y) = \sum_{l=1}^L [d_l \vec{e}_l^h(k_{xl}, k_{yl}) + d_{L+l} \vec{e}_l^e(k_{xl}, k_{yl})] \times \exp(jk_{xl}x + jk_{yl}y) \quad (1.1)$$

Donde los diferentes modos floquet se dividen en TE o TM y se definen según la ecuación 1.2 y 1.3 respectivamente:

$$\vec{e}_l^h(k_{xl}, k_{yl}) = \frac{1}{\sqrt{k_{xl}^2 + k_{yl}^2}} (-k_{yl}\hat{x} + k_{xl}\hat{y}) \quad (1.2)$$

$$\vec{e}_l^e(k_{xl}, k_{yl}) = \frac{1}{\sqrt{k_{xl}^2 + k_{yl}^2}} (k_{xl}\hat{x} + k_{yl}\hat{y}) \quad (1.3)$$

$$k_{xl} = \sqrt{\varepsilon_{r1}} k_0 \sin \theta \cos \varphi + \frac{2m\pi}{a} \quad (1.4)$$

$$k_{yl} = \sqrt{\varepsilon_{r1}} k_0 \cos \theta \cos \varphi + \frac{2n\pi}{b} \quad (1.5)$$

$k_0$  es el número de onda en el espacio libre ( $\theta, \varphi$ ) son coordenadas esféricas que representan el ángulo de la onda incidente,  $l$  es la armónica espacial;  $d_l$  y  $d_{L+l}$  amplitudes de las ondas Floquet l-esima TE y TM respectivamente. Los términos  $m$  y  $n$  se combinan en  $l$  ordenando las armónicas TE y TM separadas según la frecuencia de corte incrementa. La componente  $z$  del vector de propagación es:

$$k_{zl} = (\varepsilon_r k_0^2 - k_{xl}^2 - k_{yl}^2)^{1/2} \quad (1.6)$$

El campo de excitación para generar la matriz de dispersión debe incluir campos incidentes y reflejados considerando los coeficientes de reflexión para ambos modos  $\Gamma_l^h$  y  $\Gamma_l^e$  como los coeficientes de reflexión de las ondas Floquet l-esima TE y TM respectivamente, esto se muestra en la ecuación 1.7.

$$\vec{E}^s(x, y) = \sum_{l=1}^L [d_l(1 + \Gamma_l^h) \vec{e}_l^h(k_{xl}, k_{yl}) + d_{L+l}(1 + \Gamma_l^e) \vec{e}_l^e(k_{xl}, k_{yl})] \times \exp(jk_{xl}x + jk_{yl}y) \quad (1.7)$$

El campo dispersado,  $\vec{E}^i$ , por las metalizaciones se puede calcular usando la función diádica de Green  $\vec{G}(k_{xl}, k_{yl})$  en el dominio espectral y la corriente en las metalizaciones  $\vec{J}(x, y)$  en el dominio temporal.

$$\vec{E}^s(x, y) = \vec{G}(k_{xl}, k_{yl}) \vec{J}(x, y) \quad (1.8)$$

Las condiciones de límite de impedancia se expresan en la ecuación 1.9 y después se resuelve mediante el método de momentos

$$\vec{E}^e(x, y) + \vec{E}^s(x, y) = Z_s \vec{J}(x, y) \quad (1.9)$$

Las funciones de Green en el dominio espectral son funciones de la interacción entre la distribución de la corriente sobre la estructura de un campo generado en el punto de observación, en [31]

podemos encontrar la función  $\vec{G}(k_{xl}, k_{yl})$  definida en notación diádica por las ecuaciones 1.10 y 1.11:

$$\vec{G}(k_{xl}, k_{yl}) = \begin{pmatrix} G_{xx}(k_{xl}, k_{yl}) & G_{xy}(k_{xl}, k_{yl}) \\ G_{yx}(k_{xl}, k_{yl}) & G_{yy}(k_{xl}, k_{yl}) \end{pmatrix} = G \begin{pmatrix} k_0^2 - k_{xl}^2 & -k_{xl}k_{yl} \\ -k_{xl}k_{yl} & k_0^2 - k_{yl}^2 \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

$$G = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{k_0^2 - k_{xl}^2 - k_{yl}^2}} & \text{si } k_0^2 > k_{xl}^2 + k_{yl}^2 \\ \frac{1}{\sqrt{-k_0^2 + k_{xl}^2 + k_{yl}^2}} & \text{para el resto} \end{cases} \quad (1.11)$$

Retomando [32], cuando las metalizaciones son estructuras de formas canónicas, la distribución de la corriente puede ser expandida como la suma de funciones básicas de dominio entero, como en la ecuación 1.12.

$$\vec{J}(x, y) = \sum_{p=1}^P C_p \vec{\psi}_p^h(x, y) + \sum_{q=1}^Q C_q \vec{\psi}_p^e(x, y) \quad (1.12)$$

$\vec{\psi}_p^h(x, y)$  y  $\vec{\psi}_p^e(x, y)$  son respectivamente el p-esimo modo TE y el q-esimo modo TM de las funciones básicas de dominio entero.

Para el análisis multicapa, se calcula primero la GSM de cada interface y después se realiza una simple multiplicación de matrices según el método de cascada. Para obtener la GSM de una estructura compuesta, la cascada comienza con las GSM de las dos primeras superficies separadas por una capa dieléctrica de grosor  $d_1$ , después la GSM de los primeros dos elementos es utilizada para la cascada con la GSM de la siguiente estructura. Se supone:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^1 & S_{12}^1 \\ S_{21}^1 & S_{22}^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 \\ C_1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^2 & S_{12}^2 \\ S_{21}^2 & S_{22}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_2 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Tomando en cuenta las amplitudes de las armónicas espaciales de la capa 1 en la interfaz 2,  $D_2$  y  $A_2$ , están relacionadas con la primera interfaz en  $B_1$  y  $C_1$ , mediante  $[D_2] = [P][B_1]$  y  $[C_1] = [P][A_2]$  con  $[P]$  siendo una matriz diagonal con  $\exp(-jk_{zl}d_1)$  como sus elementos y  $[T] = ([S_{11}^2][P][S_{22}^1][P])^{-1}$ . Después de manipulaciones matemáticas llegaron a la ecuación 1.15

$$[S^c] = \begin{bmatrix} [S_{11}^1] + [S_{12}^1][P][T][S_{11}^2][P][S_{21}^1] & [S_{12}^1][P][T][S_{12}^2] \\ [S_{21}^1][P][S_{21}^1] + [S_{22}^1][P][T][S_{11}^2][P][S_{21}^1] & [S_{21}^1][P][S_{22}^1][P][T][S_{12}^2] + [S_{22}^1] \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Las fases dieléctricas con o sin metalizaciones periódicas son consideradas como bloques para estructuras periódicas multicapas. El análisis de la estructura compuesta es realizado de una manera muy flexible calculando la GSM de cada interfaz y después usando el método de cascada para cada GSM de manera iterativa. La GSM de una interfaz dieléctrica con metalizaciones periódicas es calculada por el método de momentos, asumiendo que armónicas múltiples inciden en la interfaz,



sin obtener la distribución de las corrientes como etapa intermedia (como se hace en [31]). Si los suficientes armónicos son utilizados la predicción del comportamiento de la estructura será más cercana a la realidad, esto se puede ver en las comparaciones que se realizan en [31].

Con el uso de técnicas como está se puede construir un código lo más óptimo posible para poder diseñar, optimizar y predecir el comportamiento de estructuras del tipo FSS de manera menos exacta pero más veloz que utilizando un simulador electromagnético comercial. Sin embargo, no está por demás corroborar los resultados obtenidos con técnicas como estas con los resultados de simuladores comerciales.

### 1.3.- Conclusiones

1. Existe un gran interés en el uso e investigación de arreglos en fase para aplicaciones de telecomunicaciones y radares esto debido a sus ventajas implícitas como el bajo costo, simplicidad de diseño, baja polarización cruzada y factores de conversión aceptables
2. El control y cambio de la fase entre los elementos de un arreglo pueden utilizarse de manera satisfactoria tanto para la reconfiguración de la apertura de la antena como para la reconfiguración del ángulo de escaneo en el que se desea que nuestro sistema opere, ambas características son de suma importancia en sistemas de telecomunicaciones para poder adecuarse al medio y necesidades de la aplicación.
3. Se observa que la tecnología tiende a la miniaturización y la disminución en el área que ocupan los dispositivos en el área de microondas, teniendo dispositivos cuyos tamaños es menor a la longitud de onda de trabajo lo que implica un ahorro de espacio, aunque representan un reto en cuanto al acoplamiento mutuo fuerte al que se enfrentan.
4. Las estructuras basadas en anillos son altamente eficientes en términos de desplazadores de fase en el espacio libre lo que permite reducir las pérdidas inherentes a las líneas de transmisión y el acoplamiento de las ondas en el espacio libre a las mismas.
5. En el estado del arte podemos observar que uno de los retos en los que se debe de trabajar al utilizar elementos resonantes, como lo son los anillos, es el ancho de banda en el que las características de los anillos son óptimas.
6. El uso de anillos es una de las geometrías más versátiles en términos de reconfiguración electrónica, sin embargo, para lograr esto los anillos deben ser mezclados con conmutadores como lo es el diodo PIN, esta combinación puede resultar en un aumento en las pérdidas inherente a las capacitancias parasitas de dichos elementos.
7. Entre los parámetros de diseño el espaciamiento de los elementos juega un papel importante debido al fenómeno de acoplamiento mutuo que afecta directamente a las características y desempeño de la antena de formas que no se desean.
8. El diseño de la antena que pretende la presente tesis tiene como meta superar las características que otros autores ya han presentado como son ángulos de elevación mayores a  $45^\circ$  polarización cruzada cercana a los  $20^\circ$  en dichos ángulos de elevación y factores de conversión mayores a  $-1$  dB, así mismo siguiendo la tendencia a la miniaturización disminuir el espacio que ocupan otros diseños; todo esto basado en la hipótesis de la reducción de las distancias entre capas.

## Bibliografía

1. M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, "A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile, Band-Pass Frequency Selective Surfaces With Non-Resonant Constituting Elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4033-4041, Dec. 2010. doi: 10.1109/TAP.2010.2078474
2. Hugo Martínez Martínez "Antena Lente Basada en Arreglos Tipo Espiraphase" (Maestría, UNAM, presentada 25 de enero de 2013, director de tesis – A.E. Martynyuk)
3. A. Iturri-Hinojosa, J. I. Martínez-López and A. E. Martynyuk "Analysis and design of E-plane scanning grid arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp.2266 -2274 2010
4. L. Liang and S. Victor Hum, "Design of a UWB Reflectarray as an Impedance Surface Using Bessel Filters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4242-4255, Oct. 2016. doi: 10.1109/TAP.2016.2594056
5. Y. Yun, C. Jianshu and M. Jianchun, "Directional pattern modeling and simulation of triangular grid circular planar array antennas," 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, 2010, pp. V2-666-V2-669. doi: 10.1109/ICSPS.2010.5555733
6. A. E. Martynyuk, D. Sesena-Martinez and A. G. Martínez-López, "Leaky wave structure based on two spiraphase-type reconfigurable reflectarrays," 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 2012, pp. 902-906. doi: 10.1109/EuCAP.2012.6205942
7. A. E. Martynyuk, N. A. Martynyuk, S. N. Khotiaintsev and V. S. Vountesmeri, "Millimeter-wave amplitude-phase modulator," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 6, pp. 911-917, Jun 1997. doi: 10.1109/22.588600
8. Hum, S.V.; Perruisseau-Carrier, J., "Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.62, no.1, pp.183,198, Jan. 2014
9. J. Rodríguez-Zamudio, J. I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Reconfigurable Reflectarrays Based on Optimized Spiraphase-Type Elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1821-1830, April 2012. doi: 10.1109/TAP.2012.2186231
10. J. Silva-Montero, J. I. Martínez-López, J. Rodríguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015. doi: 10.1109/TAP.2015.2456981
11. A. E. Martynyuk, J. I. M. López and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 142-153, Jan. 2004. doi: 10.1109/TAP.2003.820976
12. H. Wheeler, "The grating-lobe series for the impedance variation in a planar phased-array antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 6, pp. 707-714, Nov 1966. doi: 10.1109/TAP.1966.1138796
13. S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad, "Wideband Linear-to-Circular Polarization Converters Based on Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525-534, Feb. 2016. doi: 10.1109/TAP.2015.2504999
14. H. Li, G. Wang, H. X. Xu, T. Cai and J. Liang, "X-Band Phase-Gradient Metasurface for High-Gain Lens Antenna Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 5144-5149, Nov. 2015
15. J. Y. Lau and S. V. Hum, "A Wideband Reconfigurable Transmitarray Element," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1303-1311, March 2012.

16. O. Lafond et al., "Millimeter Wave Reconfigurable Antenna Based on Active Printed Array and Inhomogeneous Lens," 2008 38th European Microwave Conference, Amsterdam, 2008, pp. 147-150
17. O. Lafond et al., "Millimeter Wave Reconfigurable Antenna Based on Active Printed Array and Inhomogeneous Lens," 2008 38th European Microwave Conference, Amsterdam, 2008, pp. 147-150
18. Y. Yuan, G. Xingchen and X. Zhi, "A design of dielectric lens loaded antenna array for beam steering," 2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Guilin, China, 2016, pp. 141-144
19. W. Peng, L. Luo-kun and J. Chun-xiao, "Design and implementation of a novel C broadband phased-array antenna element," 2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Guilin, China, 2016, pp. 5-8.
20. Colan G. M. Ryan, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, M. R. Chaharmir, J. Shaker and A. Ittipiboon, "A broadband transmitarray using double square ring elements," 2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting, Toronto, ON, 2009, pp. 1-4.
21. M. E. Bialkowski and H. J. Song, "A Ku-band active transmit-array module with a horn or patch array as a signal launching/receiving device," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, no. 4, pp. 535-541, April 2001.
22. S. Ma et al., "Electrically tunable array antenna with beam steering from backfire to endfire based on liquid crystal miniaturized phase shifter," 2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC), Miami, FL, 2016, pp. 1-1.
23. E. Fotheringham, S. Romisch, P. C. Smith, D. Popovic, D. Z. Anderson and Z. Popovic, "A lens antenna array with adaptive optical processing," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, no. 5, pp. 607-617, May 2002.
24. H. H. Vo, C. C. Chen, P. Hagan and Y. Bayram, "A very low-profile UWB phased array antenna design for supporting wide angle beam steering," 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2016, pp. 1-8.
25. J. Y. Lau and S. V. Hum, "Analysis and Characterization of a Multipole Reconfigurable Transmitarray Element," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 1, pp. 70-79, Jan. 2011.
26. C. Koenen, U. Siart, T. F. Eibert, G. D. Conway and U. Stroth, "Design of a millimeter-wave phased array antenna for Gaussian beam shaping and steering," 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2016, pp. 1-4.
27. A. Maltsev, A. Sadri, A. Pudoyev and I. Bolotin, "Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling," in IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 11, no. 1, pp. 32-39, March 2016.
28. E. Carrasco, M. Barba and J. A. Encinar, "X-Band Reflectarray Antenna With Switching-Beam Using PIN Diodes and Gathered Elements," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 12, pp. 5700-5708, Dec. 2012.
29. T. A. Lam, D. C. Vier, J. A. Nielsen, C. G. Parazzoli and M. H. Tanielian, "Steering Phased Array Antenna Beams to the Horizon Using a Buckyball NIM Lens," in Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 10, pp. 1755-1767, Oct. 2011.
30. L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier and P. Pouliguen, "Circularly-Polarized Reconfigurable Transmitarray in Ka-Band With Beam Scanning and Polarization Switching Capabilities," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 2, pp. 529-540, Feb. 2017.

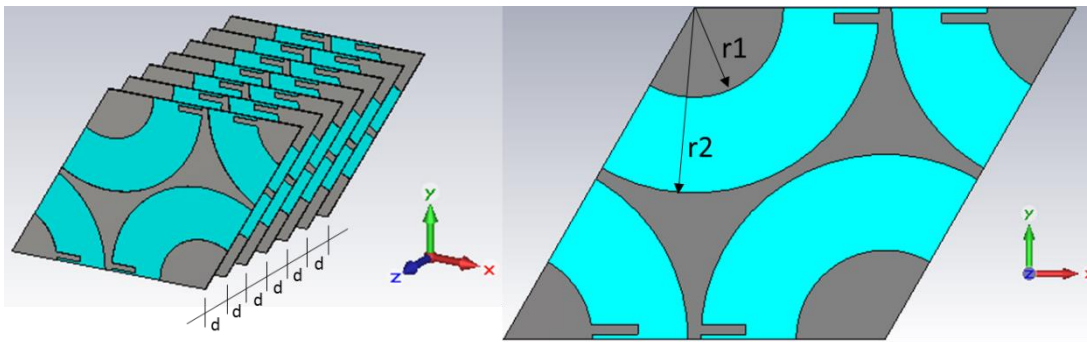
31. R. Mittra, C. H. Chan and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review," in Proceedings of the IEEE, vol. 76, no. 12, pp. 1593-1615, Dec. 1988.
32. Changhua Wan and J. A. Encinar, "Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 11, pp. 1233-1242, Nov 1995.

## 2.- Diseño de los elementos y del arreglo transmisivo de lentes basado en anillos resonantes.

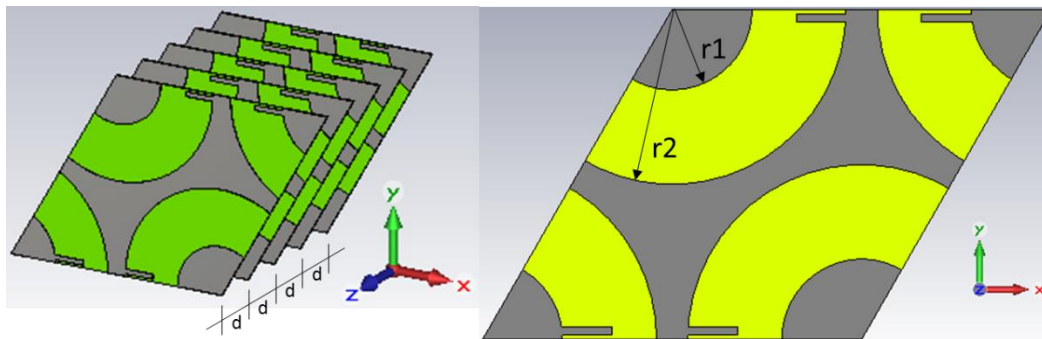
### 2.1 Introducción

Para dar inicio a este capítulo ilustraremos la estructura con la que se pretende trabajar, es un arreglo multicapa del tipo transmitivo que utiliza en sus capas FSS basadas en anillos circulares cargadas capacitivamente dispuestos en celda de tipo triangular equilateral. El diseño analizado utilizado presenta 2 variantes una con 5 capas y otra con 7. Se utilizará polarización circular para trabajar con las estructuras debido a su alta compatibilidad en el uso de anillos. Las figuras 2.1a y 2.1b ilustran las estructuras

El uso de ambas estructuras es con el fin de lograr un diseño que a frecuencia central de 36.5 GHz logre una polarización cruzada menor de -30 dB y factor de conversión mayor a -1 dB; y en toda la banda una polarización cruzada menor a -20 dB y un factor de conversión mayor a -1 dB



a) vista en perspectiva (izquierda) y vista frontal (derecha) en estructura de 7 capas



b) vista en perspectiva (izquierda) y vista frontal (derecha) en estructura de 5 capas

Figura 2.1.- Estructuras que se trabajaran en esta tesis

La estructura se compone de dos radios el interno  $r_1$  y el externo  $r_2$ , la distancia entre las capas se representa por la letra  $d$  y es menor a 1 mm para el diseño que se propone. Los radios  $r_1$  y  $r_2$  se relacionan de manera directa con la frecuencia de resonancia natural del anillo y con el ancho de banda en el que el anillo puede funcionar con características óptimas según el diseño.

El arreglo trabaja con polarización circular y el diseño de los capacitores debe ser tal que el coeficiente de transmisión para la componente horizontal tenga un desfase de  $180^\circ$  respecto a la

componente vertical transformando polarización circular derecha en la entrada a polarización circular derecha a la salida.

Es necesario hacer un pequeño resumen de la teoría de arreglos que nos permita entender el funcionamiento del arreglo propuesto. Considerando un arreglo planar de  $(2M + 1) \times (2N - 1)$  aperturas embebidas en un plano conductor infinito en la posición  $z=0$  dispuestas en una malla rectangular. La localización de cada elemento está definida por los índices  $(m, n)$  que corresponde a la localización física:

$$\boldsymbol{\rho}_{mn} = mb\hat{x} + nd\hat{y} \quad 2.1$$

Donde  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  son vectores unitarios a lo largo de los ejes  $x$  e  $y$ ,  $b$  y  $d$  son las separaciones entre elementos adyacentes en las direcciones de  $x$  e  $y$  respectivamente. En la región de espacio libre sobre el arreglo ( $z>0$ ) el campo eléctrico,  $\boldsymbol{\epsilon}(x, y, z)$ , es una superposición de ondas planas con la forma  $\mathbf{F}(k_x, k_y)e^{-jkr}$

$$\boldsymbol{\epsilon}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi} \iint_{-\infty}^{\infty} \mathbf{F}(k_x, k_y) e^{-jkr} dk_x dk_y \quad 2.2$$

Donde el vector de propagación es  $\mathbf{k} = k_x\hat{x} + k_y\hat{y} + k_z\hat{z} = \mathbf{k}_t + k_z\hat{z}$ ,  $|\mathbf{k}| = k$  y la cantidad  $k = 2\pi/\lambda$  donde  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre.

El campo  $\boldsymbol{\epsilon}(x, y, z)$  satisface la ecuación de onda cuando  $k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$ . Las ondas que se propagan corresponden a valores reales de  $k_z$ , es decir  $k^2 > k_x^2 + k_y^2$ ; mientras que para las ondas evanescentes  $k^2 < k_x^2 + k_y^2$ .

El campo eléctrico en la zona lejana, campo eléctrico en el punto  $P(r, \theta, \varphi)$  lejos de la apertura, es decir ( $r \rightarrow \infty$ ), es dado por:

$$\boldsymbol{\epsilon}(\mathbf{r})_{|r| \rightarrow \infty} = j \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} k'_z \left[ \mathbf{F}_t(k'_x, k'_y) - \frac{\mathbf{F}_t(k'_x, k'_y) \cdot \mathbf{k}'_t}{k'_z} \hat{z} \right] \quad 2.3$$

Donde el subíndice  $t$  denota la componente transversal a  $z$  de los vectores, y

$$k'_x = k \sin \theta \cos \varphi = kT_x \quad 2.4$$

$$k'_y = k \sin \theta \sin \varphi = kT_y \quad 2.5$$

$$k'_z = k \cos \theta = kT_z \quad 2.6$$

Las cantidades  $T_x$ ,  $T_y$  y  $T_z$  son los cosenos direccionales de  $\mathbf{r}$  con respecto a los ejes  $x$ ,  $y$  y  $z$ .

En la teoría de arreglos ordinaria se asume que el acoplamiento mutuo entre el campo de diferentes aperturas puede ser desestimado. Entonces para un arreglo rectangular con elementos idénticos la distribución del campo,  $\mathbf{E}_{mn}(x, y)$ , es igual a  $\mathbf{E}_{00}(x, y)$

$$\mathbf{E}_{mn}(x, y) = \mathbf{E}_{mn}(x + mb, y + nd) = \mathbf{E}_{00}(x^0, y^0) \quad 2.7$$

$$\mathbf{E}_{mn}(\boldsymbol{\rho}) = \mathbf{E}_{mn}(\boldsymbol{\rho}_{mn} + \boldsymbol{\rho}^0) = \mathbf{E}_{00}(\boldsymbol{\rho}^0) \quad 2.8$$

Donde  $\boldsymbol{\rho}^0 = x^0 \hat{x} + y^0 \hat{y}$  son las coordenadas de la apertura  $A_{00}$ . Tomando en cuenta lo anterior tenemos que:

$$\mathbf{F}_t(k'_x, k'_y) = \iint_{A_{00}} E_{00}(x^0, y^0) \exp(j\mathbf{k}'_t \cdot \boldsymbol{\rho}^0) dx^0 dy^0 \left[ \sum_{-M}^M \sum_{-N}^N V_{mn} \exp(j\mathbf{k}'_t \cdot \boldsymbol{\rho}_{mn}) \right] \quad 2.9$$

Las ecuaciones anteriores nos permiten conocer el campo eléctrico lejano con la siguiente ecuación

$$\varepsilon(\mathbf{r}) \Big|_{|r| \rightarrow \infty} = f(T_x, T_y) S_a(T_x, T_y) \quad 2.10$$

Donde

$$S_a(T_x, T_y) = \sum_{-M}^M \sum_{-N}^N V_{mn} \exp(j\mathbf{k}'_t \cdot \boldsymbol{\rho}_{mn}) = \sum_{-M}^M \sum_{-N}^N V_{mn} \exp\left(j2\pi \left(m \frac{b}{\lambda} T_x + n \frac{d}{\lambda} T_y\right)\right) \quad 2.11$$

$$f(T_x, T_y) = j \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \mathbf{k} \sqrt{1 - T_x^2 - T_y^2} - \hat{z} \mathbf{k} (T_x \hat{x} + T_y \hat{y}) \right] \iint_{A_{00}} E_{00}(x^0, y^0) e^{jk(T_x x^0 + T_y y^0)} dx^0 dy^0 \quad 2.12$$

La cantidad escalar  $S_a(T_x, T_y)$  se le conoce como factor de arreglo mientras que la cantidad escalar  $f(T_x, T_y)$  es llamada factor de elemento. El factor de arreglo es considerado el patrón de radiación de un arreglo de elementos isotrópicos. El factor de elemento especifica las características vectoriales de la zona de campo lejano, como polarización y orientación. Comúnmente para las aplicaciones de arreglos de fase el factor de elemento es una función más ancha con variaciones más lentas en función de  $(T_x, T_y)$ , en comparación con el factor de arreglo, en consecuencia la mayoría de las propiedades de la antena son determinadas principalmente por el factor de arreglo.

El factor de arreglo es una función doblemente periódica en  $T_x$  y  $T_y$  con periodos de  $\frac{\lambda}{b}$  y  $\frac{\lambda}{d}$  respectivamente. Usualmente un arreglo planar es diseñado para radiar en una sección semiesférica  $(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}; 0 \leq \varphi \leq 2\pi)$  que en términos de  $T_x$  y  $T_y$  corresponde a la región  $T_x^2 + T_y^2 \leq 1$ , lo que define una región circular de radio unitario en el plano  $T_x$ - $T_y$ ; esta región es conocida como el espacio real (región visible) y su complemento,  $T_x^2 + T_y^2 \geq 1$ , es el espacio imaginario (región invisible).

Asumimos que los voltajes,  $V_{mn}$ , son los necesarios para producir el patrón de radiación deseado. Un arreglo es desfasado cuando modificamos su iluminación aumentando la fase de manera lineal en la forma.

$$V_{mn} = V'_{mn} e^{j(m\psi_x + n\psi_y)} \quad 2.13$$

Donde  $\psi_x$  y  $\psi_y$  son los incrementos de fase entre los elementos adyacentes del arreglo en  $x$  y  $y$  respectivamente. Entonces tenemos que el factor de arreglo es:

$$S'_a = \sum_{-M}^M \sum_{-N}^N V_{mn} \exp\left\{j \left[ \frac{2\pi b}{\lambda} \left( T_x + \frac{\psi_x}{2\pi b/\lambda} \right) + \frac{2\pi d}{\lambda} \left( T_y + \frac{\psi_y}{2\pi d/\lambda} \right) \right] \right\} \quad 2.14$$



El nuevo factor de arreglo es similar al anterior con la diferencia de que el nuevo esta desplazado por  $T_{x0}$  y  $T_{y0}$  en las direcciones  $T_x$  y  $T_y$  respectivamente con

$$T_{x0} = -\frac{\psi_x}{2\pi b/\lambda} \quad , \quad T_{y0} = -\frac{\psi_y}{2\pi d/\lambda} \quad 2.15$$

Si los desfases agregados son controlados de manera correcta el rayo principal puede escanear el espacio entero.

Debido a la periodicidad del arreglo en el plano  $T_x$ - $T_y$ , la sombra del lóbulo principal y sus lóbulos laterales se repite en intervalos de  $\lambda/b$  y  $\lambda/d$  en las direcciones  $T_x$  y  $T_y$  respectivamente.

Cuando se trabaja una celda triangular se cambia en eje  $y$  por un eje auxiliar  $\eta$  como se representa en la figura 2.1

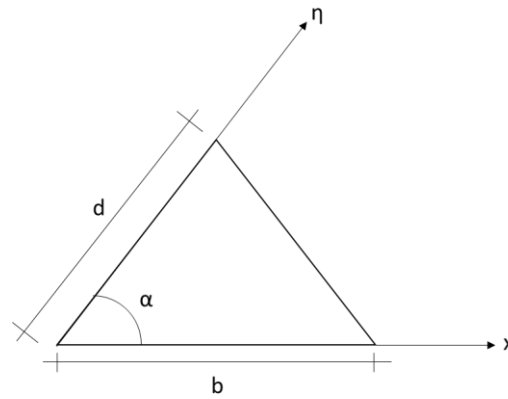


Figura 2.2.- Representación de los ejes auxiliares para una celda triangular

Con este cambio se obtienen pendientes de cambio de fase lineal relacionados a los ejes  $x$  y  $\eta$ , similares a las pendientes antes definidas en las ecuaciones 2.4 y 2.5. La pendiente  $k_x$  permanece como en la ecuación 2.4 y la pendiente  $k_y$  permanece como en la ecuación 2.5., pero la pendiente en el eje  $\eta$  se define como:

$$k_\eta = k \sin \theta \cos(\varphi - \alpha) - k_x \cos \alpha - k_y \sin \alpha \quad 2.16$$

Con base en el diagrama de la figura 2.2 y la definición de las pendientes de cambio de fase lineal, los cambios de fase entre los elementos se calculan como:

$$\psi_x = k_{x0} b \quad 2.17$$

$$\psi_\eta = k_{\eta0} d \quad 2.18$$

Al hablar del caso de estudio particular a esta tesis las cantidades  $b$  y  $d$  son iguales y el ángulo  $\alpha$  corresponde a  $\pi/3$ , estas son las características de un triángulo equilátero.

Suponiendo que el al interior del anillo, el capacitor se rota un ángulo  $\gamma$  se sabe que la onda incidente de polarización circular que atravesase por una serie de anillos en cascada obtendrá un desfase de  $2\gamma$ . Aplicando las ecuaciones 2.17 y 2.18 a la estructura de un anillo y suponiendo un desfase entre anillos en el eje  $x$  de  $n\gamma_x$  y en el eje  $\eta$  de  $m\gamma_\eta$ , donde  $n$  indica el número de elemento en  $x$  y  $m$  el número de elemento en el eje  $\eta$ , tenemos que:

$$\psi_x = 2\gamma_x = 2kb \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \quad 2.19$$

$$\psi_\eta = 2\gamma_\eta = kb \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \alpha) - kb \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \cos \alpha - kb \sin \theta_0 \sin \varphi_0 \sin \alpha \quad 2.20$$

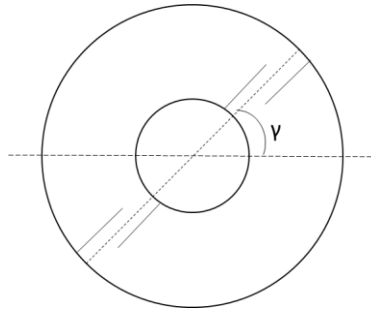


Figura 2.3.- Anillo con los capacitores rotados un ángulo  $\gamma$

Las ecuaciones 2.19 y 2.20 en combinación con la geometría de la celda unitaria que se desee se puede conocer la dirección de elevación  $\theta_0$  y la dirección de azimut  $\varphi_0$ . en los que el lóbulo principal se desviara, según la rotación de los capacitores respecto a  $x$  ( $\gamma_x$ ) y respecto a  $\eta$  ( $\gamma_\eta$ ). Las ecuaciones 2.19 y 2.20 también pueden usarse para determinar la rotación de los capacitores basados en la dirección a la que deseamos dirigir el lóbulo principal.

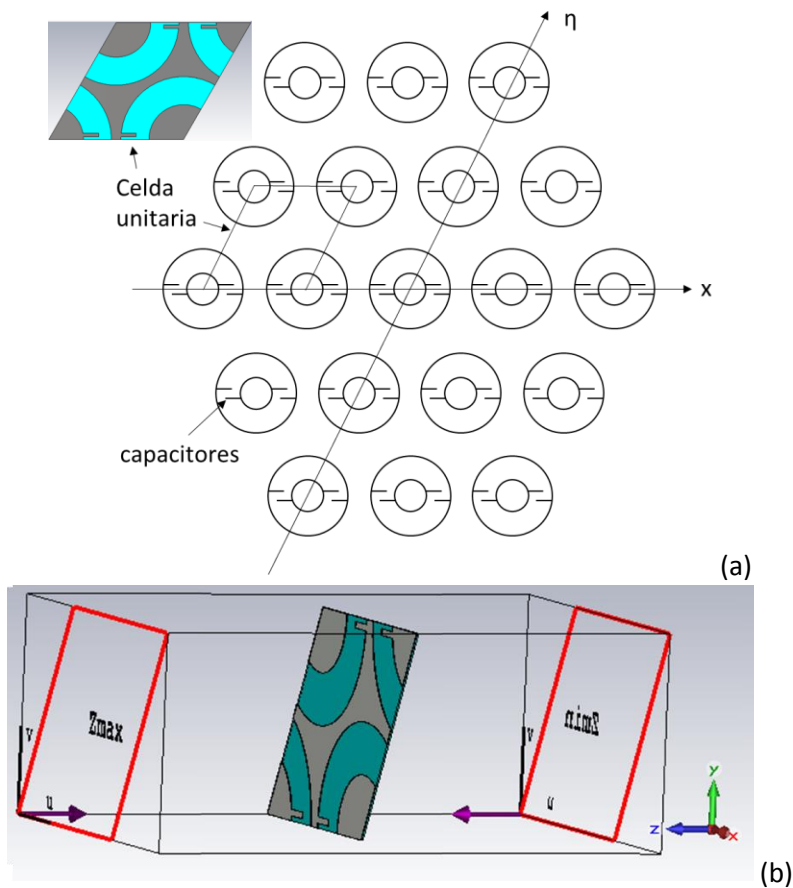


Figura 2.4.- a) Representación de la FSS basada en anillos dispuesto en malla triangular, b) puertos en la celda unitaria

Considerando una estructura FSS basada en anillos dispuestos en malla triangular (como la presentada en la figura 2.4) podemos analizar las propiedades reflectivas y transmitivas del arreglo, dichas propiedades pueden ser representadas mediante una matriz de dispersión. La representación de una matriz de dispersión requiere considerar cada lado del elemento en dirección de  $z^-$  como un puerto en el que la energía de las ondas electromagnéticas puede entrar o salir. Para cada modo de las ondas electromagnéticas ( $TE_{nm}$  y  $TM_{nm}$ ) existen parámetros de dispersión, sin embargo, caracterizamos la estructura únicamente con los modos que se propagan. Supongamos una onda incidente  $a^{XY}$  que atraviesa la estructura FSS caracterizada por la matriz de dispersión  $S^{XY}$ , la onda que se dispersa la representaremos por  $b^{XY}$  y se relacionan los tres términos según la ecuación 2.21<sup>[6]</sup>:

$$b^{XY} = S^{XY} a^{XY} \quad 2.21$$

Suponiendo un elemento simétrico a los tres planos principales la ecuación 2.21 se expande como la ecuación 2.22

$$\begin{bmatrix} b_1^x \\ b_1^y \\ b_2^x \\ b_2^y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_x & 0 & T_x & 0 \\ 0 & \Gamma_y & 0 & T_y \\ T_x & 0 & \Gamma_x & 0 \\ 0 & T_y & 0 & \Gamma_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^x \\ a_1^y \\ a_2^x \\ a_2^y \end{bmatrix} \quad 2.22$$

En la ecuación anterior los términos denominados por  $a$  hacen referencia a la onda incidente, los términos  $b$  refieren a la onda dispersada,  $\Gamma_x$  es el coeficiente de reflexión para la componente paralela al eje  $x$ ,  $\Gamma_y$  es el coeficiente de reflexión para la componente paralela al eje  $y$ ,  $T_x$  es el coeficiente de transmisión para la componente paralela al eje  $x$  y  $T_y$  es el coeficiente de transmisión para la componente paralela al eje  $y$ .

Si la estructura completa sufre un movimiento de rotación de  $\psi$  respecto al eje  $z$  la matriz de dispersión se modifica de la según la ecuación 2.23

$$S_\psi^{XY} = R_\psi^{-1} S^{XY} R_\psi \quad 2.23$$

Donde la matriz de rotación  $R_\psi$  está definida según la ecuación 2.24

$$R_\psi = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \psi & \sin \psi \\ 0 & 0 & -\sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \quad 2.24$$

Si se trabaja con polarización circular se puede hacer una transformación de la matriz  $S^{XY}$  a una matriz  $S^{CP}$  que nos hable de polarización circular izquierda y derecha, lo mismo aplica para las ondas incidentes y dispersadas. En la ecuación 2.25 se representa lo anterior tomado  $l$  como polarización circular izquierda y  $r$  como derecha:

$$\begin{bmatrix} b_1^l \\ b_1^r \\ b_2^r \\ b_2^l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{lr} & S_{11}^{ll} & S_{12}^{ll} & S_{12}^{lr} \\ S_{11}^{rr} & S_{11}^{rl} & S_{12}^{rl} & S_{12}^{rr} \\ S_{21}^{rr} & S_{21}^{rl} & S_{22}^{rl} & S_{22}^{rr} \\ S_{21}^{lr} & S_{21}^{ll} & S_{22}^{ll} & S_{22}^{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^l \\ a_1^r \\ a_2^r \\ a_2^l \end{bmatrix} \quad 2.25$$

Las ecuaciones de transformación entre  $S^{XY}$  y  $S^{CP}$  están representadas de la ecuación 2.26 a la 2.31:

$$S_{11}^{lr} = S_{11}^{rl} = S_{22}^{rl} = S_{22}^{lr} = \frac{1}{2}(\Gamma_x + \Gamma_y) \quad 2.26$$

$$S_{12}^{ll} = S_{12}^{rr} = S_{21}^{rr} = S_{21}^{ll} = \frac{1}{2}(T_x + T_y) \quad 2.27$$

$$S_{11}^{rr} = S_{22}^{ll} = \frac{1}{2}(\Gamma_x - \Gamma_y)e^{j2\psi} \quad 2.28$$

$$S_{11}^{ll} = S_{22}^{rr} = \frac{1}{2}(\Gamma_x - \Gamma_y)e^{-j2\psi} \quad 2.29$$

$$S_{12}^{rl} = S_{21}^{lr} = \frac{1}{2}(T_x - T_y)e^{j2\psi} \quad 2.30$$

$$S_{12}^{lr} = S_{21}^{rl} = \frac{1}{2}(T_x - T_y)e^{-j2\psi} \quad 2.31$$

En atención a la ecuación 2.30 y 2.31 podemos observar que para poder tener polarización circular izquierda de polarización circular derecha es necesario que  $T_x = -T_y$  para garantizar que la conversión sea máxima.

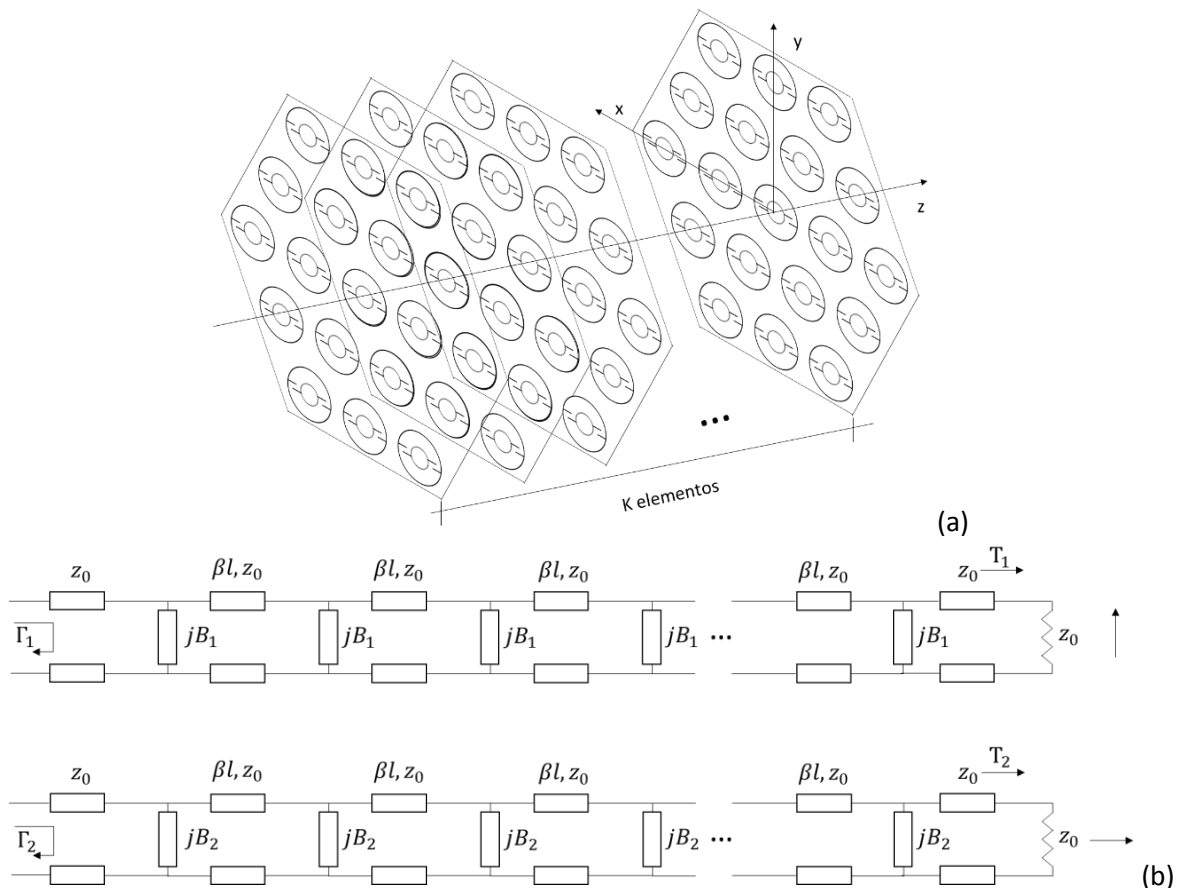


Figura 2.5 (a) Estructura multicapa (b) 2 posibles circuitos equivalentes de la estructura

En la presente tesis se trabaja con arreglos resonantes transmitivos en una estructura multicapa. Las estructuras multicapas consisten en K arreglos alineados uno tras el otro (como ilustra en la figura 2.5a), pueden ser idénticos o cada capa puede tener sus propiedades dispersivas. Las K capas contribuyen a lograr parámetros de dispersión de la estructura total cercanos a los requeridos en el diseño.

Dada la existencia de los capacitores la dispersión de la onda depende de su polarización. Existe un circuito equivalente para la componente horizontal de polarización y otro para la componente vertical (como se observa en la figura 2.5b). Para el trabajo de tesis se pretende utilizar polarización circular derecha y transformarla en izquierda lo que requiere que entre los coeficientes de transmisión de cada circuito equivalente existan  $180^\circ$ .

Como se discutió en el capítulo 1, el diseño de los elementos que conforman la celda unitaria en estructuras de arreglos es un paso muy importante para lograr las metas propuestas. En este capítulo se plantea la idea de usar filtros de Bessel como primera aproximación de diseño de los elementos que conforman el arreglo. Se hacen experimentos con los filtros de Bessel debido a sus características de retraso constante, lo que nos es de utilidad al buscar una diferencia de fase constante de  $180^\circ$  entre 2 filtros de este tipo.

La antena cuyo diseño se pretende convierte polarización circular derecha (RHCP) en izquierda (LHCP) usando anillos resonantes como elementos de desfase, 2 condiciones son importantes para que se consiga dicha polarización. Supongamos 2 ejes ortogonales en el anillo y sobre cada eje viaja una componente de la onda, sobre el eje paralelo a "x" viaja A y sobre el eje paralelo a "y" viaja B entonces para que el arreglo convierta de RHCP a LHCP sin que existan pérdidas es necesario que los coeficientes de transmisión de todo el arreglo cumplan con:

$$|T_A| = |T_B| = 1 \quad 2.32$$

$$\angle T_A - \angle T_B = 180^\circ \quad 2.33$$

Consideremos que el un anillo resonante puede ser aproximado circuitalmente como un circuito tanque LC como se muestra en la figura 2.6. Si se carga capacitivamente alguno de los modos esto equivaldría a agregar un capacitor en paralelo al circuito tanque que representa al anillo, si se tiene el anillo sin cargas el modelo circuital es el mismo en ambos modos.

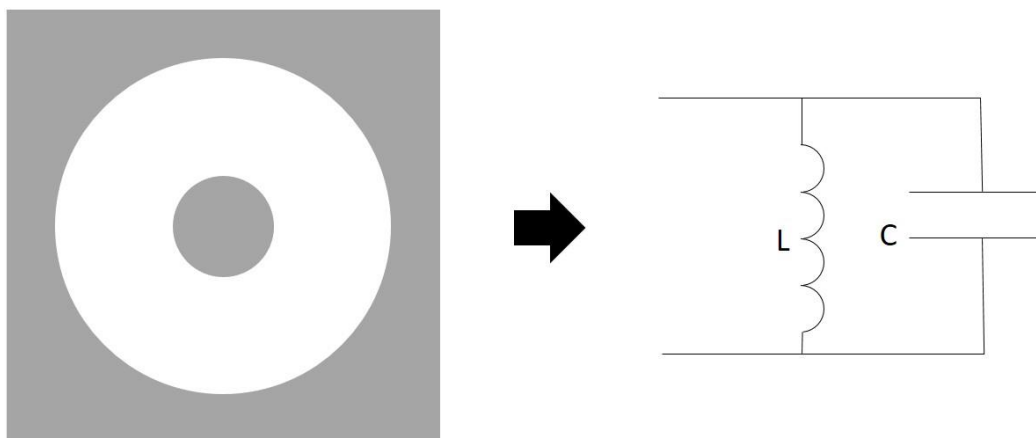


Figura 2.6.- Modelo circuital de un anillo resonante

## 2.2.- Experimento con funciones de Bessel

Los filtros de Bessel son filtros elípticos cuya característica principal es que tiene dentro de la banda de diseño un retraso constante  $t=\tau$  [seg]. Tienen una función de transferencia de la forma

$$H(s) = \frac{A_0}{\sum_{i=0}^N A_i * s^i} \quad 2.34$$

Donde N es el orden del filtro de Bessel,  $A_0$  es el termino independiente y  $A_i$  es cada uno de los términos del polinomio de Bessel de orden N. Los polinomios de Bessel pueden calcularse usando la tabla 2.1 de coeficientes obtenida de [1].

Orden/ Coeficientes	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
1	1	1							
2	1	3	3						
3	1	6	15	15					
4	1	10	45	105	105				
5	1	15	105	420	945	945			
6	1	21	210	1260	4725	10395	10395		
7	1	28	378	3150	17325	62370	135135	135135	
8	1	36	630	6930	51975	270270	945945	2027025	2027025

Tabla 2.1.- Polinomios de Bessel<sup>[1]</sup>

Esta forma de la función de transferencia nos da un filtro paso bajas. Los filtros de Bessel despiertan interés para el caso del arreglo que se pretende en esta tesis debido a que aseguran un desfase plano en el ancho de banda del filtro.

Como ya se describió antes un desfase entre los coeficientes de transmisión de  $180^\circ$  es necesario para la conversión de polarización circular derecha a izquierda. Los desfases planos en los coeficientes de transmisión ayudan a mantener la diferencia de fase entre los coeficientes de transmisión de  $180^\circ$  en toda la banda.

Considerando la respuesta en fase de los filtros de Bessel y tomando las ideas de [1] y [2] se pretende construir un filtro paso banda y desplazarlo para poder obtener una zona donde el coeficiente de transmisión sea cercano a 1 y la diferencia de fase en ambos modos sea de  $180^\circ$  esto como manera de encontrar una estructura eficiente a nuestras necesidades.

La tabla 2.1 nos indica los coeficientes que deberá tener el polinomio que se utiliza como divisor en la ecuación matemática que describe el comportamiento del filtro según el orden que se desee.

Se tendrán 2 filtros de Bessel y cada filtro será asociado a uno de los ejes en el anillo. Si se encuentra un diseño que sea aceptable se usara el circuito equivalente de un filtro paso banda para obtener los valores con los que se construirán los anillos de la FSS, así como las capacitancias con las que se cargaran dichos anillos.

Para transformar de filtro paso bajas a un filtro paso bajas se ocupó la transformación tomada de [1]

$$s \rightarrow A * \left( \frac{\omega_0}{\omega} + \frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad 2.35$$

Donde  $\omega_0$  es la frecuencia angular central,  $\omega$  la frecuencia angular y  $A$  es el cociente de la frecuencia angular sobre el ancho de banda angular

Para el diseño del filtro paso banda y su desplazamiento en frecuencia se deben cumplir que el coeficiente de transmisión en la banda sea mayor a -1 dB, un traslape de los valores de magnitud del coeficiente de reflexión a una frecuencia de 36.5 GHz y la diferencia de fase entre ambos filtros debe ser de 180° en la banda deseada.

La ecuación 2.35 en combinación con la ecuación 2.34 forma una función de transferencia que posee dos grados de libertad el primero es el factor  $A$  y el segundo es el orden del filtro, que está limitado a orden 8 para no crear rizados significativos dentro de la banda y tener un desempeño adecuado.

La primera simulación es utilizando 2 filtros de Bessel de orden 1 con un valor de  $A$  igual a 2 y cuyas frecuencias de resonancia están en 32.1 GHz y la otra en 41.5 GHz. Los resultados se ilustran en la figura 2.7.

La diferencia de fase existente entre los coeficientes de transmisión de ambos filtros va de los 55° a los 46° y el coeficiente de transmisión tiene mínimos de -3 dB lo cual es una pérdida muy grande para nuestro diseño.

Debido a estos resultados se siguió experimentando con los filtros de Bessel cambiando el orden y el factor  $A$  de la ecuación 2.35

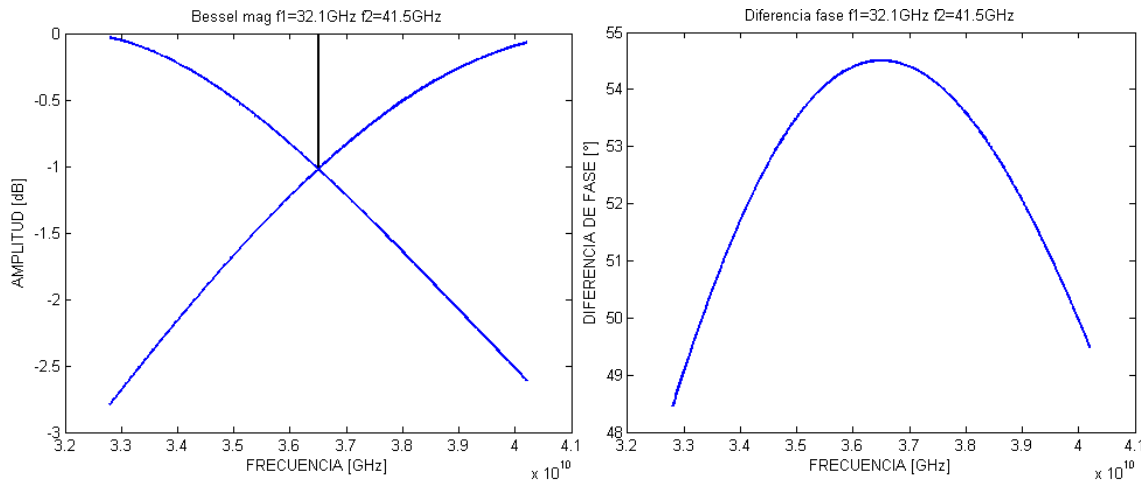


Figura 2.7.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 1 con  $A=2$

Para el segundo experimento se mantuvo el orden 1 pero el factor  $A$  se modificó a 3 para observar los cambios. Las frecuencias de resonancia para este caso están ubicadas en 33.5 GHz y 39.75 GHz. Los resultados de estas modificaciones se ilustran en la figura 2.8.

La separación entre las frecuencias se redujo para lograr ángulos de desfase cercanos al resultado anterior.

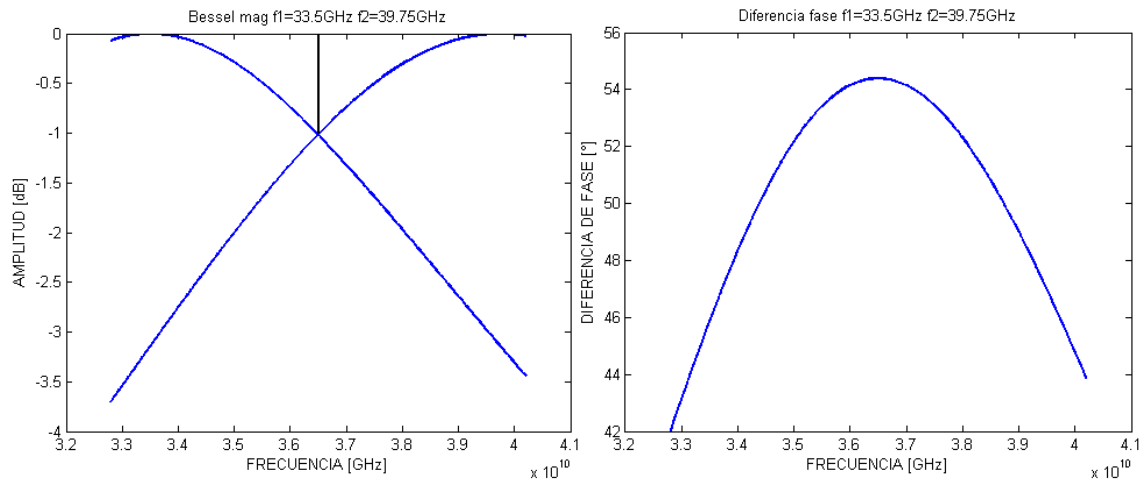


Figura 2.8.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 1 con A=3

Es importante considerar que si el desplazamiento de frecuencias es menor la diferencia entre los valores de capacitancia entre ambos filtros también lo es.

En el tercer experimento teórico que involucra filtros de Bessel de orden uno se llevó a cabo con A=4 y frecuencias de resonancia de 34.25 GHz y 38.9 GHz. Dichos resultados se observan de manera gráfica en la figura 2.9.

Nuevamente existe una reducción en la separación entre las frecuencias de resonancia. Sin embargo, al observar la respuesta de fase contra frecuencia podemos notar que el rango de fases que puede tomar el diseño aumenta

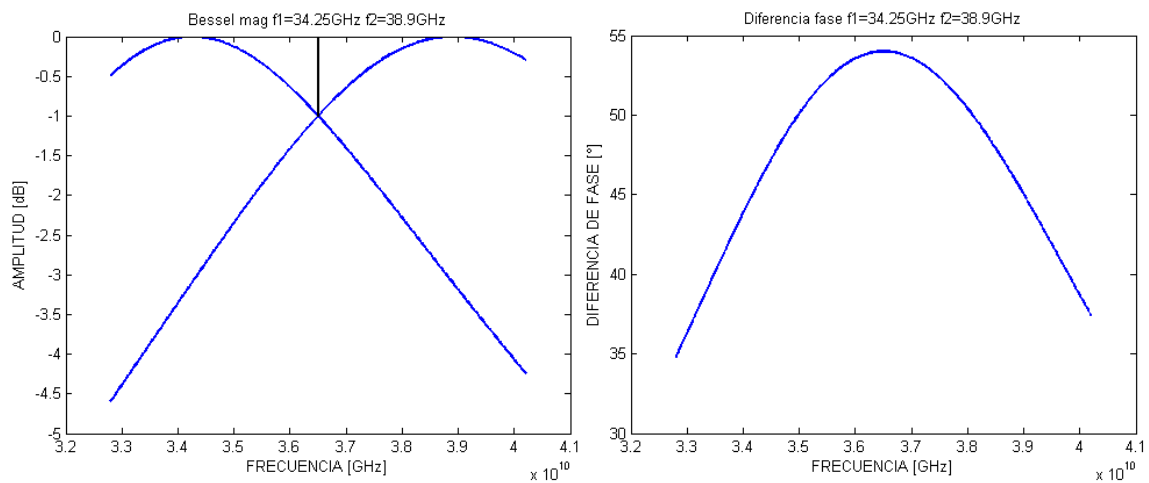


Figura 2.9.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 1 con A=4

Para finalizar la experimentación con filtros de orden 1 se diseña uno con A=5. Las frecuencias de resonancia son de 34.7 GHz y 38.4 GHz. Los resultados se ilustran en la figura 2.10.



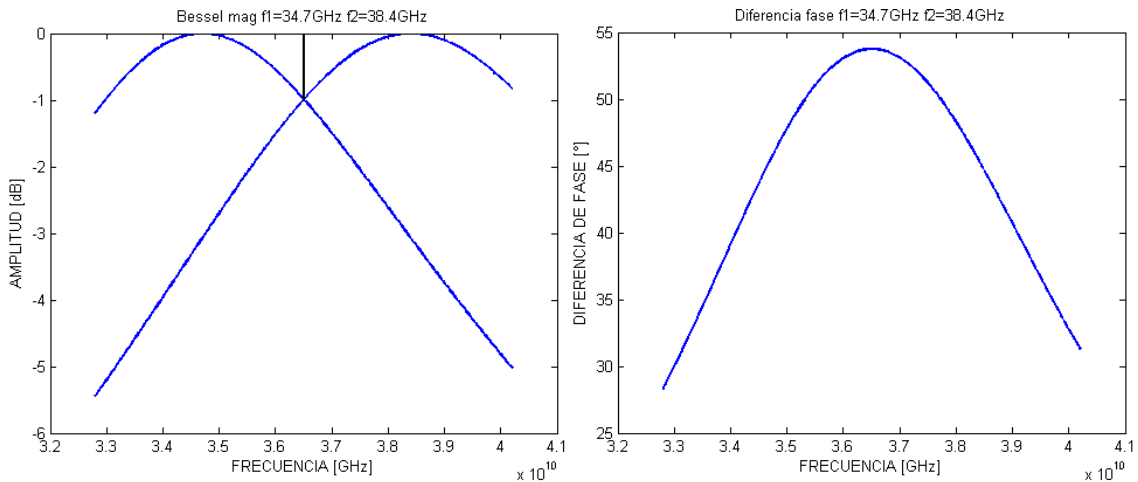


Figura 2.10.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 1 con A=5

Observamos que en los 4 diseños el ángulo máximo de desfase entre los coeficientes de transmisión de los filtros era cercano a los  $55^\circ$ . El rango de valores entre los ángulos de desfase fue de  $9^\circ$  cuando  $A=1$  y de más de  $20^\circ$  cuando  $A=5$ . La separación entre las frecuencias de resonancia es de 9.4 GHz cuando  $A=1$  y de 3.7 cuando  $A=5$ . Se puede notar que la magnitud del coeficiente de transmisión de los filtros presenta una caída muy grande de hasta -3 dB

El ángulo de desfase entre ambos filtros es aún lejano a los  $180^\circ$  que exige nuestro diseño por lo que es necesario aumentar el orden del filtro y seguir los pasos realizados con el orden 1.

Para lograr una mayor diferencia en el ángulo de desfase entre ambos filtros se aumentó el orden de los filtros a un orden 4, con valor de  $A=2$  y frecuencias de resonancias de 26.8 GHz y 49.8 GHz. Los resultados se ilustran en la figura 2.11

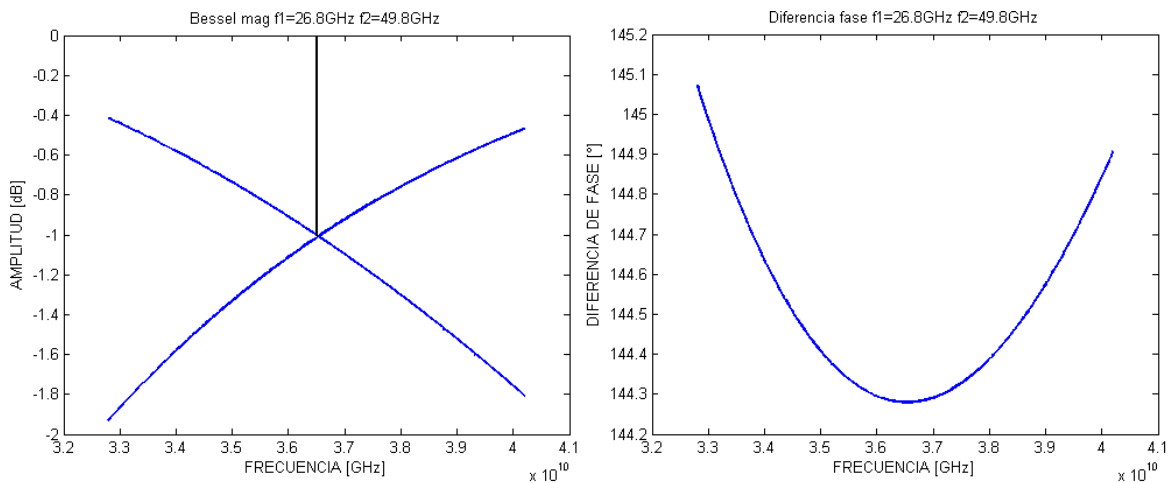


Figura 2.11.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 4 con A=2

La diferencia del ángulo de desfase entre ambos filtros es de  $144.3^\circ$  a  $145^\circ$ ; sin embargo, el coeficiente de transmisión aun presenta valores tan bajos como -2 dB. Las frecuencias de resonancia están muy separadas entre sí.

Las características del filtro anterior aun no satisfacen la diferencia de fase de  $180^\circ$  con un coeficiente de transmisión mayor a  $-1$  dB. Por ese motivo se diseñó un segundo par de filtros de orden 4 con factor  $A=3$  y frecuencias de resonancia de  $29.7$  GHz y  $44.9$  GHz. Los resultados se ilustran en la figura 2.12.

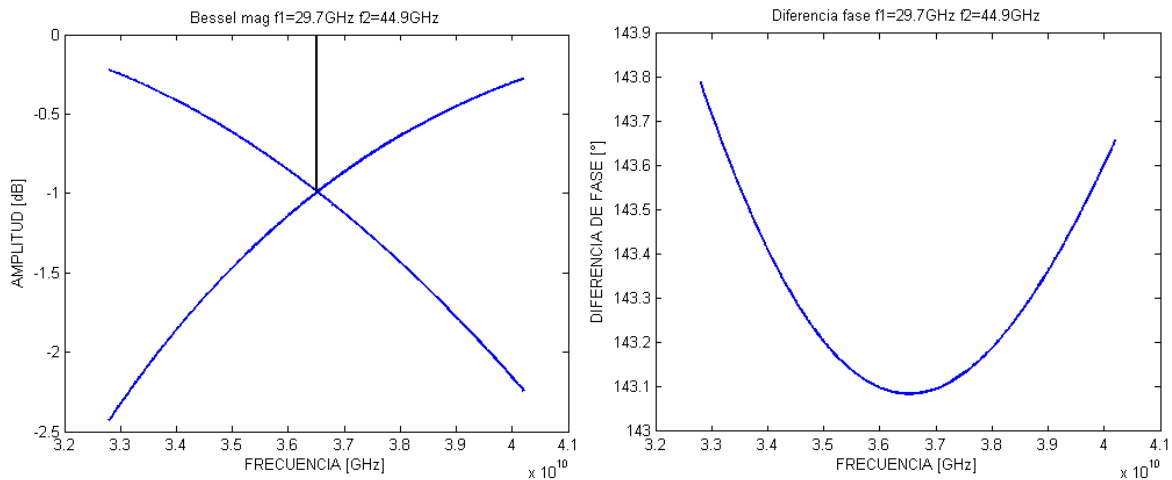


Figura 2.12.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 4 con  $A=3$

La diferencia de fase lograda es de prácticamente  $143^\circ$  sin embargo el coeficiente de transmisión tiene caídas de menos de  $-2$  dB lo cual no es deseable. Las frecuencias de resonancia se encuentran con una ligera menor separación entre ellas.

Para finalizar con los filtros en orden 4 probaremos un diseño donde el factor  $A=5$  y las frecuencias de resonancia son  $32.2$  GHz y  $41.4$  GHz respectivamente, lo anterior con el fin de lograr mejorar las características de los filtros. Lo obtenido de esta combinación se ilustra en 2.13.

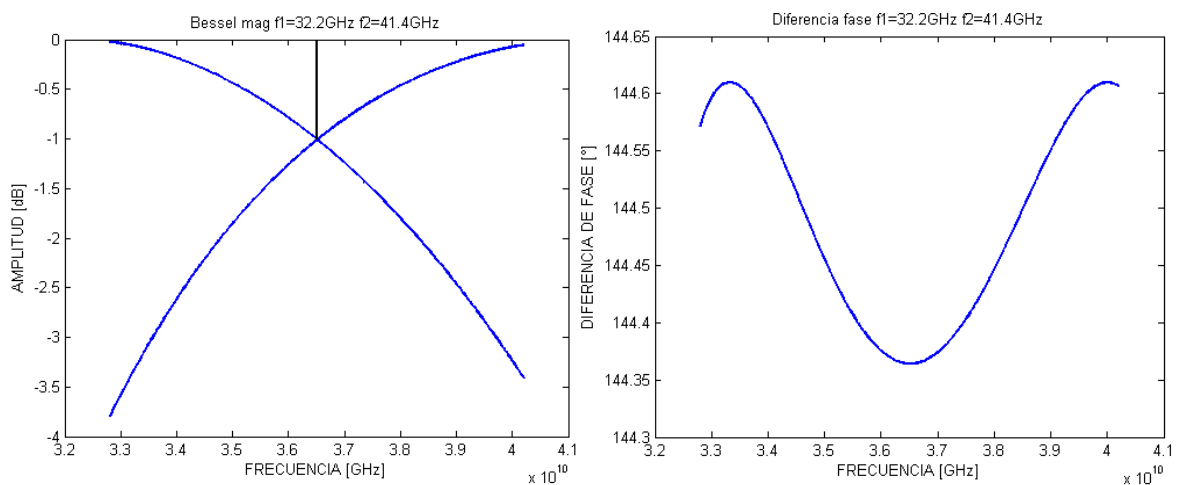


Figura 2.13.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 4 con  $A=5$

Se observa que la diferencia de fase es una respuesta casi plana en  $144.5^\circ$ , pero el coeficiente de transmisión de ambos filtros tiene caídas mayores a los  $-3$  dB lo cual es inaceptable en el diseño.

Hasta ahora se observa que la diferencia de fase parece conservarse cuando se trabajan filtros en el mismo orden, aunque A varié. Aun así, no se satisface aun la diferencia de fase de  $180^\circ$  y el coeficiente de transmisión mayor a  $-1$  dB.

En la búsqueda de satisfacer las necesidades del diseño probé el diseño de un par de filtros Bessel de orden 5 con factor  $A=2$  y frecuencias de resonancia en los 25.7 GHz y los 51.7 GHz respectivamente. Obteniendo los resultados observados en la figura 2.14.

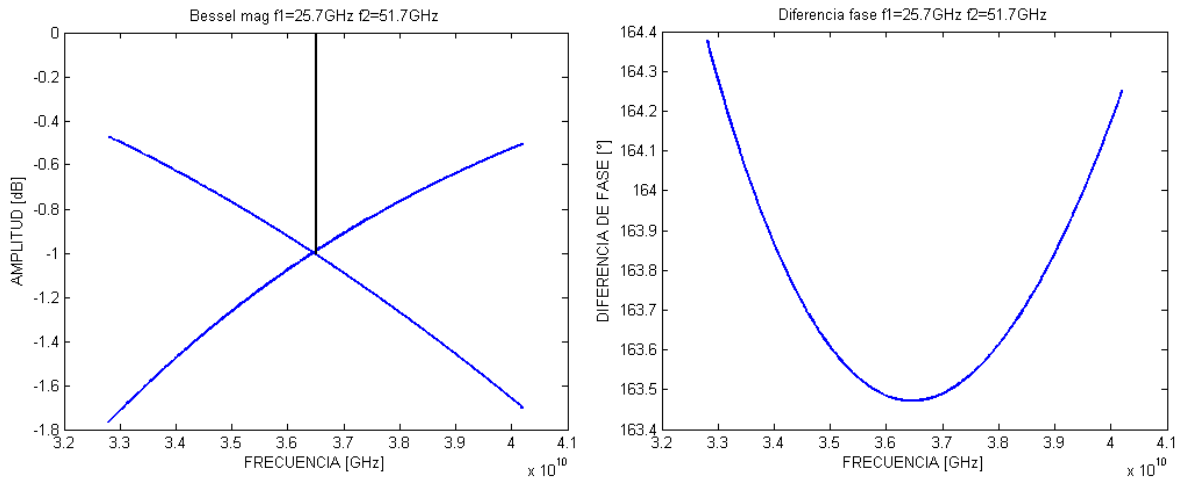


Figura 2.14.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 5 con  $A=2$

Se puede notar que la diferencia de fase ronda los  $164^\circ$  y el coeficiente de transmisión tiene caídas mayores a los  $-1.6$  dB. Lo anterior nos dice que el diseño buscado aún no ha sido alcanzado, aunque la diferencia de fase ya se encuentra cerca de los  $180^\circ$ . Las frecuencias de resonancia tienen una separación muy grande lo que produce un diseño difícil de construir.

Continuando con el trabajo que realizaba, se probó el diseño de un par de filtros de Bessel de orden 6 con  $A=2$  y frecuencia de resonancia en 25 GHz y 53.4 GHz, como se ve en la figura 2.15.

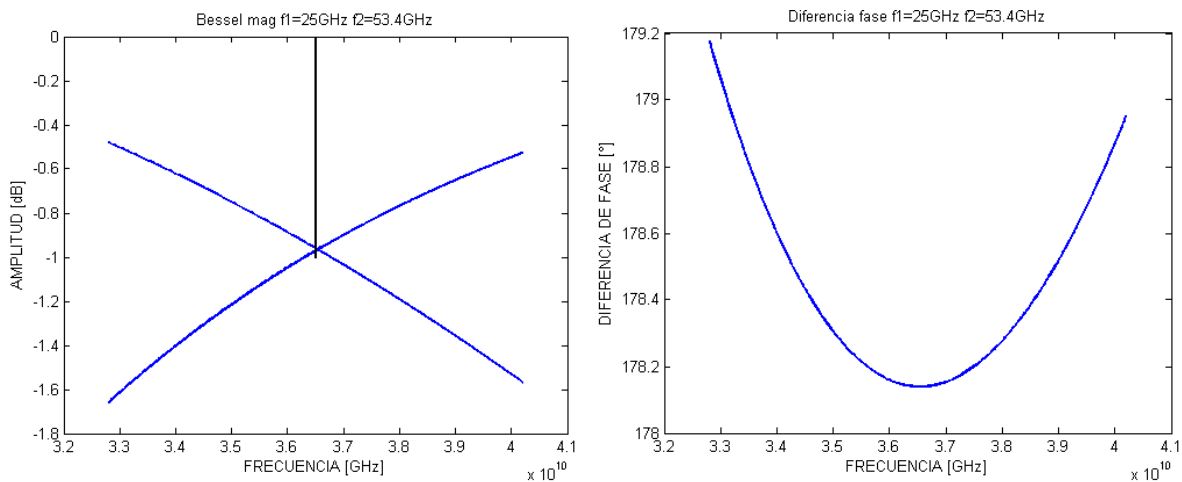


Figura 2.15.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 6 con  $A=2$

Este orden del filtro y factor A logran una diferencia de fase cercana a los 180°, pero su respuesta en magnitud tiene una caída de casi -1.7 dB. Las frecuencias de resonancia son muy lejanas entre si lo que convierte en el diseño en difícil de implementar.

Con el fin de reducir la separación entre las frecuencias de resonancia se aumentó el factor A tomando el valor de 4 para un nuevo par de filtros de orden 6 con frecuencias de resonancia en 30.1 GHz y 44.3 GHz respectivamente. Los resultados son los ilustrados por la figura 2.16.

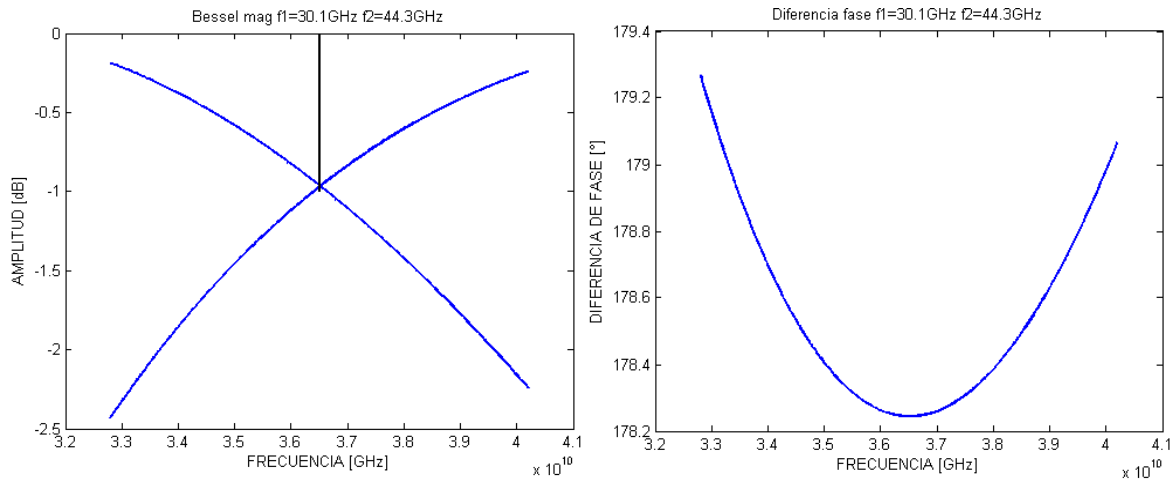


Figura 2.16.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 6 con A=4

Aunque la diferencia de fase es cercana a los 180° y las frecuencias de resonancia son más cercanas el coeficiente de transmisión tiene caídas de casi -2.5 dB lo cual descarta el diseño del filtro para su uso en la construcción de la celda unitaria de nuestra antena.

Se intentó lograr un diseño viable para la realización de la celda unitaria se eligió subir el orden del filtro. Diseñé un par de filtros de orden 8 con factor A=4 y frecuencias de resonancia en 30.05 GHz y 44.35 GHz respectivamente. El comportamiento de estos filtros se ilustra en la figura 2.17.

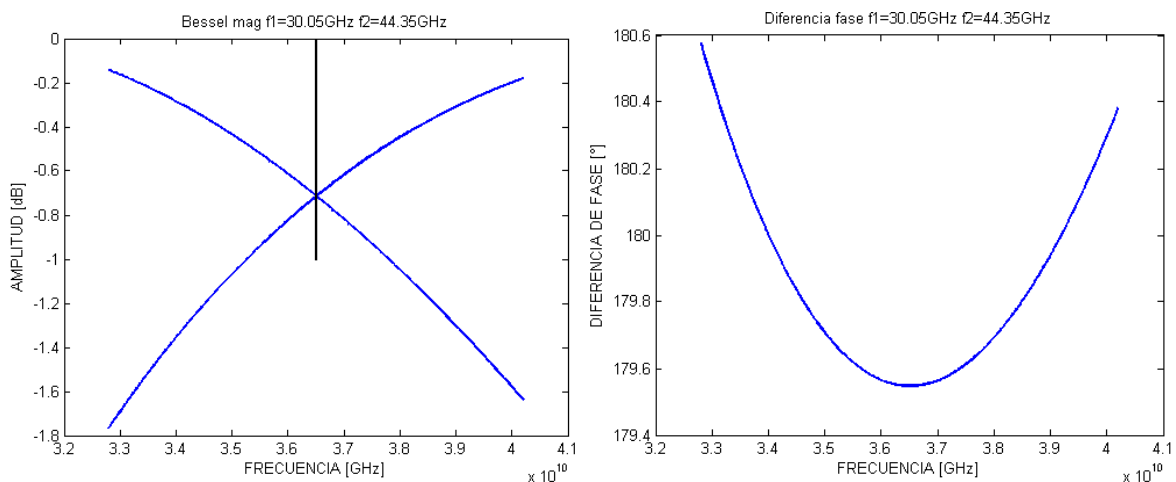


Figura 2.17.- Respuesta de los filtros de Bessel de orden 8 con A=4

Se observa un diseño en el cual la diferencia de fase ronda los  $180^\circ$  que buscábamos. La separación entre la frecuencia de resonancia es de 14.3 GHz. El coeficiente de transmisión de los filtros no es aceptable ya que cae hasta -1.8 dB

Programando la función de transferencia en un programa de análisis matemático podemos observar que:

La diferencia de fase está en función del orden del filtro y el valor de amplitud en el cruce de ambos filtros

Al hacer crecer el factor A la respuesta en fase tiene cambios menores y el desplazamiento entre frecuencias también es menor.

Algunas de las ventajas observadas en el uso de filtros de Bessel son:

- Un retardo constante en la banda de diseño según el ancho de banda deseado y el orden del filtro.

- Una diferencia de fase con variaciones pequeñas en toda la banda lo que garantiza que en toda la banda la diferencia de fase sea prácticamente plana.

Algunas de las desventajas observadas son:

- Para lograr un desfase de  $180^\circ$  es necesario un orden alto en el filtro de Bessel lo cual dificultara su implementación.

- La magnitud del coeficiente de transmisión de los filtros de Bessel presenta caídas grandes lo que es una característica no deseada en el diseño de la celda unitaria.

La aplicación de los filtros de Bessel no fueron capaces de satisfacer las necesidades de nuestro problema principalmente por tres razones:

La separación entre las frecuencias de resonancia era elevada lo que produciría una diferencia entre la impedancia capacitiva de los filtros muy elevada e imposible de lograr para los anillos cargados capacitivamente.

El coeficiente de transmisión tenía caídas muy grandes en su magnitud lo que produce dos efectos:

- El primero es la destrucción de la polarización circular de la onda.

- El segundo corresponde a pérdidas mucho mayores a las aceptadas en nuestros objetivos de diseño.

La diferencia de fase de  $180^\circ$  solo es posible cuando se ocupan filtros de Bessel de alto orden lo cual complica su implementación.

### 2.3.- Diseño de los elementos según su coeficiente de reflexión

El principio de diseño es similar al utilizado con anterioridad en los filtros de Bessel. En este caso cada capa se modela como un circuito inductivo capacitivo (LC) en serie donde para cada componente, horizontal y vertical, el valor capacitivo es diferente.

El anillo resonante se diseña de tal manera que las resonancias de ambas componentes, vertical y horizontal, se encuentren en diferentes frecuencias y en la frecuencia central exista un cruce en el valor del coeficiente de reflexión. El diseño de la celda se ilustra en la figura 2.18.

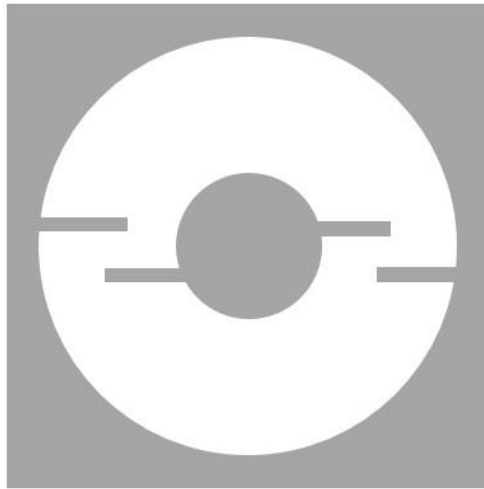


Figura 2.18.- Anillo que se utilizará en el diseño

El anillo que se utilizará será cargado capacitivamente haciendo uso de capacitores interdigitales para que la componente ortogonal de la onda pueda ser desplazada mediante su coeficiente de transmisión.

Aunque se conoce el modelo circuital del anillo para el diseño del anillo se hará uso de un programa matemático con un modelo de onda completa basado en el método de momentos para ajustar el anillo a los coeficientes de reflexión.

La diferencia de fase de  $180^\circ$  no se logra con una sola capa para poder lograrla es necesario de un diseño multicapa, se escogió el uso de diseños con base en 5 y 7 capas para un arreglo transmitivo.

Sabemos por [6] que si se quiere diseñar un elemento con cargas capacitivas el coeficiente de reflexión en frecuencia central de un solo anillo debe ser  $|\Gamma_A| = |\Gamma_B| = 0.2952$  cuando se va a construir un arreglo de 5 capas, y  $|\Gamma_A| = |\Gamma_B| = 0.2172$  cuando el arreglo utilizara 7 capas. Estos dos valores serán la base de nuestros diseños que posteriormente serán optimizados para lograr las características de diseño que se han propuesto.  $\Gamma_A$  es el coeficiente de reflexión para la componente paralela al eje  $x$  y  $\Gamma_B$  es el coeficiente de reflexión paralelo al eje  $y$ . La distancia entre las capas a la que fueron calculados los coeficientes de reflexión ante mencionados es de un cuarto de la longitud de onda.

Los objetivos del diseño se mantienen en un ancho de banda de 7.4 GHz con un factor de conversión mayor a -1 dB a lo largo de toda la banda y una polarización cruzada menor a -30 dB en frecuencia central.

En la hipótesis de la presente tesis se propone que la distancia entre las capas sea menor a la longitud de onda con el fin de aumentar el ángulo de escaneo que el arreglo pueda alcanzar, por lo que ocuparemos distancias menores a 1 mm.

Teóricamente el tamaño máximo que puede haber entre los elementos para una configuración de malla triangular es de la longitud de onda sobre raíz de 3 que a una frecuencia de 36.5 GHz son 4.7 mm.

Es importante considerar que los anillos son estructuras limitadas en ancho de banda y ese ancho de banda se relaciona estrechamente con el ancho del anillo ranurado.

Usando los modos floquet, el factor de conversión es una forma de medir la eficiencia de conversión entre los modos floquet que iluminan el arreglo a los modos floquet que salen del arreglo. El factor de conversión es la razón entre los dos modos floquet que se dispersan en la dirección (un TE y un TM) determinada por la posición angular de los capacitores y los dos modos floquet que forman la onda incidente de polarización circular.

Usando malla triangular equilátera y un diseño óptimo para cinco capas se diseña un anillo ranurado con una anchura de 0.763 mm y un tamaño de celda de 3.87 mm.

El radio del anillo exterior es de 1.759 mm y el radio interior del anillo es de 0.996 mm. La figura 2.19 ilustra los coeficientes de reflexión para la componente horizontal y vertical. La componente horizontal es aquella que es afectada por el capacitor.

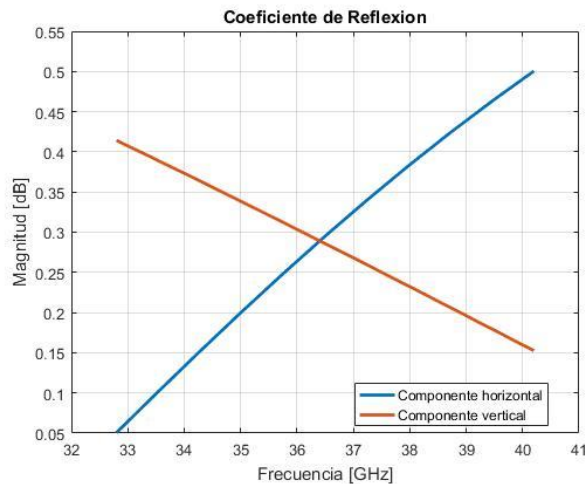


Figura 2.19.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa basada en anillos ranurados de 0.763mm de espesor

Observando la resonancia natural del anillo es evidente que las dimensiones de este anillo obedecen al diseño de un arreglo de 5 capas debido a que sólo la componente horizontal puede ser manipulada por el capacitor. El valor de capacitancia para este diseño es de  $9.28 fF$ . La figura 2.20 ilustra el comportamiento de la celda en un arreglo de 5 capas con distancias de 0.5 mm entre las capas

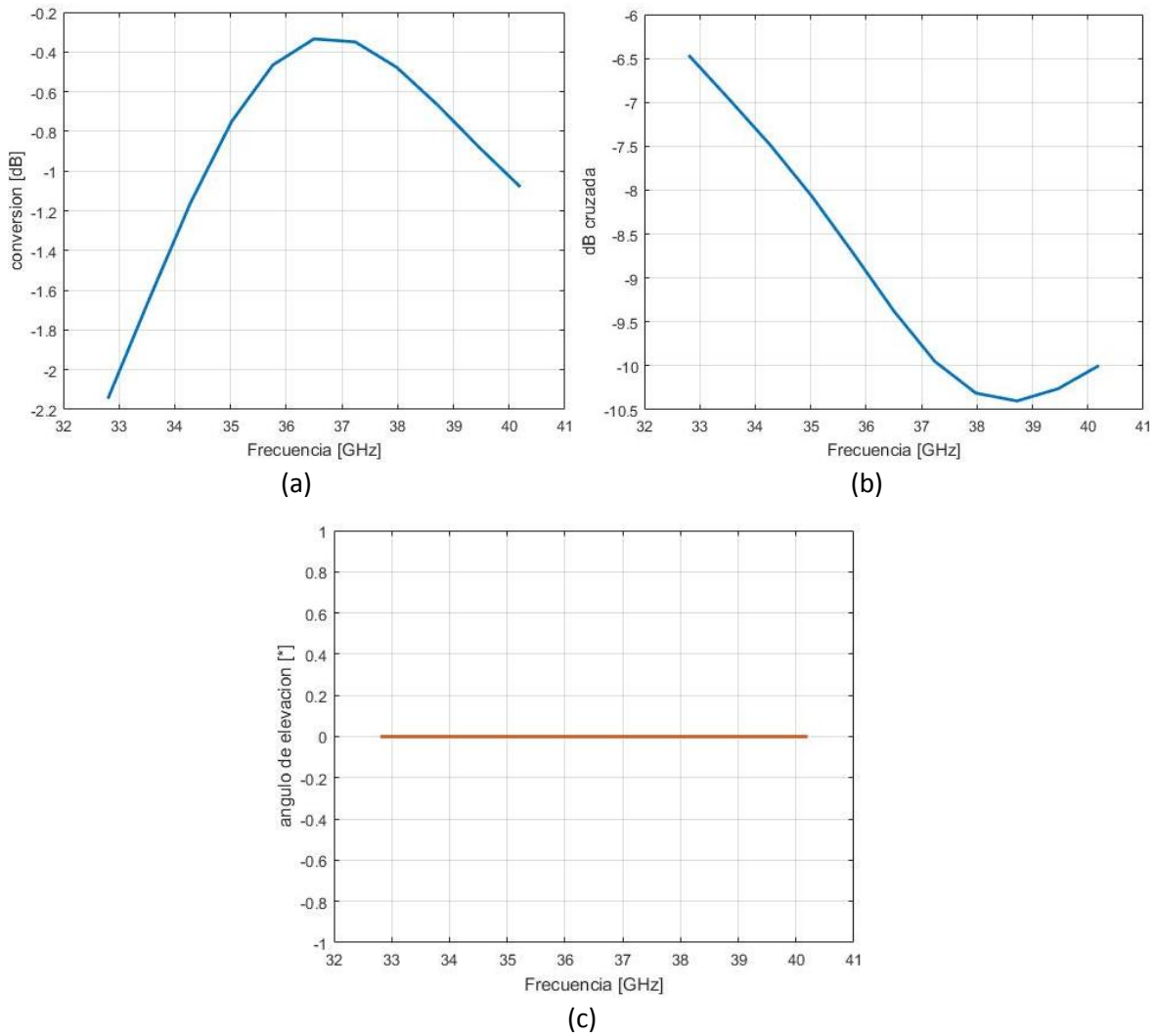


Figura 2.20.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 5 capas basado en anillos ranurados de 0.763mm de espesor

Se observa en el diseño que se necesita una optimización en las distancias y capacitancias de los anillos para mejorar el factor de conversión y el ancho de banda.

El diseño presenta un fuerte problema en el ancho de banda y en la polarización cruzada, si el ancho de banda tiene una relación directa con el ancho del anillo entonces es necesario modificar la anchura del anillo.

Se postuló un nuevo diseño donde la celda es de 4.3 mm, el ancho del anillo a utilizar es de 1.104 mm, el radio interno es de 0.996 mm y el radio externo es de 2.1 mm, la celda es diseñada para funcionar en un arreglo de 5 capas.

El ajuste de capacitores da por resultado que las capacitancias necesarias para el diseño de la celda unitaria son de  $7.23 fF$ . Lo anterior se ilustra mediante el coeficiente de reflexión en la figura 2.21.



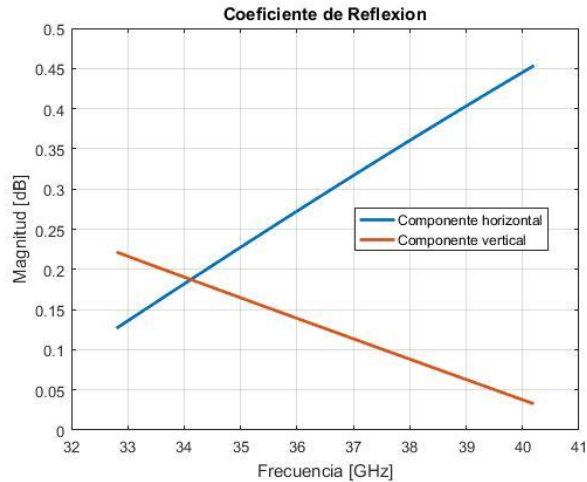
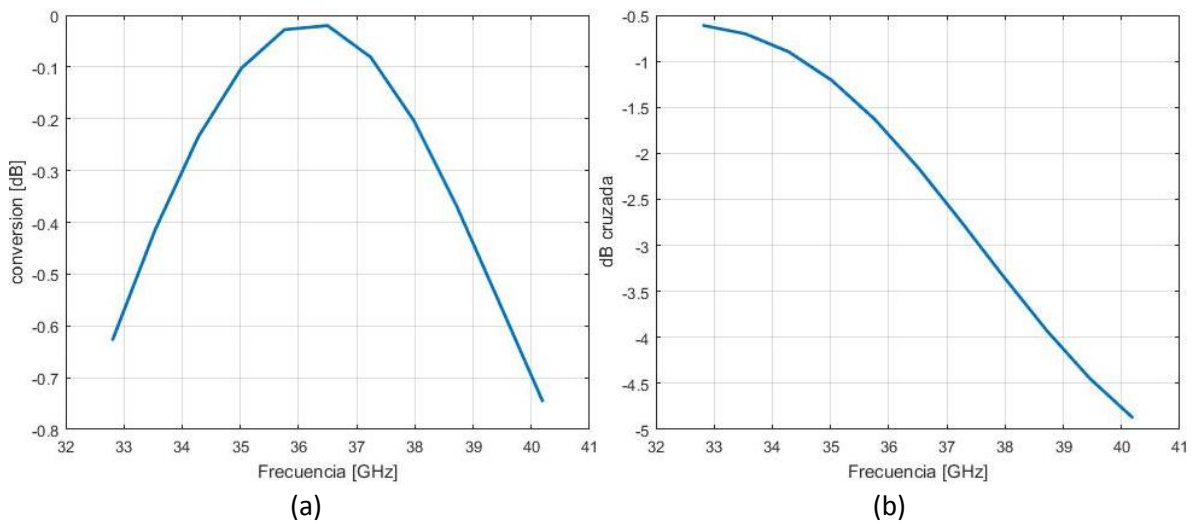
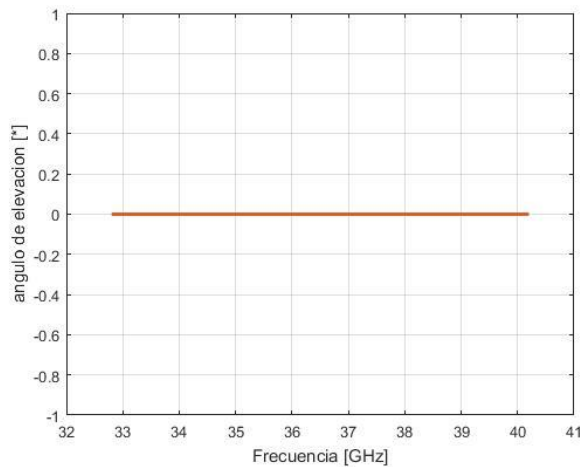


Figura 2.21.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa basada en anillos ranurados de 1.104 mm de espesor

La resonancia natural del anillo no coincide con los valores del coeficiente de reflexión que se buscan, sin embargo, se ajustó la componente vertical a un coeficiente de reflexión de 0.2959 para un diseño de 5 capas. La simulación de dicho ajuste cuando las distancias entre las capas son de 0.5 mm en el arreglo se muestra en la figura 2.22

La polarización cruzada tiene valores muy altos, lo que destruye la polarización circular, pero se observa que en términos de factor de conversión se tiene una mejora logrando ser mayor a -1 dB en toda la banda. Si la polarización cruzada se optimiza el diseño puede ser funcional, sin embargo, cabe destacar que queremos una polarización de -30 dB en frecuencia central y el valor actual se encuentra en los -2 dB lo cual es muy lejano a nuestro objetivo.





(c)

Figura 2.22.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 5 capas basado en anillos ranurados de 1.104 mm de espesor

Con fines experimentales y de observación en el comportamiento de la celda unitaria se propuso una nueva celda unitaria cuyo tamaño es de 3.89 mm en malla triangular, radio externo de 1.888 mm, radio interno de 0.908 mm y con espesor del anillo de 0.98 mm para funcionar en un arreglo de 7 capas. Las capacitancias que satisfacen el diseño de celda unitaria para funcionar en un arreglo de 7 capas con celda triangular de 3.89 mm son de  $7.82 fF$

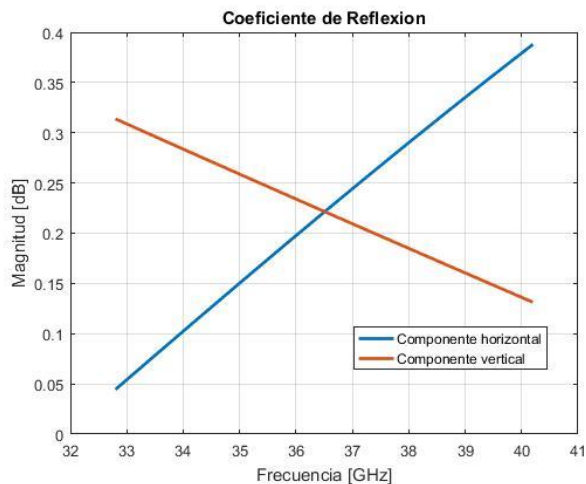


Figura 2.23.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa basada en anillos ranurados de 0.98 mm de espesor

La resonancia natural del anillo muestra que el diseño de 7 capas se satisface de una mejor manera que el diseño de 5 capas. Lo anterior es debido a que el coeficiente de reflexión en frecuencia central es más próximo a 0.2172 que a 0.2952

La figura 2.24 muestra una mejoría en el factor de conversión y en la polarización cruzada. El ancho de banda aún está lejos del deseado. Esta estructura optimizada puede mejorar sus características y conducir a un diseño que satisfaga los objetivos que nos hemos planteado.

Si se observa la naturaleza de las gráficas se puede pensar que en frecuencias mayores el factor de conversión aumenta y la polarización cruzada disminuye, lo anterior se intuye de una extrapolación visual de la figura 2.24. La optimización podría llevar los valores deseados al ancho de banda deseado.

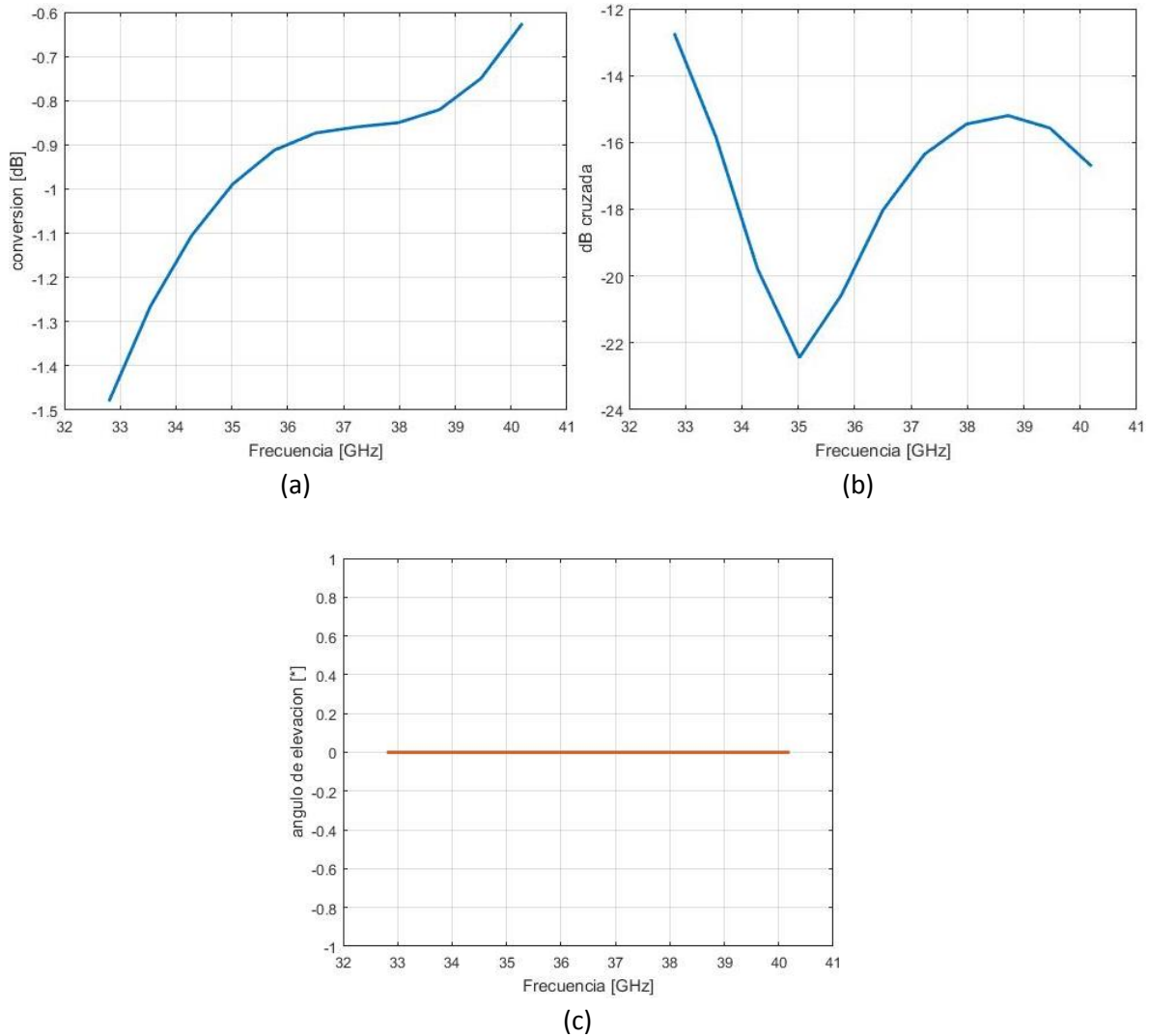


Figura 2.24.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 5 capas basado en anillos ranurados de 0.98 mm de espesor

Los diseños que se han realizado hasta este punto solo satisfacen un diseño de celda unitaria ya sea de 5 o 7 capas.

Con el fin de poder satisfacer ambos diseños agregaremos un capacitor en el eje vertical de tal manera que ambos ejes puedan ser manipulados y el coeficiente de transmisión sea adaptado a ambos arreglos. La forma del nuevo diseño se ilustra en la figura 2.25

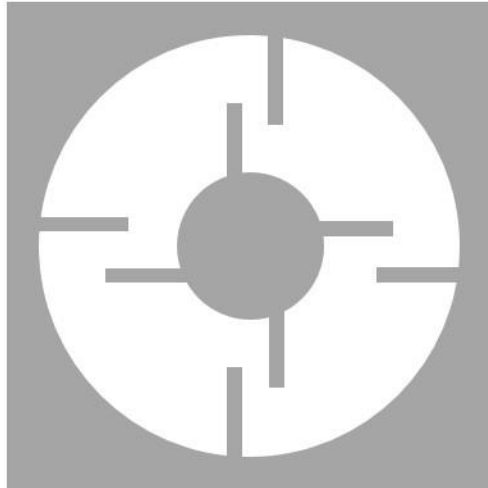


Figura 2.25.- Nuevo anillo que se utilizará en el diseño

El nuevo diseño incluye capacitores interdigitales para la componente vertical y ya no solo en la componente horizontal como lo propone la figura 2.18, sin embargo, el valor de capacitancia será distinto dependiendo del eje en el que se esté trabajando.

Siguiendo el proceso de experimentación en los diseños se planteó un diseño cuyo tamaño de celda fuera 3.2 mm, radio interno de 0.787 mm, radio externo de 1.55 mm y la anchura del anillo es de 0.763 mm, esperando aumentar el factor de conversión y la polarización cruzada.

Usando ambos capacitores se tiene que los valores de capacitancia para satisfacer un diseño de 5 capas son de  $11.93 fF$  para la componente horizontal y de  $1.48 fF$  para la componente vertical. Los coeficientes de reflexión producto de estos capacitores se muestran en la figura 2.26.

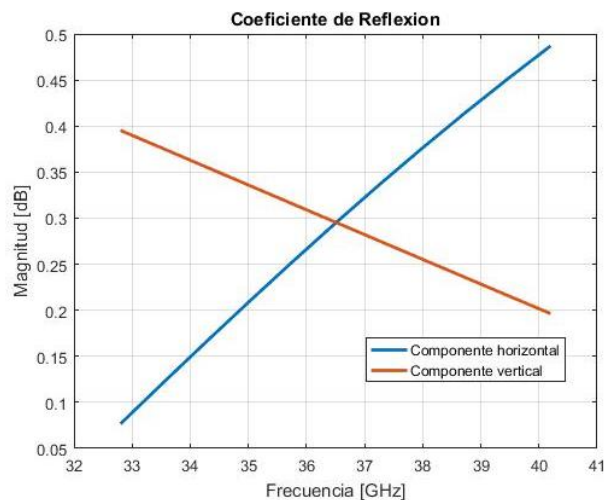


Figura 2.26.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa para un diseño de 5 capas basada en anillos ranurados de 0.763 mm de espesor

Podemos observar que la resonancia natural del anillo ya no es un impedimento en el diseño de nuestra celda unitaria. Dos capacitores permiten mayor flexibilidad en el diseño, pero el uso de 1

capacitor por eje aumenta la complejidad del arreglo y le quita flexibilidad si se intentan usar técnicas de reconfiguración como las analizadas en el estado del arte.

El comportamiento de la celda unitaria que se diseñó cuando es introducida en un arreglo de 5 capas con la distancia entre las capas de 1 mm está ilustrado en la figura 2.27

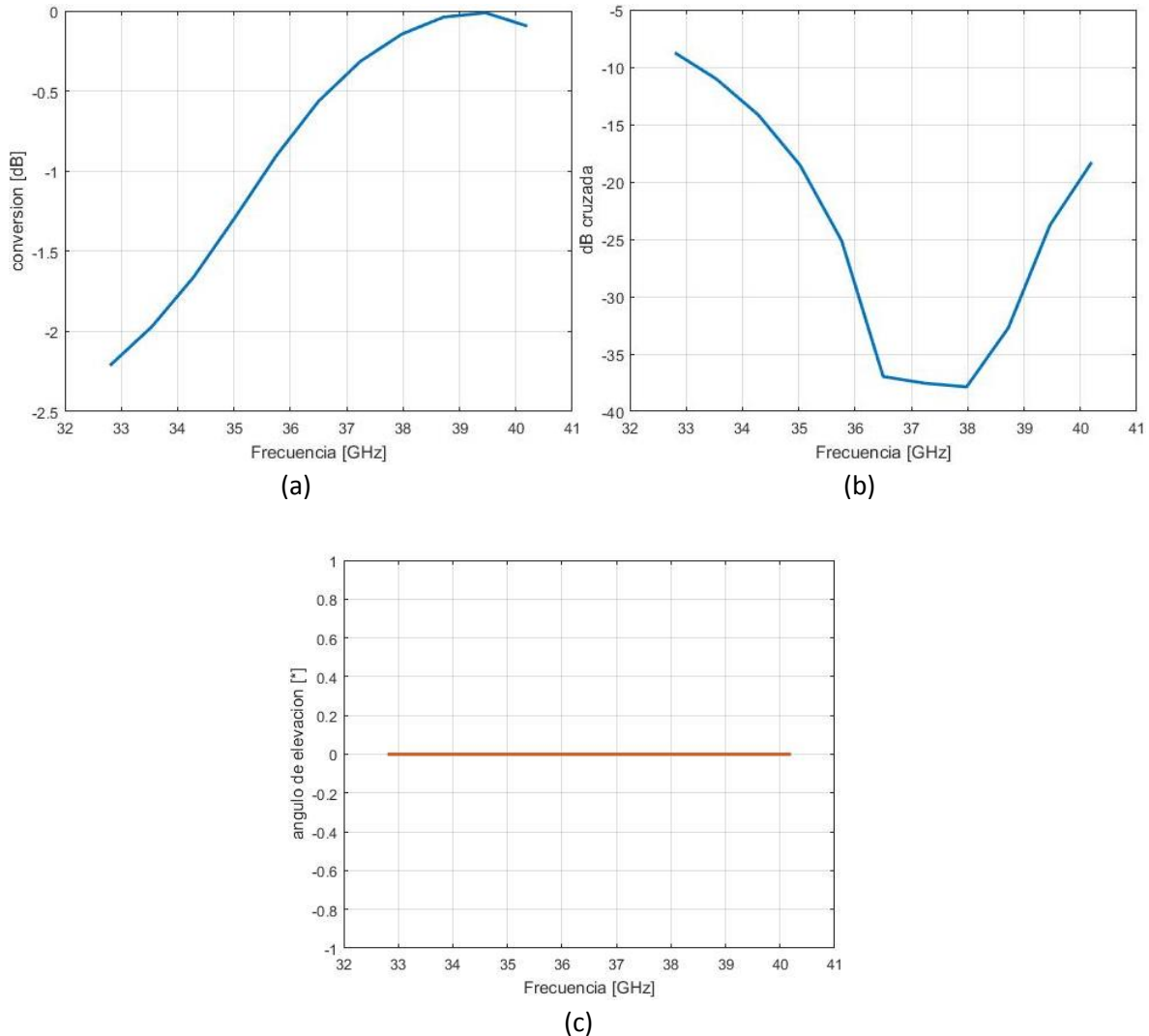


Figura 2.27.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 5 capas basado en anillos ranurados de 0.763 mm de espesor

Se observa una mejora en el coeficiente de conversión ya que existen zonas donde en dicho coeficiente supera los -1 dB e incluso zonas donde su valor se aproxima a los 0 dB.

La polarización cruzada tiene un mínimo menor a los -35 dB, lo cual implica una mejoría, pero aún existen datos donde la polarización cruzada es mayor a -10 dB.

En observación a lo anterior podemos decir que el ancho de banda que se desea aun no es posible, falta un proceso de optimización.

Usando la misma celda de 3.2 mm, con los radios y anchura iguales se calcula ahora una celda unitaria para el caso en el que se tendrá un arreglo de 7 capas obteniendo que se necesita una capacitancia en el eje horizontal de  $10.79 \text{ fF}$  y en el eje vertical una capacitancia de  $3.14 \text{ fF}$ . El coeficiente de conversión producto de este par de capacitancias se ilustra en la figura 2.28.

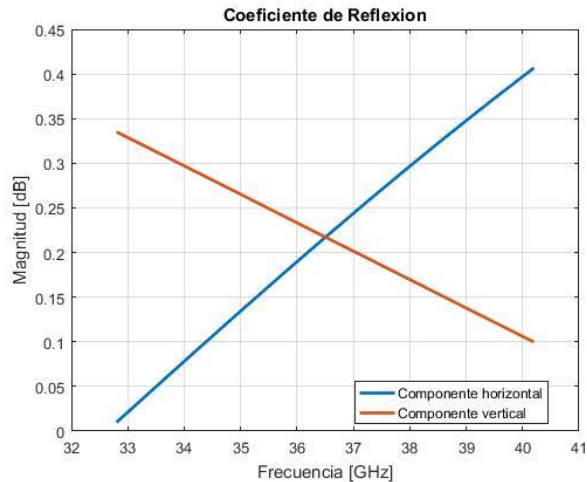
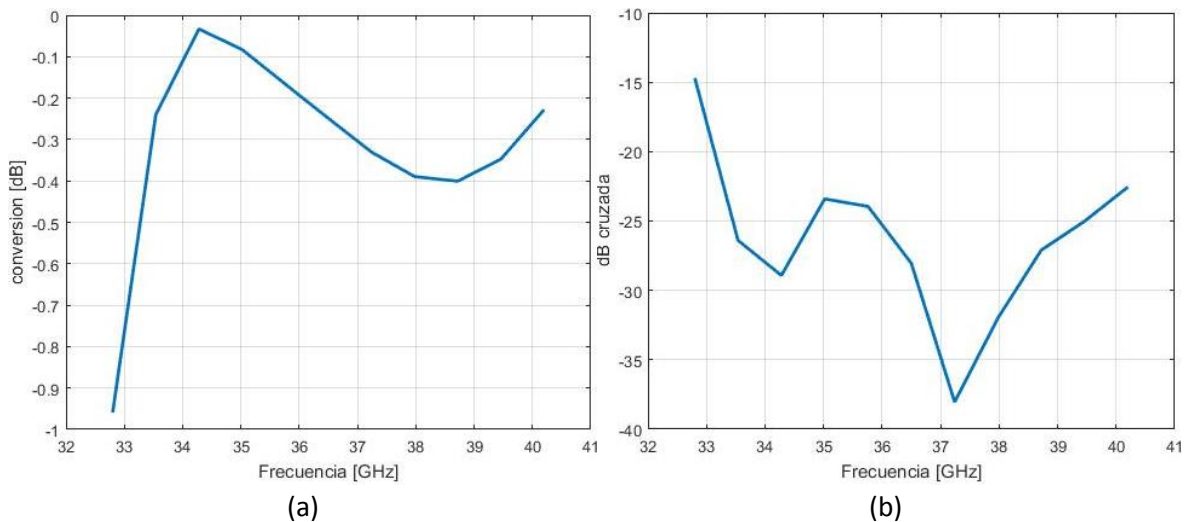
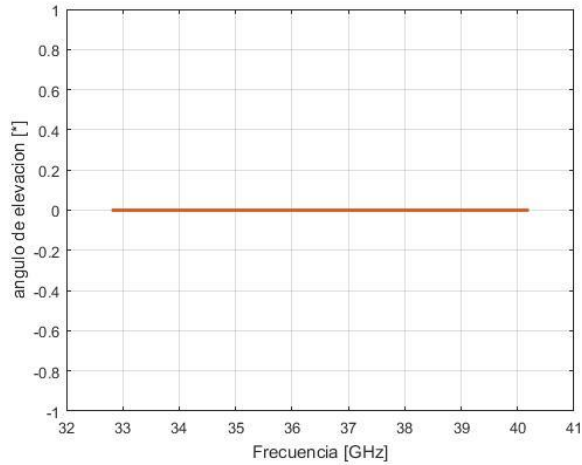


Figura 2.28.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa para un diseño de 7 capas basada en anillos ranurados de 0.763 mm de espesor

Observando las figuras 2.26 y 2.28 podemos percatarnos que de que en una misma celda se pueden realizar ambos diseños sin problemas, mediante el uso de dos capacitancias diferentes, una en cada eje.

El comportamiento que presenta la celda unitaria diseñada cuando es introducida en un arreglo transmitivo de 7 capas está ilustrado en la figura 2.29.





(c)

Figura 2.29.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 7 capas basado en anillos ranurados de 0.763 mm de espesor

El factor de conversión para este caso es mayor a -1 dB en toda la banda de trabajo lo cual cumple uno de nuestros objetivos planteados para el diseño. La polarización cruzada es casi en toda la banda menor a los -20 dB y en frecuencia central es menor a los -25 dB lo que es deseable, sin embargo, existen puntos donde la polarización cruzada está cerca de los -15 dB. Lo anterior da por resultado que el ancho de banda aún no se satisface en su totalidad, pero se encuentra próximo.

Para los últimos dos diseños se utiliza una celda de 3.87 mm de forma triangular con radio interno de 0.996 mm, radio externo de 1.8 mm y un ancho de anillo de 0.804 mm.

Cuando se quiere diseñar una celda unitaria para un arreglo de 5 capas se tiene que las capacitancias más próximas a satisfacer el diseño son de  $8.88 fF$  en la componente horizontal y  $0 fF$  en la componente vertical.

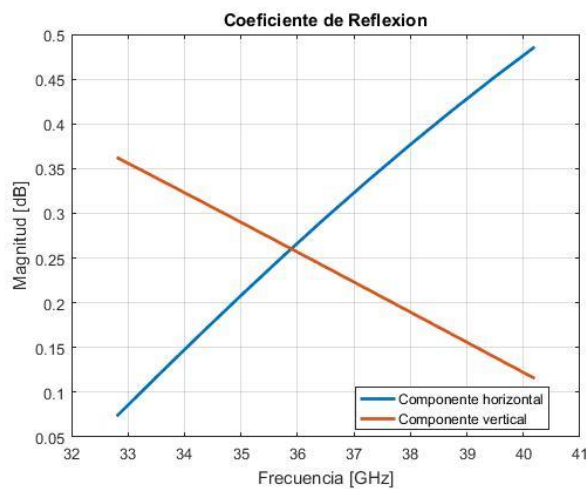


Figura 2.30.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa para un diseño de 5 capas basada en anillos ranurados de 0.804 mm de espesor

Se observa que esta celda unitaria no satisface el coeficiente de reflexión deseado, aunque solo exista una capacitancia en el eje horizontal, es decir, la frecuencia resonancia natural del anillo no es lo suficientemente grande para lograr el diseño

Utilizando la celda unitaria que diseñe, se simula un arreglo transmitivo de 5 capas con la distancia entre las capas de 1 mm. El comportamiento de este arreglo se muestra en la figura 2.31.

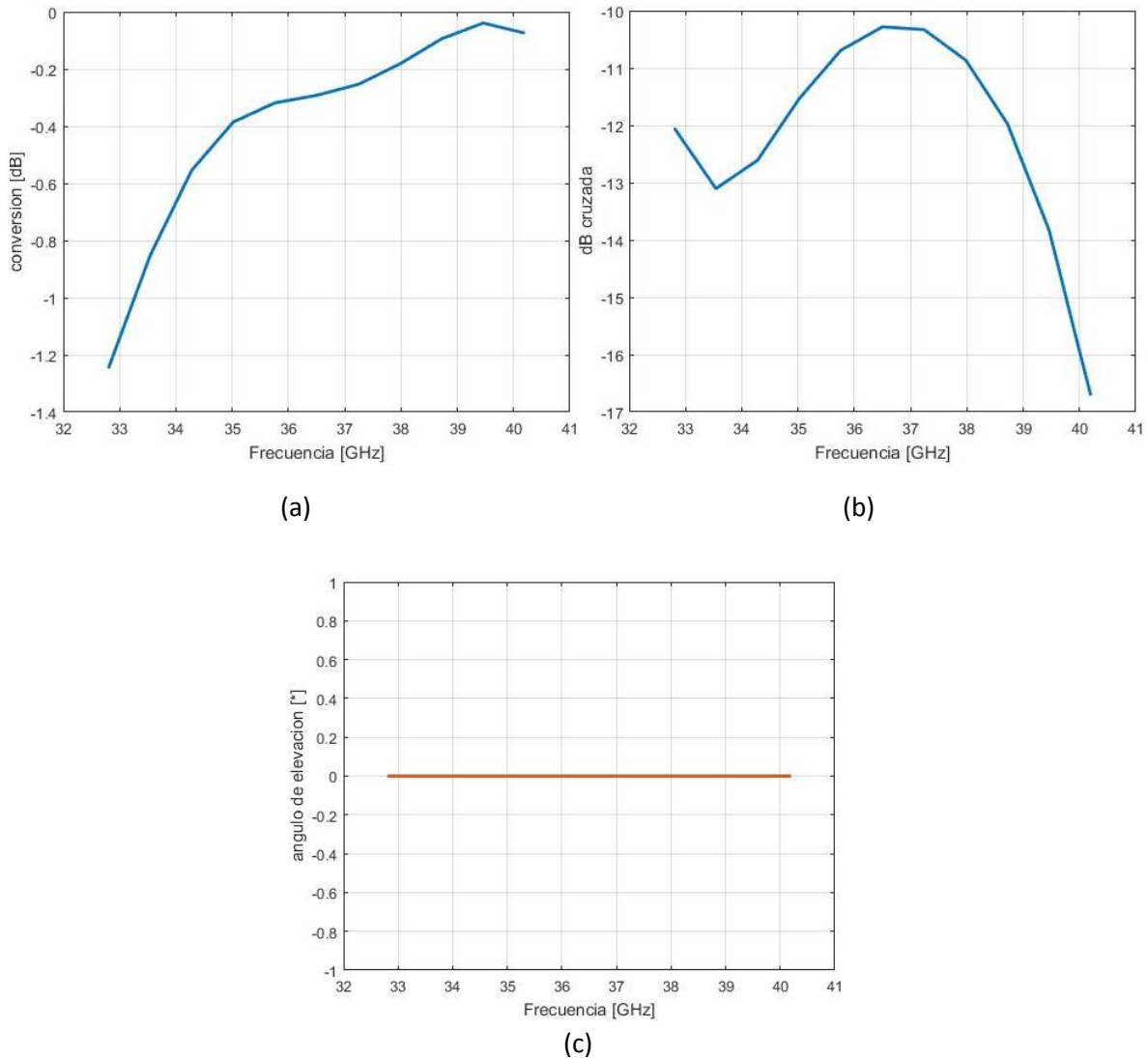


Figura 2.31.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 5 capas basado en anillos ranurados de 0.804 mm de espesor

El coeficiente de conversión aún tiene zonas donde es menor a los -1 dB, sin embargo, la mayoría de la gráfica se encuentra por arriba de -1 dB.

La polarización cruzada esta encima de los -20 dB que serían aceptables, lo cual necesita trabajarse si se desea usar este diseño.

El ancho de banda aún no es el que se desea según las características de diseño que plantee previamente.



Utilizando los mismos datos de tamaño de celda y radios del anillo se diseña una celda unitaria que sea funcional en un arreglo de 7 capas. Para poder satisfacer el coeficiente de reflexión en base al cual se diseña se necesita una capacitancia en el eje horizontal de  $7.77 \text{ fF}$  y una capacitancia en el eje vertical de  $0.47 \text{ fF}$ . El coeficiente de reflexión obtenido se muestra en la figura 2.32.

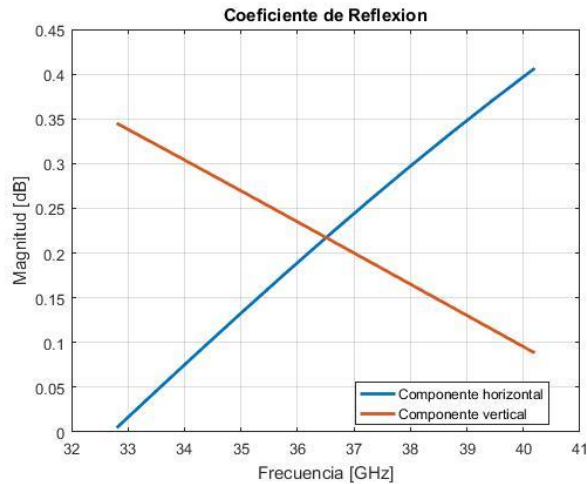
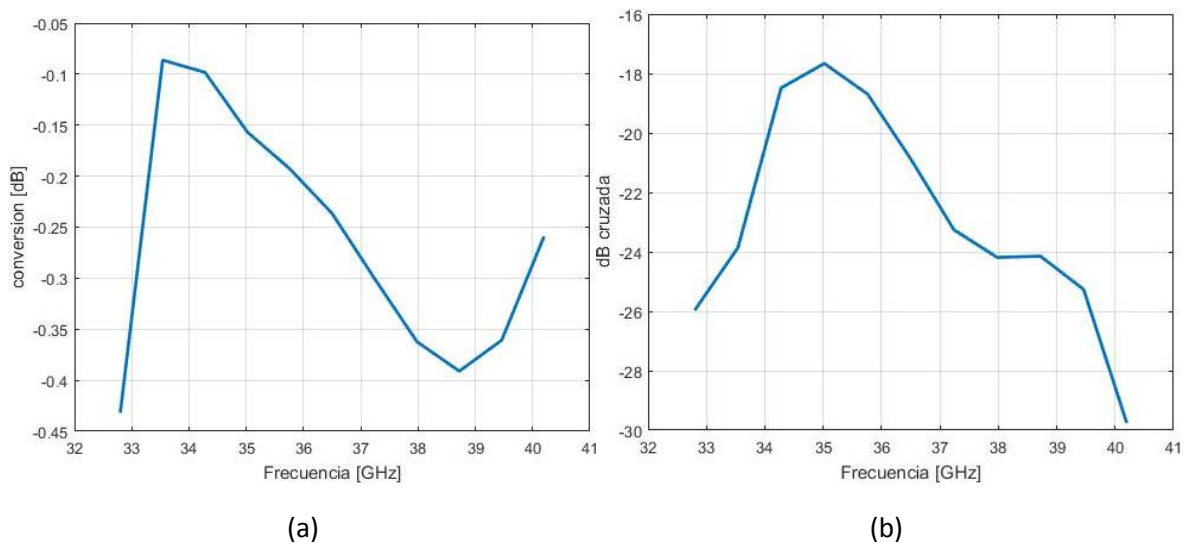
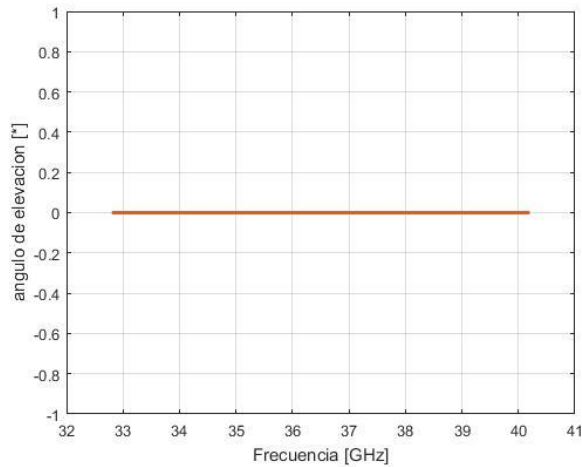


Figura 2.32.- Coeficiente de reflexión de la celda unitaria en una capa para un diseño de 7 capas basada en anillos ranurados de 0.804 mm de espesor

Se observa que el diseño que se realizó satisface el criterio del coeficiente de reflexión. Usando los datos de la celda unitaria diseñada se simula un arreglo reflectivo de 7 capas. El comportamiento del arreglo lo ilustra la figura 2.33





(c)

Figura 2.33.- (a) Factor de conversión, (b) Polarización cruzada y (c) ángulo de elevación de un arreglo de 7 capas basado en anillos ranurados de 0.804 mm de espesor

El coeficiente de conversión está en toda la gráfica por encima de -1 dB lo cual satisface la primera característica de nuestro diseño.

La polarización cruzada aun es superior a los -20 dB en algunas zonas y no es cercana a -30 dB en la frecuencia central de 36.5 GHz.

El ancho de banda donde el coeficiente de reflexión es mayor a -1 dB y la polarización cruzada es menor a -20 dB aun no es el que se esperaba.

Los diseños que propuse en este capítulo serán optimizados para buscar lograr las características que satisfagan los requerimientos que planteo.

## 2.4.- Conclusiones

1. Los filtros de Bessel lograron su cometido en la diferencia de fase entre ambos filtros; sin embargo, las frecuencias de resonancia de ambos filtros eran muy distantes entre sí y/o el coeficiente de transmisión no lograr ser mayor a -1 dB.
2. Los filtros de Bessel requieren un orden alto para satisfacer la diferencia de fase de  $180^\circ$  necesaria para la construcción de la celda unitaria.
3. Entre menor sea la anchura del anillo ranurado menor será su ancho de banda en el que las características son parecidas a las deseadas.
4. En la mayoría de los casos se observa que el factor de conversión crece al disminuir la celda, pero la polarización cruzada también crece.
5. Las gráficas presentadas en la sección 2.2 del presente capítulo no presentan simetría con respecto a la frecuencia central.
6. El uso de un capacitor para cada componente mejora las características del anillo, pero hace más compleja su construcción al agregar elementos.
7. El ancho de banda donde se cumple que el factor de conversión sea mayor a -1 dB y la polarización cruzada sea menor de -20 dB es de un máximo de aproximadamente 7 GHz para un diseño de doble capacitor en un arreglo de 7 capas con ambos tamaños de celda.
8. El ancho de banda donde se cumple que el factor de conversión sea mayor a -1 dB y la polarización cruzada sea menor de -20 dB es de un máximo de aproximadamente 1 GHz para un diseño de solo un capacitor en un arreglo de 7 capas con un tamaño de celda de 3.89 mm.
9. Solo el diseño de 5 capas con doble capacitor cumple la condición de una polarización cruzada de -30 dB a la frecuencia central de 36.5 GHz
10. El proceso de optimización será decisivo para la elección de un diseño en particular debido a que los diseños presentados aún se encuentran lejos de los objetivos.

## Bibliografía

1. Wayne, Tomasi. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. Prentice Hall. México. 2003. 4ta Edición.
2. L. Liang and S. Victor Hum, "Design of a UWB Reflectarray as an Impedance Surface Using Bessel Filters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4242-4255, Oct. 2016. doi: 10.1109/TAP.2016.2594056
3. S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad, "Wideband Linear-to-Circular Polarization Converters Based on Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525-534, Feb. 2016. doi: 10.1109/TAP.2015.2504999
4. J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015.
5. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 142-153, Jan. 2004.
6. Hugo Martínez Martínez, "Antena Lente Basada en Arreglos Tipo Espiraphase" (Maestría, UNAM, presentada 25 de enero de 2013, director de tesis – A.E. Martynyuk)
7. D. Pozar, "Microwave Engineering", Segunda Edición, John Wiley & sons, USA, 1998.
8. A. Iturri-Hinojosa, J. I. Martinez-Lopez and A. E. Martynyuk "Analysis and design of E-plane scanning grid arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp.2266 -2274 2010
9. Y. Yun, C. Jianshu and M. Jianchun, "Directional pattern modeling and simulation of triangular grid circular planar array antennas," 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, 2010, pp. V2-666-V2-669.

### 3.- Optimización

#### 3.1 Introducción

Al observar las propuestas de diseño en el capítulo 2 podemos percatarnos que son perfectibles en cuanto a las características que se desea. Como se mencionó en el capítulo 1 de la presente tesis al trabajar con anillos el ancho de banda resulta en una de las principales complicaciones.

El proceso de optimización es una pieza clave en la realización de diseños aceptables cuando se trabaja en la banda de microondas. Para fines del proceso de optimización se utilizó un programa escrito en un software de simulación matemática usando como parámetros a optimizar la polarización cruzada y el coeficiente de conversión. Físicamente se cambian las distancias entre las capas y la capacitancia con la que el anillo se carga para poder modificar polarización cruzada y factor de conversión.

En el capítulo 2 del presente trabajo se presentaron curvas que indican el comportamiento de las propuestas de diseño previamente presentadas con resultados aceptables pero perfectibles. En este capítulo se pretende perfeccionar esos diseños para cumplir con: un ancho de banda de 7.2 GHz, polarización cruzada menor a -20 dB en banda y -30 dB en frecuencia central, y un factor de conversión mayor a -1 dB.

Es importante considerar que el diseño que se pretende debe servir a una función de escaneo por lo que para la optimización se toma en cuenta una celda unitaria de un solo anillo con posición angular de  $180^\circ$  para las cargas reactivas y una celda unitaria compuesta por  $N$  anillos ( $N$  varía según el caso) y una posición angular diferente para cada anillo dependiendo de su posición en la celda. La celda unitaria de  $N$  anillos modificara el ángulo de transmisión para la onda incidente de polarización circular según lo indican las ecuaciones 2.19 y 2.20 en el capítulo 2.

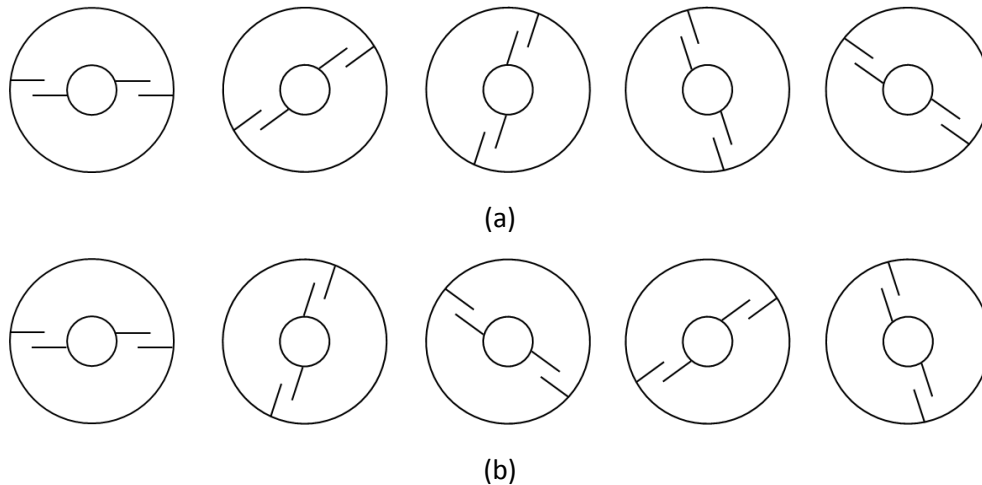


Figura 3.1.- Posibilidades de acomodo de una celda unitaria compuesta por cinco anillos en el eje  $x$   
a)  $\gamma_x = 36^\circ$  b)  $\gamma_x = 72^\circ$

La celda de  $N$  anillos tiene  $N/2$  posibilidades de ser acomodada, estas posibilidades están relacionadas con la diferencia de posición angular,  $\gamma_x$ , de las cargas reactivas entre los anillos-vecinos sobre el eje  $x$ . Las posibilidades de acomodo se determinan por  $\gamma_x = n(180^\circ)/N$  donde  $n = 1 \dots N/2$ ;  $N/2$  debe ser el número entero menor más cercano. Para el caso de las presentes

optimizaciones se tendrá que el cambio en la posición angular entre anillos sobre el eje  $\eta$  será de  $\gamma_\eta = 0^\circ$ . El eje  $x$  y el eje  $\eta$  se ilustran en la figura 2.2.

Como ejemplo de lo anterior tomemos una celda unitaria de 5 anillos, eso quiere decir  $N=5$ , por lo tanto el número de posibilidades en la que se puede acomodar es 2.5, tomando el numero entero es de 2; eso quiere decir que existen dos posible valores para  $\gamma_x$ . El primero es  $\gamma_x = 180^\circ/5 = 36^\circ$  y la segunda posibilidad es  $\gamma_x = 2(180^\circ)/5 = 72^\circ$ . Esto se ilustra en la figura 3.1a y la figura 3.1b respectivamente. Como se describió en el capítulo pasado la existencia de un cambio de posición angular  $\gamma_x$  indica que el lóbulo principal de la antenna será desviado y las características como ancho de banda, factor de conversión y polarización cruzada sufrirán cambios en sus valores.

Por lo anteriormente dicho, estas celdas deben ser consideradas en el proceso de optimización para asegurar un escaneo favorable en ángulos de elevación lo más grandes posibles con factor de conversión mayor a -1 dB y polarización cruzada menor a -20 dB en un ancho de banda de 7.4 GHz.

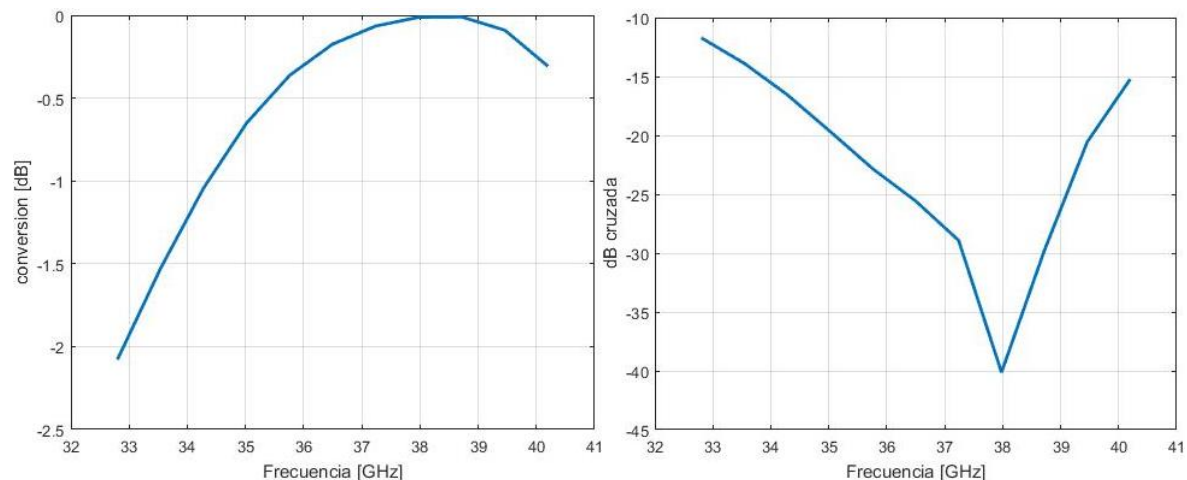
### 3.2 Optimización de los arreglos

El primer diseño que se optimizó es el que tiene un tamaño de celda de 3.87 mm , con una carga reactiva de  $9.28 fF$  y es un arreglo en 5 capas con la distancia entre las capas de 0.5 mm. El radio del anillo exterior es de 1.759 mm y el radio interior del anillo es de 0.996 mm.

Para el proceso de optimización se ocupan las distancias inter capa y las cargas reactivas para conseguir mejorar el factor de conversión y ancho de banda.

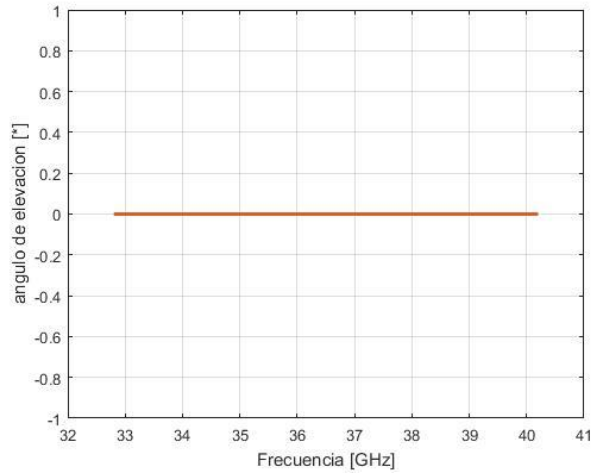
Como se mencionó antes, los diseños pretenden funcionar en diferentes ángulos de escaneo por lo que se optimizará para este caso una celda unitaria de un anillo con cambios de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = \gamma_x = 0^\circ$ , y una celda de 4 anillos con un cambio de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = 0^\circ$  y  $\gamma_x = 45^\circ$ .

La figura 3.2 ilustra el comportamiento de la celda unitaria sin desvío de la dirección del ángulo de elevación. La figura 3.3 ilustra el comportamiento de una celda unitaria conformada por 4 anillos que desvía la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal a  $38^\circ$  en frecuencia central.



a)

b)

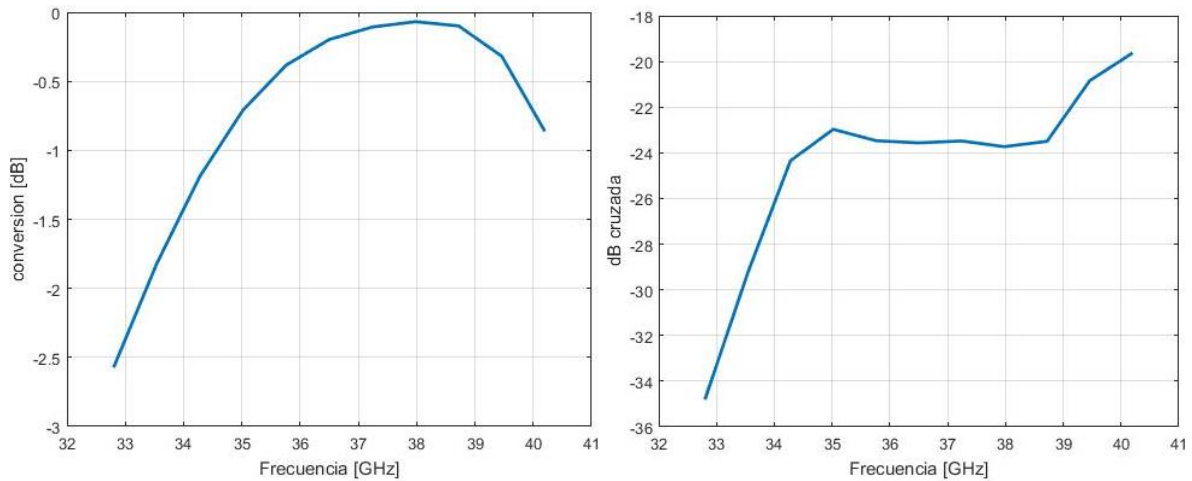


c)

Figura 3.2.- Resultados de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

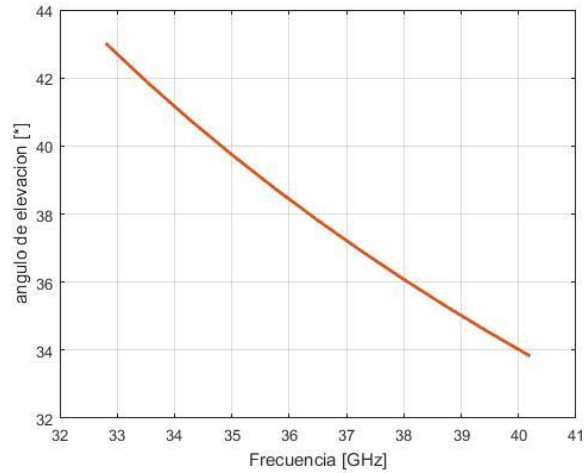
Las distancias obtenidas en la optimización son: 0.92 mm, 0.43 mm, 0.43 mm y 0.99 mm. Las capacitancias son: 10.83 fF, 11.08 fF, 10.77 fF, 10.41 fF y 10.82 fF.

Cuando la desviación del ángulo de elevación del lóbulo principal a frecuencia central es  $0^\circ$ , se tiene que 4.5 GHz del ancho de banda cumplen con la característica de polarización cruzada menor a -20 dB y factor de conversión mayor a -1 dB. Cuando el ángulo de elevación se desvía a  $38^\circ$  en frecuencia central el ancho de banda que cumple las características es de casi 5 GHz, como lo muestra la figura 3.3.



a)

b)



c)

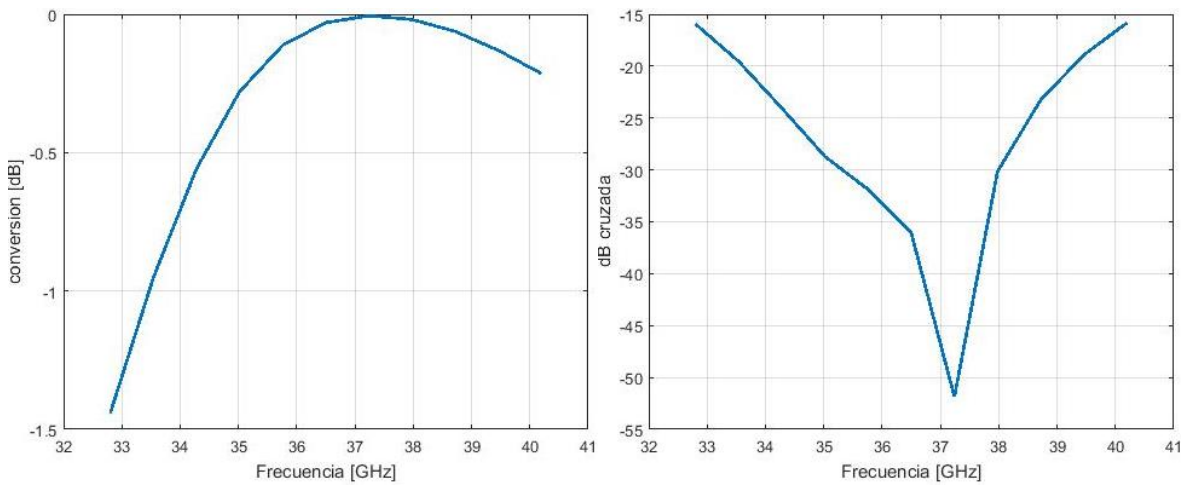
Figura 3.3.- Resultados de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Se procedió a optimizar el diseño cuyo tamaño de celda es de 3.89 mm, con una carga reactiva de  $7.82 fF$  y que consta de 7 capas. El radio interno es de 0.908 mm y el radio externo es de 1.888 mm.

Se optimizará para este caso una celda unitaria de un anillo con cambios de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = \gamma_x = 0^\circ$ , y una celda de 4 anillos con un cambio de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = 0^\circ$  y  $\gamma_x = 45^\circ$ .

La figura 3.4 ilustra el comportamiento de la celda unitaria sin desvío en la dirección del ángulo de elevación.

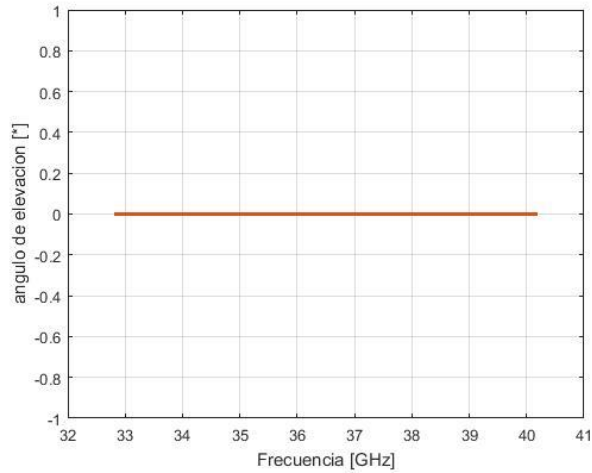
La figura 3.5 ilustra el comportamiento de una celda unitaria conformada por 4 anillos que desvía la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal a  $38^\circ$  en frecuencia central.



a)

b)



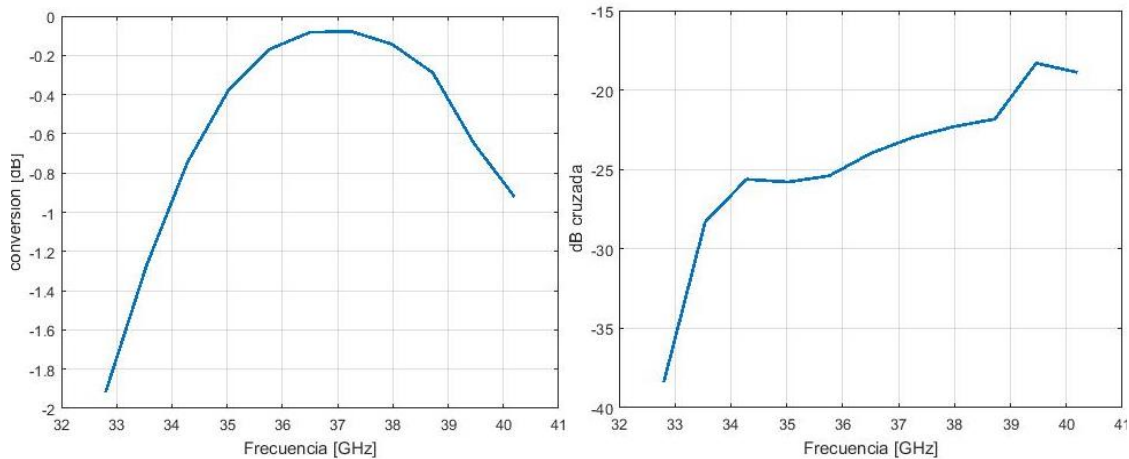


c)

Figura 3.4.- Resultados de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.89 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

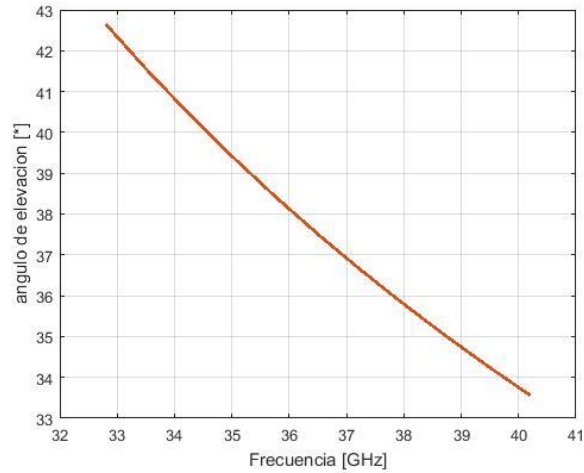
Las distancias óptimas en este caso son de 0.93 mm, 0.36 mm, 0.39 mm, 0.48 mm, 0.40 mm y 1.20 mm. Las capacitancias óptimas a este diseño son 10.91 fF, 10.75 fF, 11.17 fF, 10.75 fF, 11.09 fF, 11.15 fF y 8.32 fF.

Se observa que cuando la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal es de  $0^\circ$ , se tiene que en un ancho de banda de un poco más de 5 GHz se cumple que la polarización cruzada sea menor a -20 dB y el factor de conversión es mayor a -1 dB. Por otro lado, cuando la desviación de la dirección del ángulo de elevación para el lóbulo principal es de  $38^\circ$  se tiene que dichas características se cumplen en un ancho de banda de aproximadamente 5.5 GHz.



a)

b)



c)

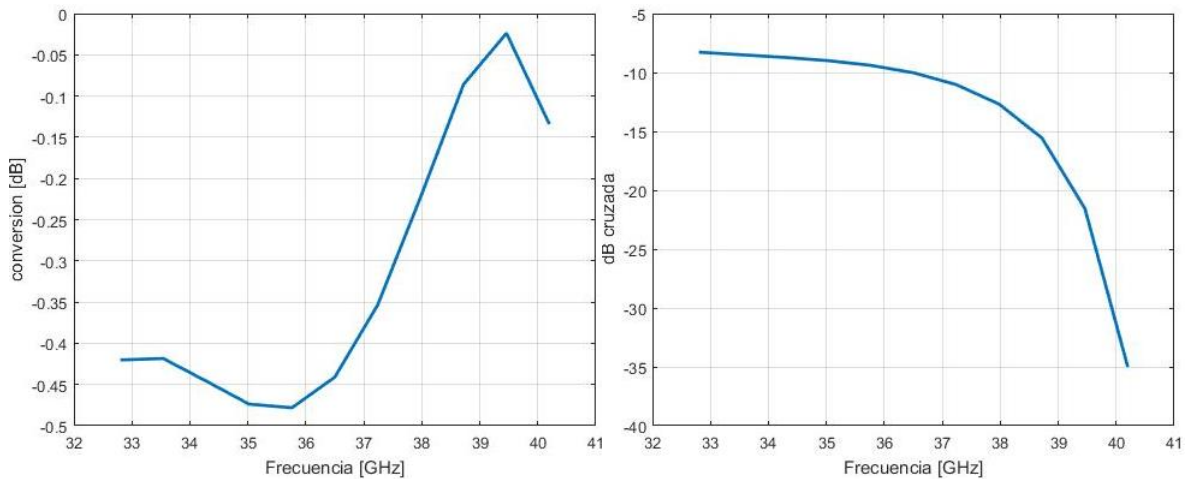
Figura 3.5.- Resultados de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.89 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Después se optimizó el diseño cuyo tamaño de celda es de 4.3 mm, con una carga reactiva de 7.23  $fF$  y funciona en un arreglo transmitivo de 5 capas. El radio interno es de 0.996 mm y el radio externo es de 2.1 mm.

Se optimizará para este caso una celda unitaria de un anillo con cambios de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = \gamma_x = 0^\circ$ , y una celda de 3 anillos con un cambio de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = 0^\circ$  y  $\gamma_x = 60^\circ$ .

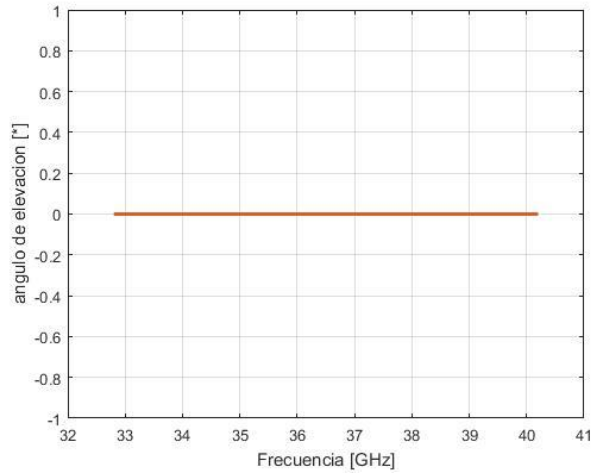
La figura 3.6 ilustra el comportamiento de la celda unitaria sin desvío en la dirección del ángulo de elevación.

La figura 3.7 ilustra el comportamiento de una celda unitaria conformada por 3 anillos que desvía la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal a  $46^\circ$  en frecuencia central.



a)

b)



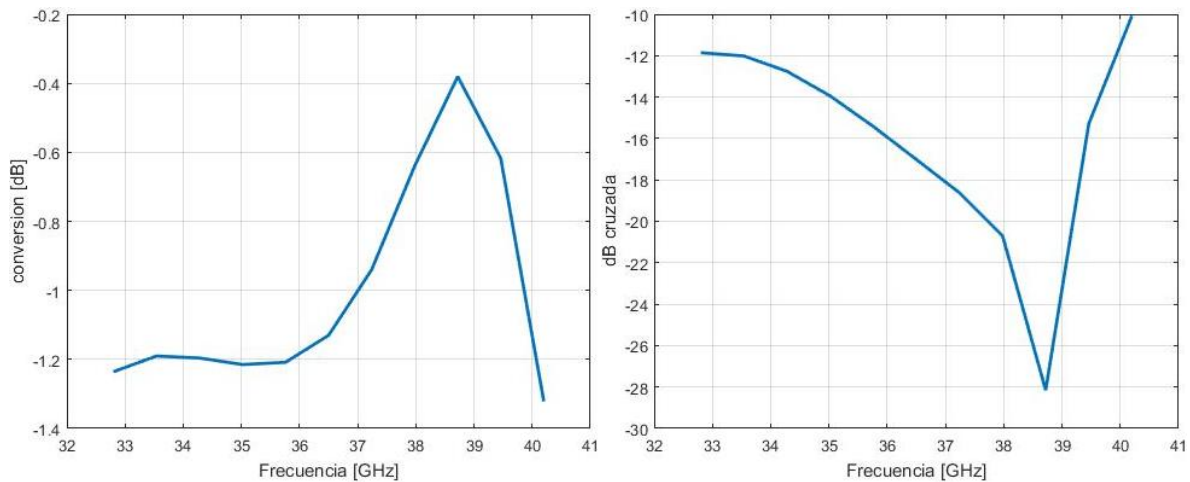
c)

Figura 3.6.- Resultados de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 4.3 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Las distancias óptimas en este caso son de 0.66 mm, 0.68 mm, 0.74 mm y 1.12 mm. Las capacitancias óptimas a este diseño son 9.16 fF, 8.63 fF, 7.48 fF, 6.37 fF y 9.44 fF.

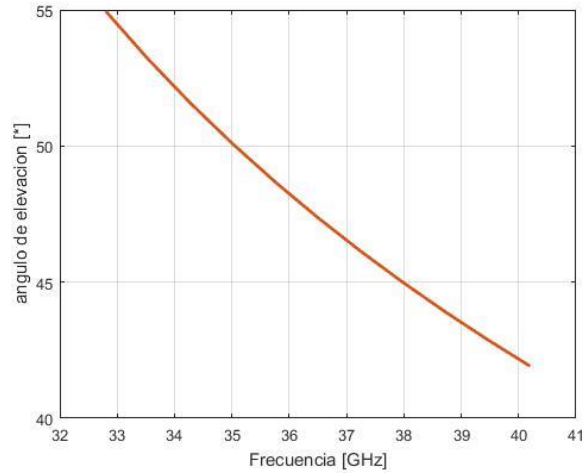
Se observa que cuando la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal es de  $0^\circ$ , se tiene que en un ancho de banda de un poco más de 1 GHz se cumple que la polarización cruzada sea menor a -20 dB y el factor de conversión es mayor a -1 dB.

Por otro lado, cuando la desviación de la dirección del ángulo de elevación para el lóbulo principal es de  $46^\circ$  se tiene que dichas características se cumplen en un ancho de banda de aproximadamente 1 GHz.



a)

b)



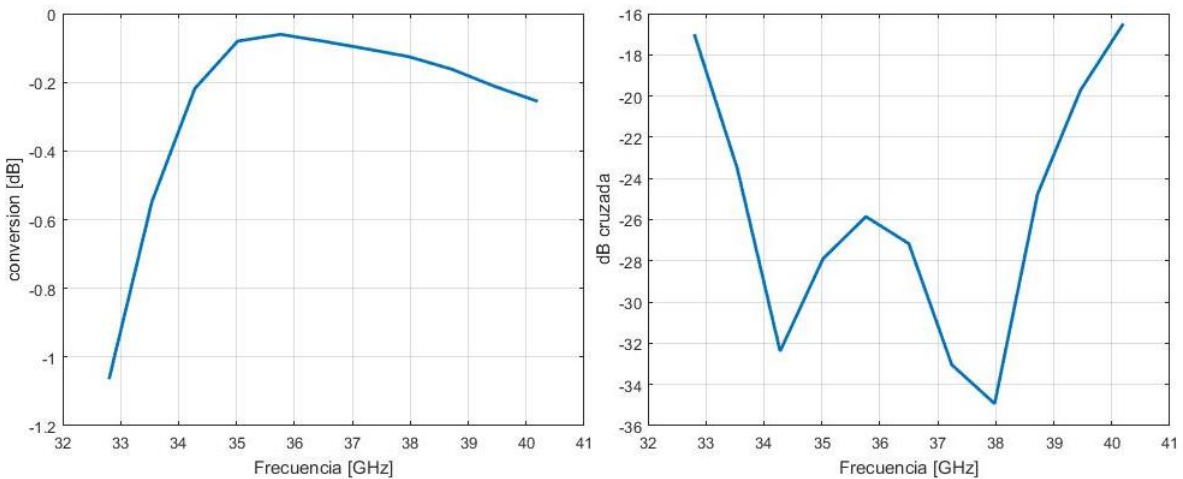
c)

Figura 3.7.- Resultados de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 4.3 mm y posición angular  $\gamma_x = 60^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Hasta aquí, se han optimizado los diseños que utilizan capacitancias únicamente en el eje horizontal. Después se procedió a optimizar los diseños que utilizan cargas reactivas sobre el eje horizontal y también sobre el eje vertical.

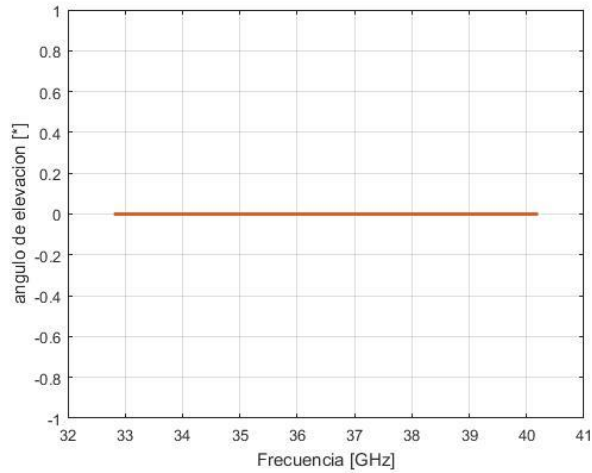
Se optimizó el arreglo de 7 capas, con capacitancias en eje horizontal de  $7.77 fF$  y vertical de  $0.46 fF$  y un tamaño de celda de 3.87 mm. El radio del anillo exterior es de 1.8 mm y el radio interior del anillo es de 0.996 mm.

Se optimizará para este caso una celda unitaria de un anillo con cambios de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = \gamma_x = 0^\circ$ , y una celda de 4 anillos con un cambio de la posición angular entre anillos de  $\gamma_\eta = 0^\circ$  y  $\gamma_x = 45^\circ$ . La figura 3.8 ilustra el comportamiento de la celda unitaria sin desvío en la dirección del ángulo de elevación.



a)

b)



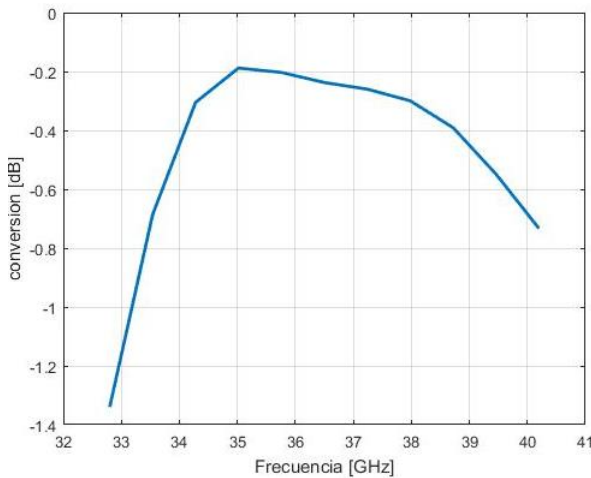
c)

Figura 3.8.- Resultados de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

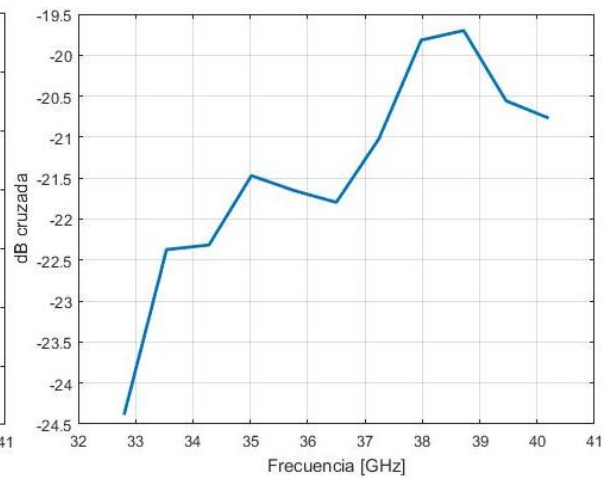
La figura 3.9 ilustra el comportamiento de una celda unitaria conformada por 4 anillos que desvía la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal a  $38^\circ$  en frecuencia central.

Las distancias óptimas en este caso son de 1.04 mm, 0.37 mm, 0.49 mm, 0.49 mm, 0.45 mm y 0.97 mm. Las capacitancias en el eje horizontal óptimas a este diseño son 7.63 fF, 7.57 fF, 8.28 fF, 7.68 fF, 7.65 fF, 7.36 fF y 8.95 fF y en el eje vertical son 0.45 fF, 0.45 fF, 0.48 fF, 0.46 fF, 0.46 fF, 0.46 fF y 0.47 fF.

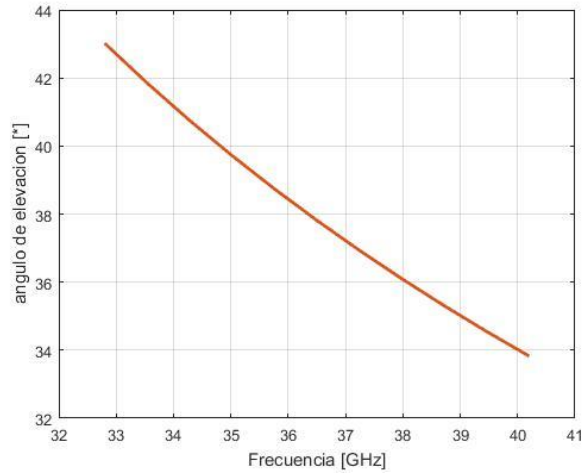
Cuando la dirección del ángulo de elevación es de  $0^\circ$  para el lóbulo principal se aprecia un ancho de banda, en donde se cumple que el factor de conversión sea mayor a -1 dB y la polarización cruzada menor a -20 dB, es de aproximadamente 6 GHz. Para el caso donde la desviación de la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal es de  $38^\circ$  se tiene que el ancho de banda donde se cumplen las características previamente mencionados son de aproximadamente 5 GHz.



a)



b)



c)

Figura 3.9.- Resultados de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 60^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Observando los resultados de la simulación con capacitores en ambos ejes, es evidente el aumento en ancho de banda y la mejora de las características. Sin embargo, la geometría del anillo se hace compleja y el uso de técnicas de reconfiguración (como las discutidas en el capítulo 1 y que forma parte del trabajo posterior a la presente tesis) se hace complicado.

Debido a lo anterior, se hizo un intento por adaptar las estructuras de doble capacitor a una estructura de un solo capacitor. La figura 3.10 nos ayuda a entender el sustento matemático sobre el cual se realizó la adaptación de la geometría anular del arreglo transmititivo propuesto.

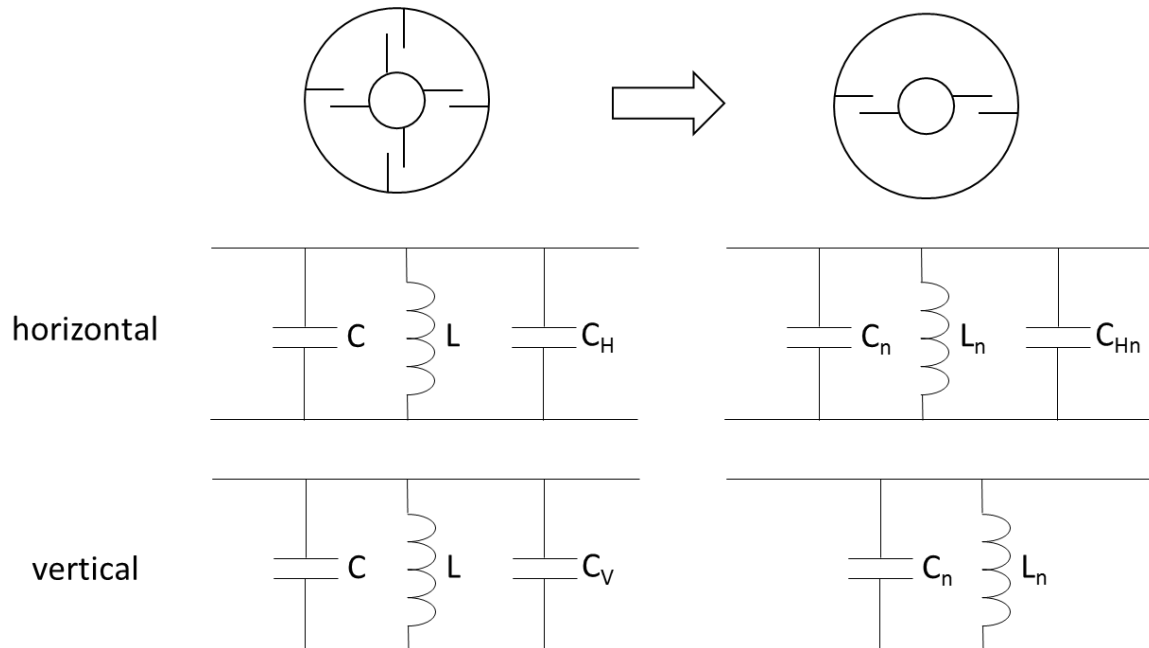


Figura 3.10.- Diagrama de adaptación de dos capacitores a un capacitor

$C$  y  $L$  representan el capacitor e inductor equivalentes debido al anillo en un estructura de capacitores en ambos ejes,  $C_H$  representa la capacitancia en el eje horizontal y  $C_V$  es la capacitancia en el eje vertical.

En la estructura de capacitancia únicamente en el eje horizontal,  $C_n$  y  $L_n$  son las capacitancia e inductancia equivalente debidas a el anillo,  $C_{Hn}$  es el capacitor en el eje horizontal. La relación matemática entre estos valores se describe en las ecuaciones 3.1 a 3.3.

$$L_n = L \quad 3.1$$

$$C_n = C + C_V \quad 3.2$$

$$C_{Hn} = C_H - C_V \quad 3.3$$

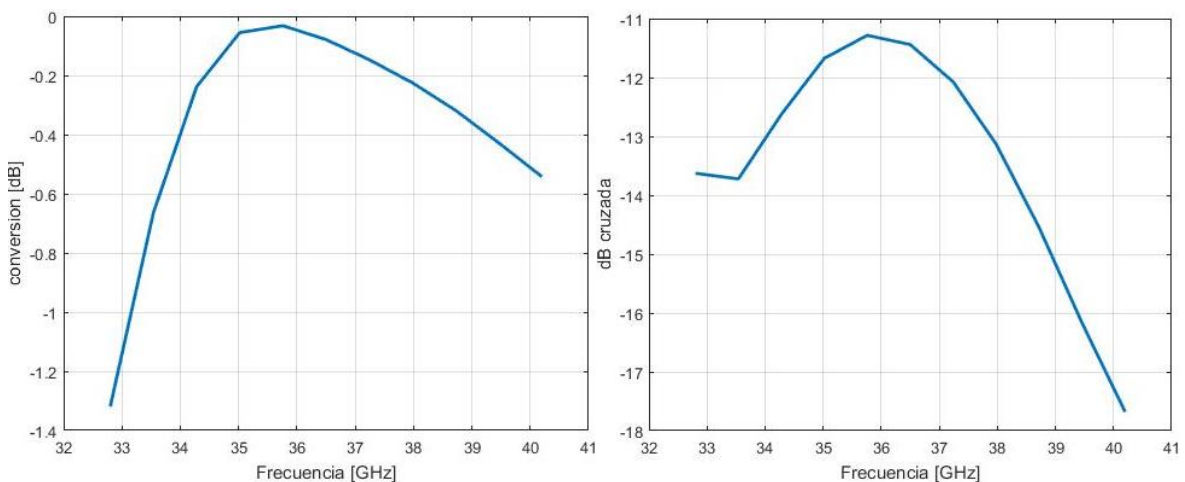
Si se considera al circuito equivalente como un bipuerto podemos decir que el coeficiente de reflexión para la componente horizontal debe ser igual en ambas estructuras, de misma manera con al componente vertical.

Con estas consideraciones se utiliza el programa de optimización para adaptar cada uno de los siete anillos con dos capacitores a una estructura de un solo capacitor. Las distancias entre las capas permanecerán intactas.

Los radios interiores en orden de la capa 1 a la 7 son: 1.03 mm, 1.03 mm, 1.03 mm, 1.03 mm, 1.03 mm, 1.03 mm y 1.02 mm. Los radios externos bajo el mismo criterio son: 1.78 mm, 1.78 mm, 1.78 mm, 1.78 mm, 1.78 mm, 1.78 mm y 1.79 mm. Las capacitancias son: 7.44 fF, 6.90 fF, 7.46 fF, 7.03 fF, 7.11 fF, 7.03 fF y 8.18 fF.

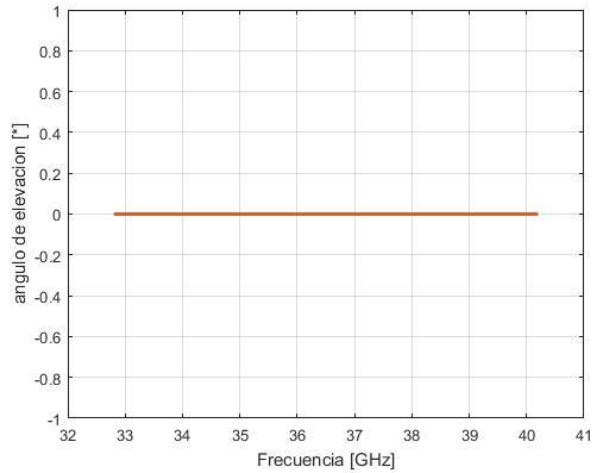
La figura 3.11 muestra el comportamiento que tiene la adaptación de la estructura de dos capacitores a un capacitor cuando el ángulo de elevación del lóbulo principal es de 0°.

Se observa que las características se deterioraron sobre todo en términos de la polarización cruzada por lo que la adaptación no es del todo conveniente.



a)

b)



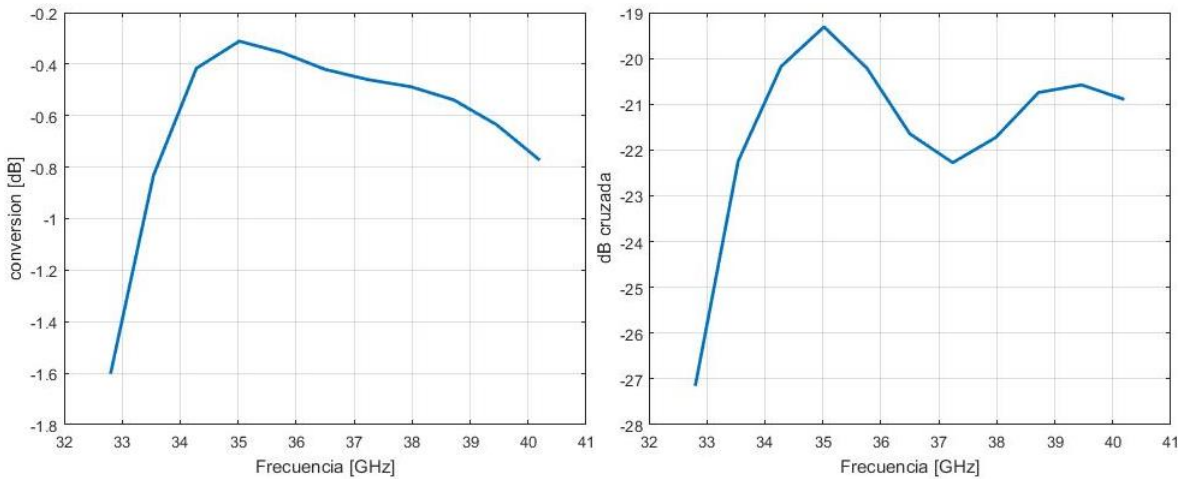
c)

Figura 3.11.- Resultados de la adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Ya se observó que las características cuando el lóbulo principal tiene su ángulo de elevación en los  $0^\circ$  no son similares a las de la estructura a dos capacitores, también se comparó el resultado cuando se tiene una celda unitaria de 4 anillos cuya posición angular del capacitor varía entre ellos  $45^\circ$ .

Se observó que al usar 4 anillos se tiene un desvío en el ángulo de elevación del lóbulo principal de  $38^\circ$ . Las características de las gráficas de polarización cruzada y factor de conversión se acercan más a las características que buscamos. Aun así, las gráficas no son parecidas a la de la estructura de doble capacitor.

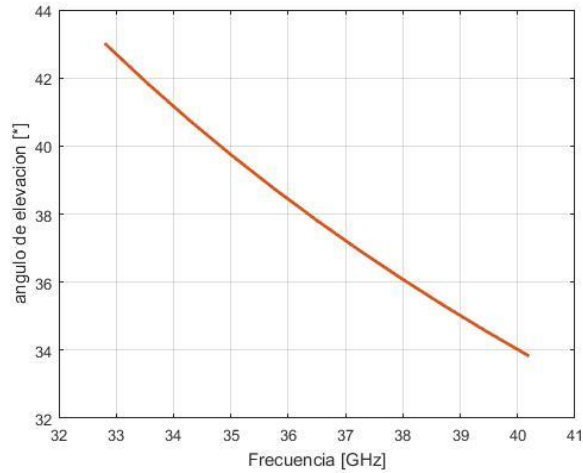
El ancho de banda, donde las características de polarización cruzada menor a  $-20$  dB y factor de conversión mayor a  $-1$  dB, para la figura 3.12 es de un poco menos de 6 GHz.



a)

b)



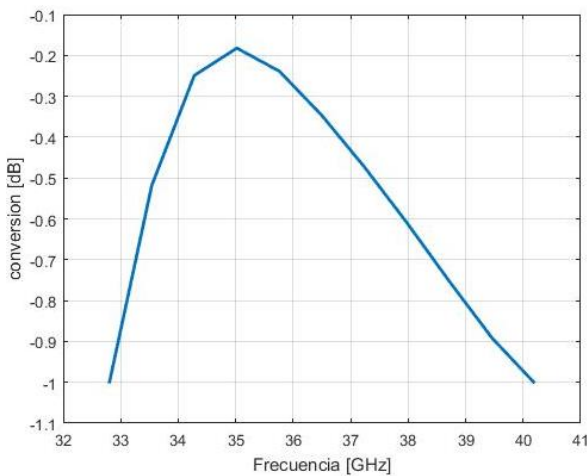


c)

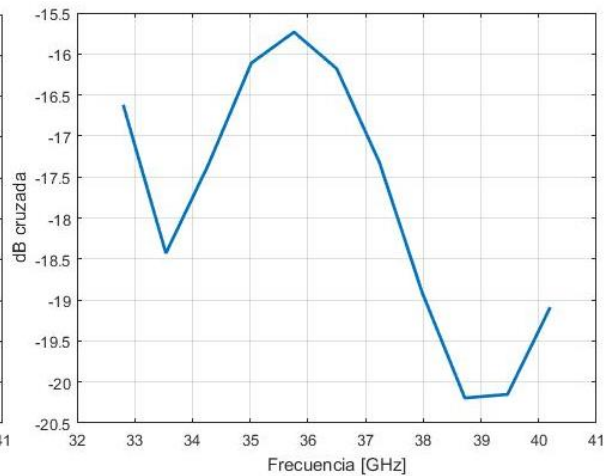
Figura 3.12.- Resultados de la adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

El programa realizado para la optimización de las estructuras ha sido pensado utilizando bases de datos, para mayor rapidez en los cálculos las bases de datos corresponden a los radios. Debido a estas características optimizar usando como parámetro de optimización los radios de los anillos es poco adecuado a nuestras herramientas. Incluso intentar optimizar esta estructura únicamente con sus capacitancias y distancias entre las capas sería muy demandante en memoria debido a la cantidad de bases de datos realizados.

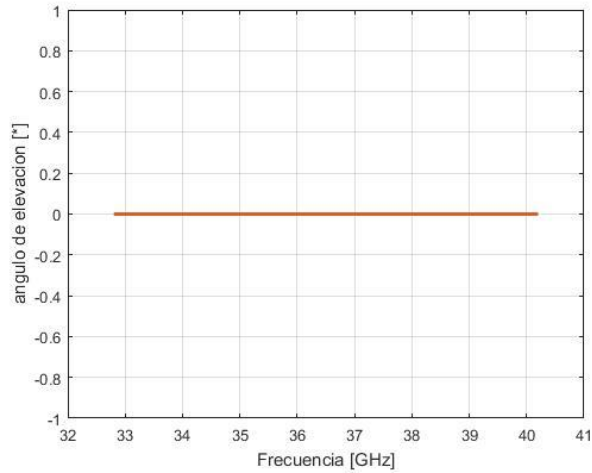
La figura 3.13 y 3.14 muestran los resultados de la optimización realizada al ajuste de una estructura de dos capacitores a una estructura de un solo capacitor. La figura 3.13 es una estructura cuya celda unitaria es de un anillo. La figura 3.14 es una estructura cuya celda unitaria es de 4 anillos y los cambios de posición angular entre los anillos es de  $\gamma_x = 45^\circ$ .



a)



b)

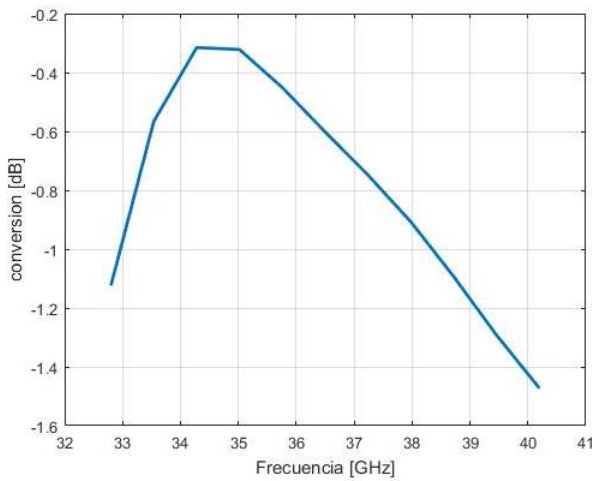


c)

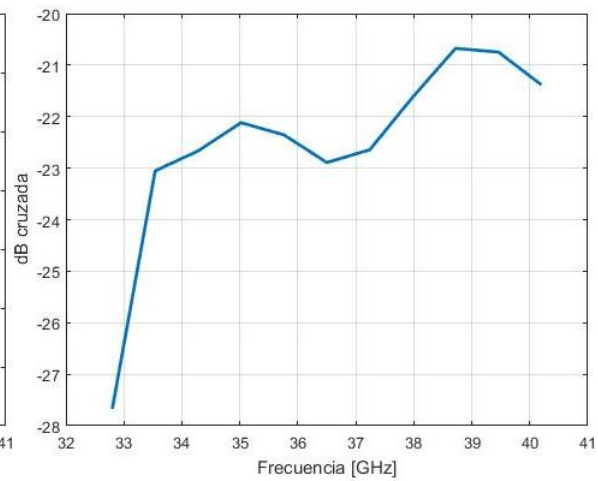
Figura 3.13.- Resultados de la optimización de la adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Las distancias optimizadas son de: 1.45 mm, 0.25 mm, 0.47 mm, 0.50 mm, 0.40 mm y 0.87 mm. Las capacitancias optimizadas para cada capa son de: 7.02 fF, 6.81 fF, 7.75 fF, 6.63 fF, 7.04 fF, 8.12 fF y 10.74 fF.

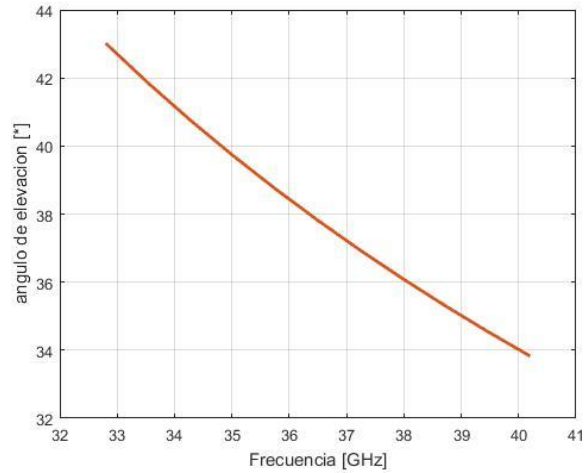
Observando los resultados se notan mejoras en las características de polarización cruzada y factor de conversión. Cuando el lóbulo principal tiene su dirección en un ángulo de elevación de  $0^\circ$  casi todo el ancho de banda se tiene por encima de -1 dB, pero la polarización cruzada no llega a ser menor a los -20 dB. Cuando la dirección del ángulo de elevación para el lóbulo principal se desvía a los  $38^\circ$  el ancho de banda donde el factor de conversión es mayor a -1 dB y la polarización cruzada es menor a -20 dB es de aproximadamente 5 GHz.



a)



b)

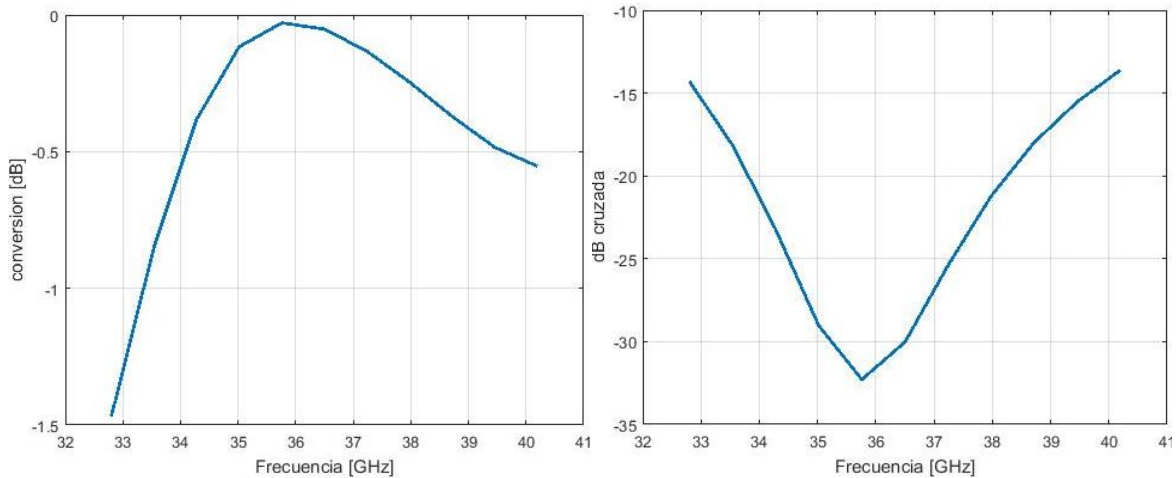


c)

Figura 3.14- Resultados de la optimización de la adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

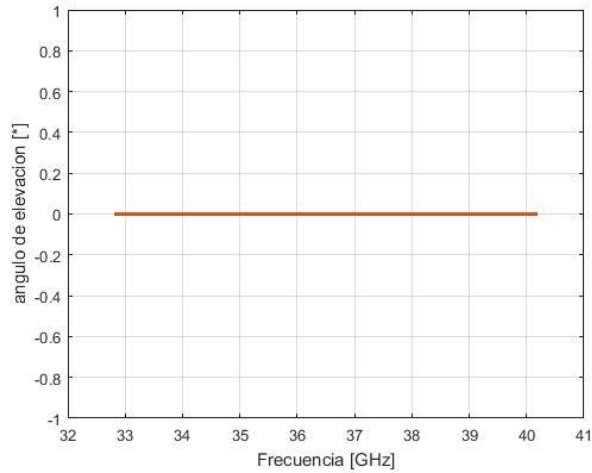
Regresando al diseño que utiliza un capacitor en el eje horizontal y otro en el eje vertical, se aprecia que las capacitancias en el eje vertical no superan los  $0.5 fF$ . Esta observación plantea la idea de poder ignorar estas capacitancias y utilizar solo las capacitancias en el eje horizontal, obteniendo un segundo ajuste de una estructura de doble capacitor a una estructura de un capacitor. En esta nueva adaptación los ángulos internos y externos son iguales para todas las capas lo cual hace una optimización compatible con nuestro programa.

La figura 3.15 ilustra el comportamiento de la segunda adaptación cuando la dirección del lóbulo principal en el ángulo de elevación son  $0^\circ$ . Podemos apreciar que esta segunda adaptación es mejor en cuanto a polarización cruzada y factor de conversión, dando un ancho de banda de 4 GHz donde el factor de conversión es mayor a -1 dB y la polarización cruzada menor a -20 dB.



a)

b)

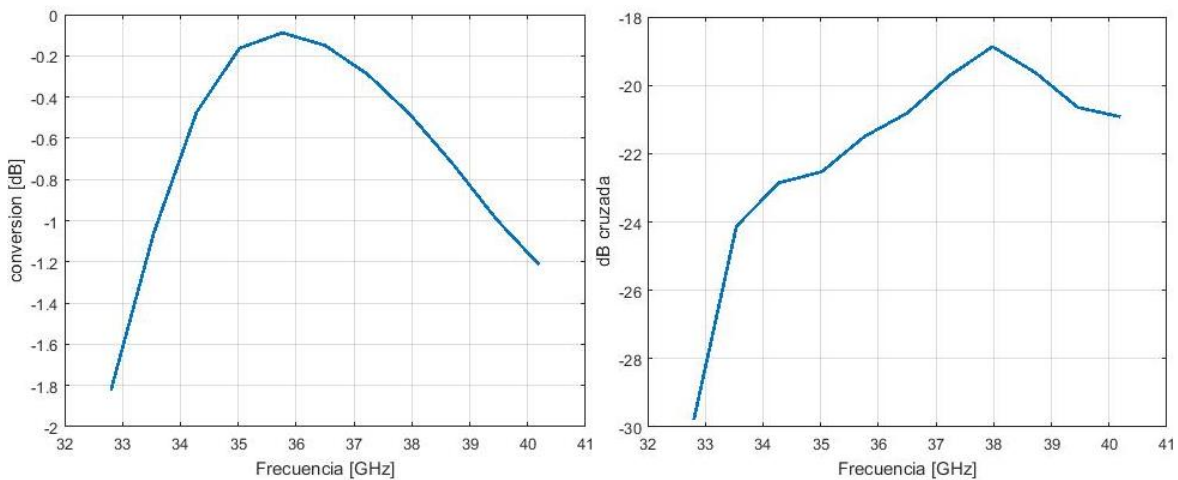


c)

Figura 3.15.- Resultados de la segunda adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

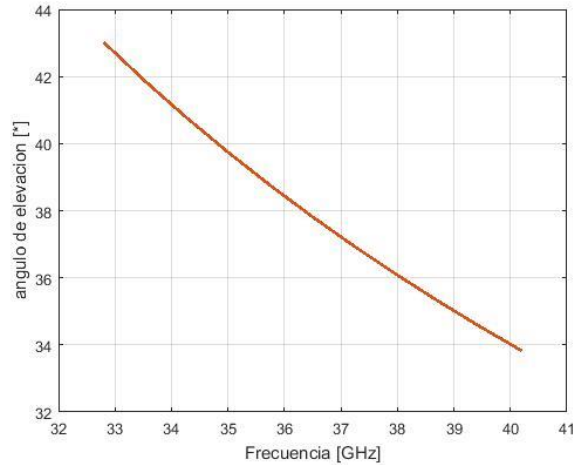
En esta adaptación observamos una baja en el ancho de banda donde nuestras características son óptimas, sin embargo, las características en frecuencia central están cercanas a lo que se desea factor de conversión máximo, tendiente a 0 dB, y polarización cruzada menor a -30 dB. En esta adaptación para la frecuencia central el factor de conversión es mayor a los -0.1 dB y la polarización cruzada menor a los -28 dB.

Recordando que esta estructura debe funcionar escaneando en frecuencias la optimización también se hizo tomando en cuenta el comportamiento de una celda unitaria conformada por 4 anillos y diferencia de posición angular de los capacitores de  $\gamma_x = 45^\circ$ , que desvía la dirección del ángulo de elevación del lóbulo principal a  $38^\circ$  en frecuencia central. La figura 3.16 ilustra el comportamiento de la estructura descrita anteriormente.



a)

b)

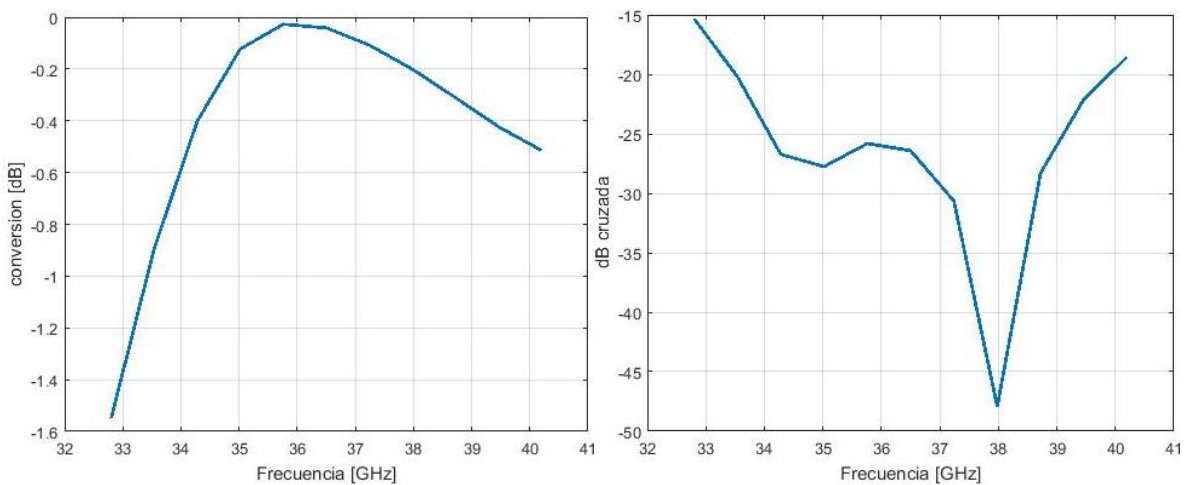


c)

Figura 3.16.- Resultados de la segunda adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

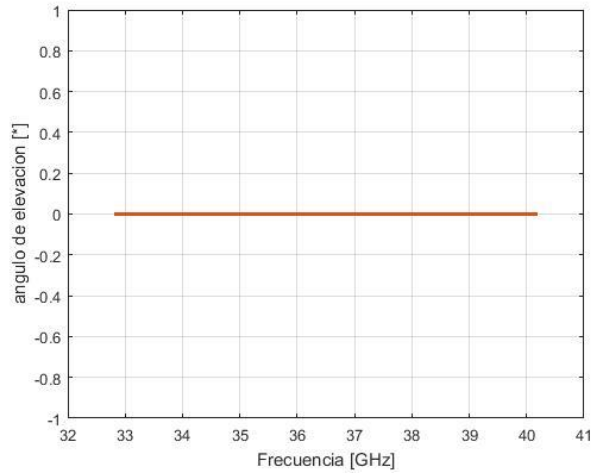
Las dos figuras anteriores nos muestran que, para esta segunda adaptación, cuando la dirección del lóbulo principal en el ángulo de elevación es de  $0^\circ$  el ancho de banda donde el factor de conversión es mayor a -1 dB y la polarización cruzada menor a -20 dB es de 4 GHz. Cuando la dirección del lóbulo principal en el ángulo de elevación es desviada a  $38^\circ$  el ancho de banda donde las características anteriores se cumplen es de 5 GHz.

En un intento de mejorar las características del diseño se sometió la adaptación a una optimización. La figura 3.17 muestra los resultados de la optimización cuando la dirección del lóbulo principal en ángulo de elevación es de  $0^\circ$ . Las distancias óptimas resultantes son: 1.26 mm, 0.34 mm, 0.44 mm, 0.46 mm y 0.99 mm. Las capacitancias óptimas son de: 8.22 fF, 7.69 fF, 8.29 fF, 7.59 fF, 7.53 fF, 7.10 fF y 8.33 fF.



a)

b)



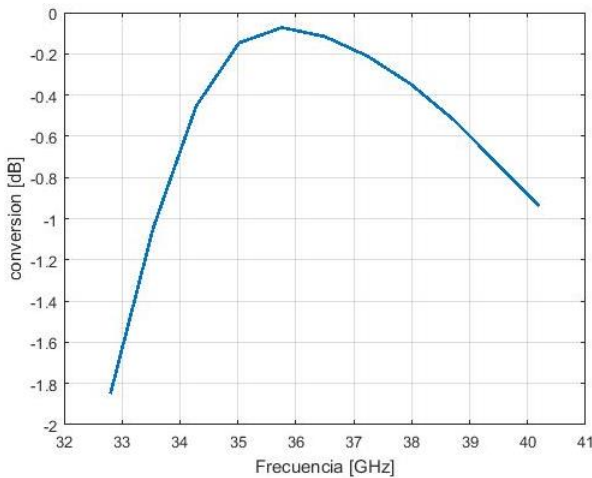
c)

Figura 3.17.- Resultados de la optimización de la segunda adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$   
a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

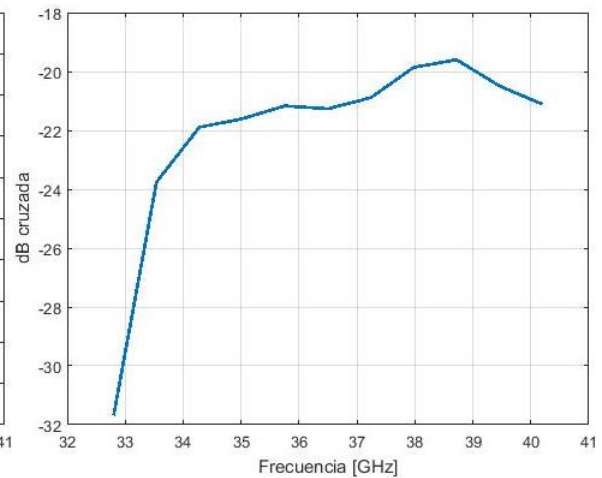
El ancho de banda donde el factor de conversión es mayor -1 dB y la polarización cruzada es menor a -20 dB es de 6 GHz aproximadamente. Las características en frecuencia central son un factor de conversión mayor a -0.1 dB y polarización cruzada menor a los -25 dB.

La figura 3.18 ilustra el comportamiento de la estructura cuando la celda unitaria es de 4 anillos y la diferencia entre los anillos en la posición angular de los capacitores es de  $\gamma_x = 45^\circ$ , lo que desvía la dirección del ángulo de elevación para el lóbulo principal a  $38^\circ$ .

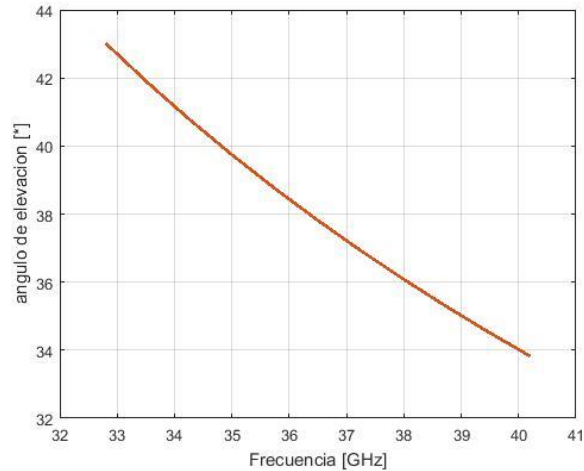
El ancho de banda donde el factor de conversión es mayor -1 dB y la polarización cruzada es menor a -20 dB es de 6 GHz aproximadamente, igual que cuando la dirección del ángulo de elevación es de  $0^\circ$ . Las características en frecuencia central son de factor de conversión mayor a -0.2 dB y polarización cruzada menor a -20 dB, lo cual es aceptable cuando se está en escaneo.



a)



b)



c)

Figura 3.18.- Resultados de la optimización de la segunda adaptación de 2 capacitores a 1 capacitor de un arreglo de siete capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 45^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

Los diseños presentados en este capítulo en su mayoría presentan características favorables y cercanas a las características deseadas, pero ninguno llegó a los 7.4 GHz que nos fijamos como meta. Aun así, un máximo de 6 GHz como ancho de banda es aun aceptable a una frecuencia central de 36.5 GHz.

Sin embargo, para poder decir cuál es el “mejor” diseño aun es necesaria una comparación de sus características como ancho de banda, factor de conversión y polarización cruzada cuando se encuentra en escaneo a ángulos similares, así como conocer el máximo ángulo de desvío que podemos lograr. Esto se discutirá y analizara en el siguiente capítulo de la tesis.

### 3.3.- Conclusiones

1. En general, el proceso de optimización mejoró las características que se buscaban en los diseños previamente conseguidos.
2. El factor de conversión es mejor en la celda de 4.3 mm y va teniendo valores más bajos conforme la celda y los radios se reducen.
3. El ancho de banda donde el factor de conversión es mayor a -1 dB está relacionado aparentemente de manera directa con el ancho del anillo.
4. La polarización cruzada parece tener las mejores características en una celda de 3.87 mm con capacitores en ambos ejes del anillo.
5. Aunque la adaptación de una estructura de anillos con 2 capacitores a una estructura de anillos con 1 capacitor no funcionó, tomar dicha estructura y suprimir el segundo capacitor parece dar resultados favorables. Lo anterior lo sabemos al comparar las figuras 3.12, 3.13 y 3.14 contra las figuras 3.15, 3.16 y 3.17, respectivamente.
6. Aunque la adaptación de una estructura de anillos con 2 capacitores a una estructura de anillos con 1 capacitor fue realizada individualmente igualando los coeficientes de reflexión de cada capa por separado, se ignoró el acoplamiento mutuo, el cual crece en estructuras “pequeñas” como las que se pretenden.
7. La mayoría de estos diseños cumplen con los requisitos de polarización cruzada y ancho de banda, pero el diseño con mejor ancho de banda tiene un máximo de 6 GHz donde cubren las características deseadas.



## Bibliografía

1. L. Liang and S. Victor Hum, "Design of a UWB Reflectarray as an Impedance Surface Using Bessel Filters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4242-4255, Oct. 2016. doi: 10.1109/TAP.2016.2594056
2. S. M. A. Momeni Hasan Abadi and N. Behdad, "Wideband Linear-to-Circular Polarization Converters Based on Miniaturized-Element Frequency Selective Surfaces," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 525-534, Feb. 2016. doi: 10.1109/TAP.2015.2504999
3. J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015.
4. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 1, pp. 142-153, Jan. 2004.
5. Hugo Martínez Martínez, "Antena Lente Basada en Arreglos Tipo Espiraphase" (Maestría, UNAM, presentada 25 de enero de 2013, director de tesis – A.E. Martynyuk)
6. D. Pozar, "Microwave Engineering", Segunda Edición, Jonh Wiley & sons, USA, 1998.
7. A. Iturri-Hinojosa, J. I. Martinez-Lopez and A. E. Martynyuk "Analysis and design of E-plane scanning grid arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp.2266 -2274 2010
8. Y. Yun, C. Jianshu and M. Jianchun, "Directional pattern modeling and simulation of triangular grid circular planar array antennas," 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, 2010, pp. V2-666-V2-669.

## 4.- Comparación de los diseños realizados y optimizados.

### 4.1.- Introducción

Los diseños optimizados en el capítulo 3 presentan características favorables según algunos de los requerimientos de ancho de banda, polarización cruzada y factor de conversión.

En el presente capítulo se discutirá, comparará y analizará el contraste de estas tres características antes mencionadas de un diseño a otro, considerando además sus propiedades a diferentes ángulos de escaneo. Es importante conocer que existe previamente una referencia que viene dada por el trabajo previo realizada en [1].

### 4.2.- Comparación de cada diseño individual frente al trabajo previo.

Usando la referencia que se tiene de [1], de un arreglo de cinco capas con una celda de 4.3 mm, se contrasta contra el diseño de un arreglo a 5 capas con tamaño de celda de 3.87 mm en frecuencia central para poder conocer hasta que, dirección de ángulo de elevación nuestro diseño es capaz de mantener un factor de conversión mayor de -1 dB y una polarización cruzada menor de -20 dB. Dicha comparación se ilustra en la figura 4.1.

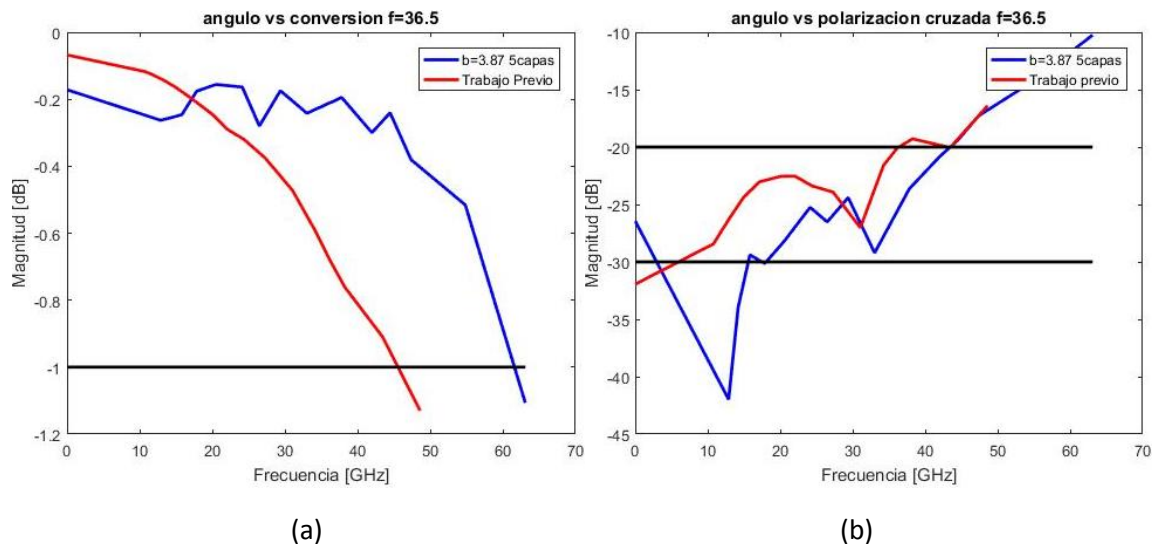


Figura 4.1.- Comparación del diseño de 5 capas con tamaño de celda de 3.87 contra la referencia del trabajo previo a) factor de conversión vs ángulo de elevación b) polarización cruzada vs ángulo de elevación.

En la figura 4.1a se delimita el límite aceptable del factor de conversión que es -1 dB. En la figura 4.1b se tienen dos límites, el primero a -30 dB indica lo esperado cuando el ángulo de elevación es de 0°, el segundo a -20 dB que indica el máximo tolerable a nuestro diseño.

Se puede observar que el factor de conversión de la referencia alcanza el valor de -1 dB a los 45° aproximadamente mientras que nuestro diseño alcanza el valor de -1 dB a más de 60°.

En términos de polarización cruzada la referencia y nuestro diseño parecen alcanzar su segundo límite superior en los 45°, pero solo la referencia logra estar por debajo del límite de los -30 dB cuando el ángulo de elevación es 0°. También se debe decir que la referencia reporta el límite de los -20 dB en 35° aproximadamente, volviéndolo a tocar en los 45°.

Se comparó el diseño de 7 capas y un tamaño de celda de 3.89 mm contra la referencia del trabajo previo para conocer si nuestros objetivos fueron superados con este diseño. Los resultados se muestran en la figura 4.2.

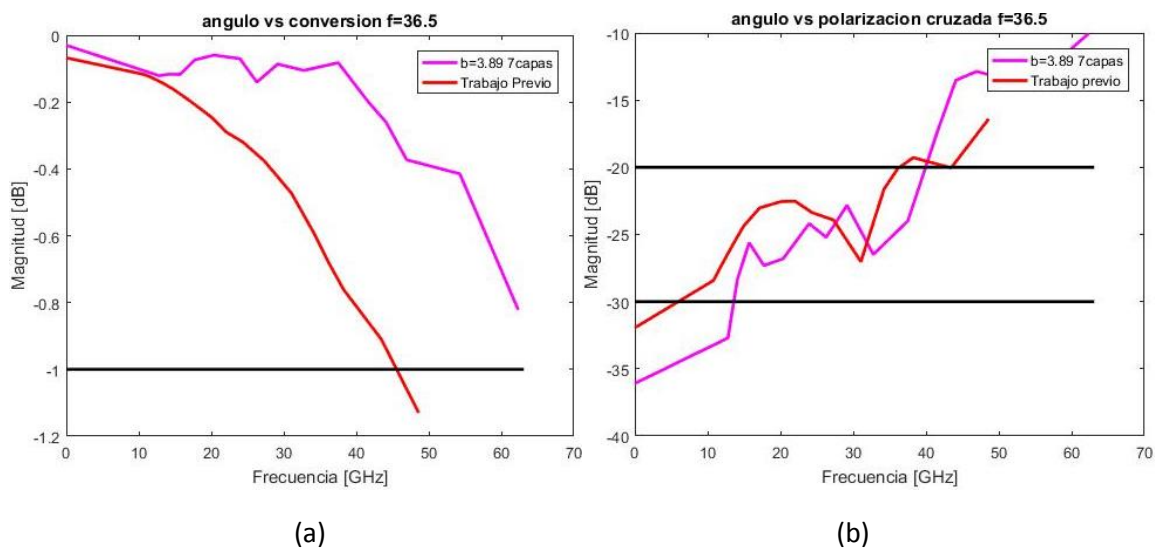


Figura 4.2.- Comparación del diseño de 7 capas con tamaño de celda de 3.89 contra la referencia del trabajo previo a) factor de conversión vs ángulo de elevación b) polarización cruzada vs ángulo de elevación.

Los límites ilustrados en la figura 4.2 nos indican la dirección de desvío máxima del ángulo de elevación que soporta nuestra estructura presentando características óptimas de factor de conversión mayor a -1 dB y polarización cruzada por debajo de los -20 dB.

En términos de factor de conversión se puede observar que el diseño propuesto supera ampliamente a la referencia. El diseño propuesto asegura los ángulos de escaneo hasta 60°, sin embargo, su límite no es apreciable en la figura 4.2a.

Hablando de polarización cruzada, el diseño propuesto toca el límite de los -20 dB cerca de los 40° quedando por detrás de los 45° de la referencia, pero por encima del primer cruce al límite de la referencia. Se puede apreciar que tanto el diseño como la referencia son capaces de estar por debajo del límite de los -30 dB cuando el ángulo de elevación es de 0°.

Tocó el turno de comparar el diseño de 5 capas cuyo tamaño de celda es de 4.3 mm contra la referencia del trabajo previo para conocer que tan bien satisface este diseño los objetivos. Los resultados de la comparación se ilustran en la figura 4.3.

Los límites en la figura 4.3 acotan de manera análoga a los de la figura 4.1 y nuevamente serán utilizados para conocer si el diseño efectuado es capaz de superar los requerimientos de diseño que se han planteado.

Este diseño presenta graves problemas tanto en factor de conversión como en polarización cruzada.

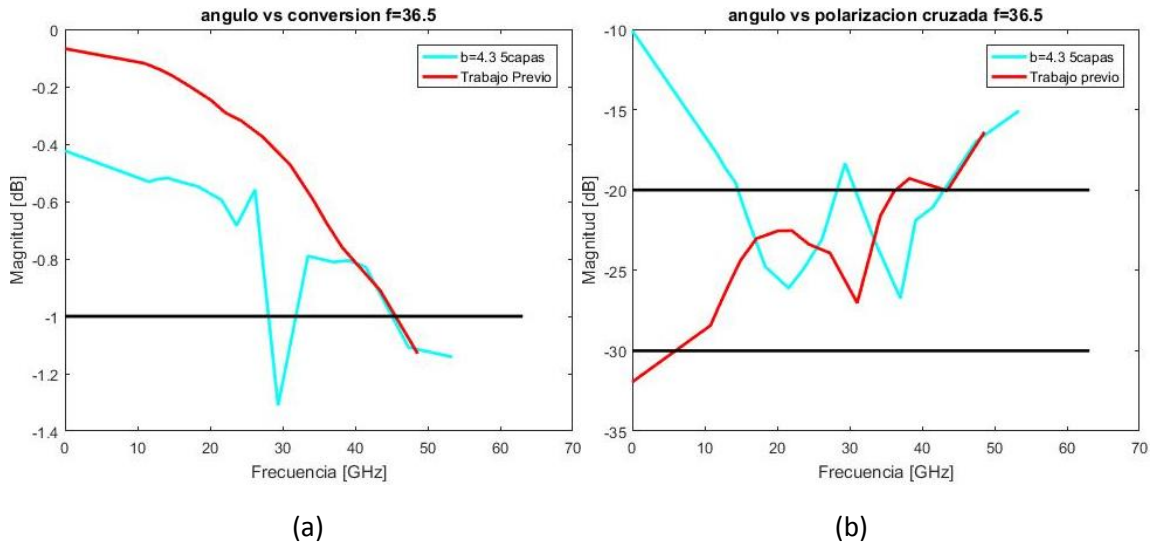


Figura 4.3.- Comparación del diseño de 5 capas con tamaño de celda de 4.3 contra la referencia del trabajo previo a) factor de conversión vs ángulo de elevación b) polarización cruzada vs ángulo de elevación.

En términos de factor de conversión se observa la gráfica siempre por debajo de la referencia y cruza el límite inferior dos veces una antes de los 30° y otra cercana a los 45°.

Tratándose de polarización cruzada se observa nuevamente que la gráfica cruza en varios puntos los límites superiores, teniendo de 0° a cerca de los 15° por arriba del límite superior, con dos cruces más cerca de los 30° y el ultimo cercano a los 45°. Es notorio que no cumple con el límite de estar por debajo de los -30 dB cuando el ángulo de elevación es 0°.

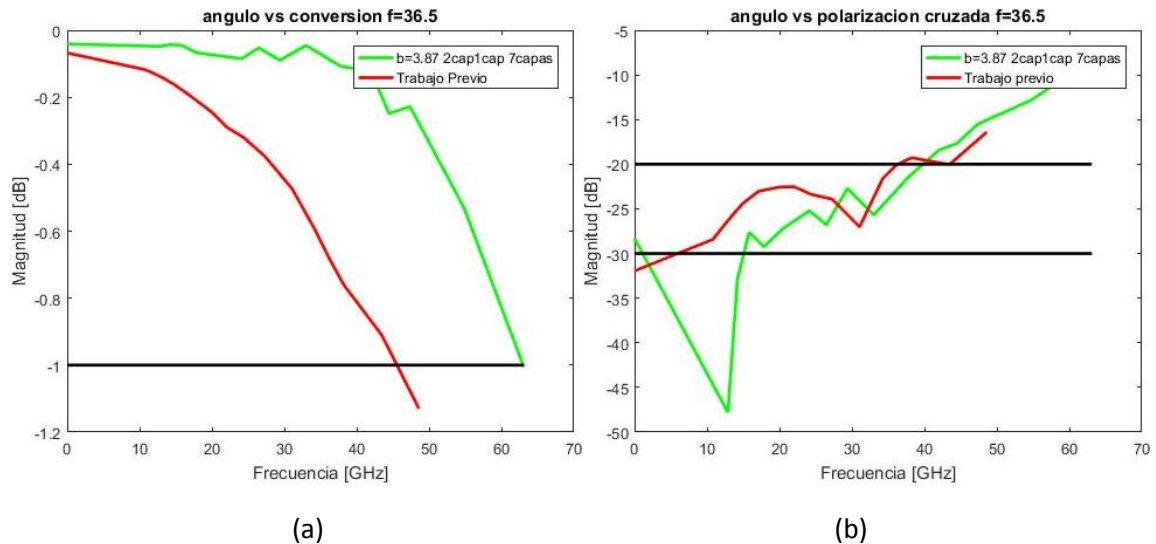


Figura 4.4.- Comparación del diseño de 7 capas con tamaño de celda de 3.87 contra la referencia del trabajo previo a) factor de conversión vs ángulo de elevación b) polarización cruzada vs ángulo de elevación.

El ultimo diseño a comparar contra la referencia del trabajo previo es el diseño de 7 capas, cuyo tamaño de celda es de 3.87 mm y es producto de la adaptación de 2 a 1 capacitor. El comportamiento de dicho diseño frente a la referencia se ilustra en la figura 4.4.

Los límites ilustrados en la figura 4.4 acotan de manera similar a los de la gráfica 4.1 y junto con la gráfica del trabajo previo ilustran nuestros objetivos a superar.

Observando la gráfica del factor de conversión podemos observar que nuestro diseño supera a la referencia del trabajo previo altamente. El diseño realizado toca el límite de -1 dB pasando los 60°, lo que supera los 45° que se esperaban.

Hablando de polarización cruzada nuestro diseño toca el límite de los -20 dB cerca a los 40°, la referencia como ya hemos dicho toca dos veces el límite de los -20 dB una cercana a los 35° y otra en los 45° por lo tanto, nuestro diseño queda un poco por debajo de la referencia. Analizando la polarización cruzada cuando la dirección del lóbulo principal en el ángulo de elevación es ortogonal al plano del arreglo podemos observar que nuestro diseño tiene -28 dB, muy cerca al límite de los -30 dB.

#### 4.3.- Comparación de todos los diseños contra la referencia y los demás diseños.

A continuación, se presenta una gráfica en la figura 4.5 que ilustra y contrasta la polarización cruzada y el factor de conversión de los diferentes diseños presentes en esta tesis, así como la referencia del trabajo previo.

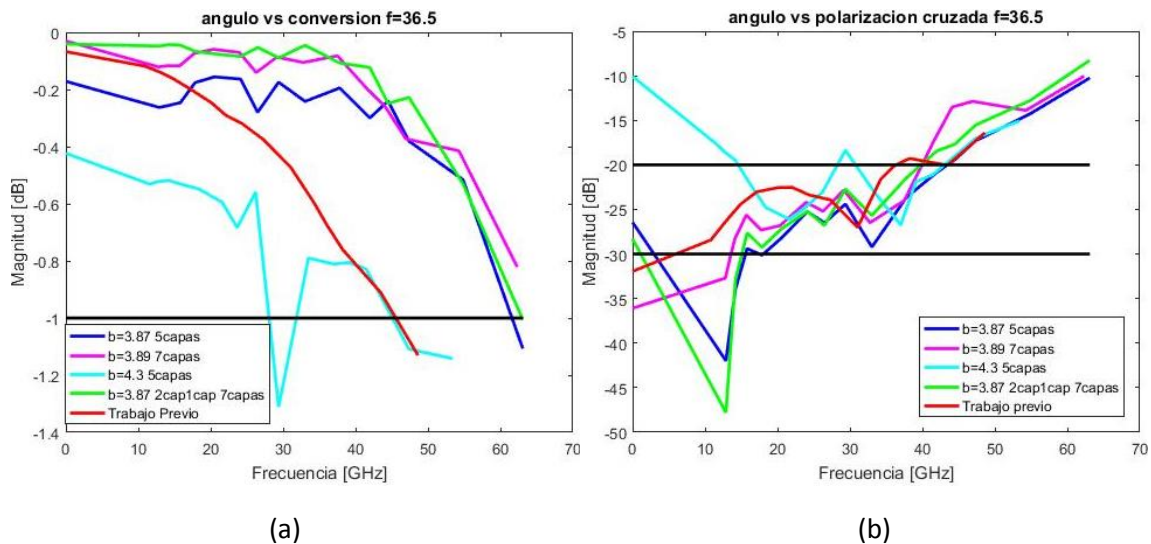


Figura 4.5.- Comparación de todos los diseños realizados y la referencia del trabajo previo

Se puede observar que en términos de factor de conversión todos los diseños, excepto del de tamaño de celda de 4.3 mm, superan el trabajo previo.

Cuando se habla de polarización cruzada solo dos diseños son capaces de igualar a la referencia, el de arreglo de 5 capas con tamaño de celda de 3.87 mm y el arreglo de 7 capas con tamaño de celda de 3.89 mm.

Solo el arreglo de 7 capas y tamaño de celda de 3.89 mm mejora el límite de la polarización cruzada de los -30 dB cuando el lóbulo principal tiene la dirección del ángulo de elevación de 0°.

Este análisis solo nos muestra las características a frecuencia central, para dar un análisis completo de nuestro diseño es necesario analizar también los anchos de banda y contrastarlos unos contra otros para determinar el mejor diseño. Las figuras 4.6 y 4.7 ayudan a dicho propósito.

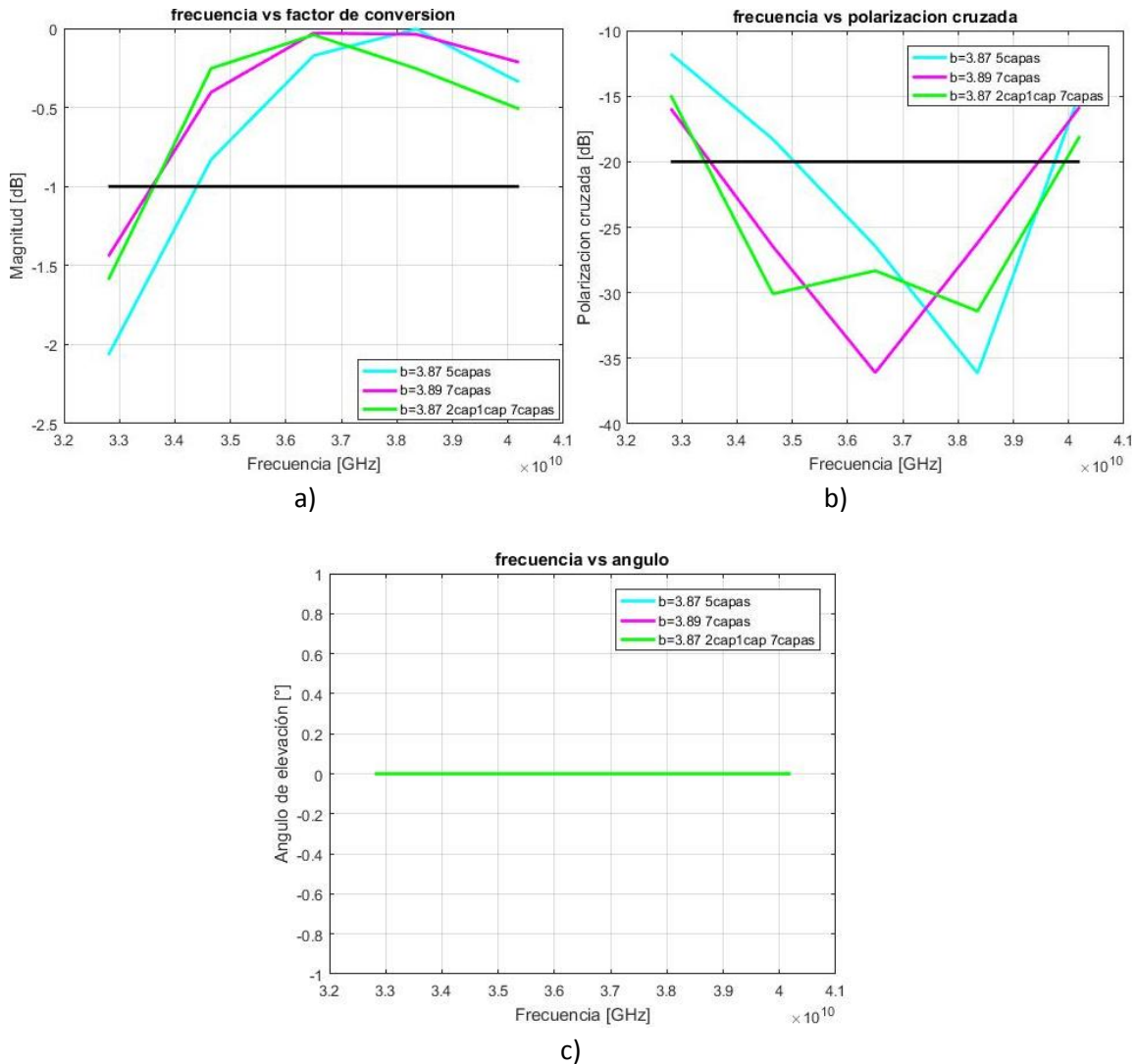


Figura 4.6.- Comparación de los diseños realizados cuando el lóbulo principal tiene su dirección en ángulo de elevación a 0° a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.

Como se observa en la figura 4.6 la dirección del ángulo de elevación para los tres diseños es de 0° lo cual permite una evaluación en condiciones similares.

Se observa que el factor de conversión presenta anchos de banda similares donde el factor de conversión es mayor a -1 dB, de aproximadamente 6.5 GHz, para los diseños de 7 capas con tamaños de celda de 3.87 mm y 3.89 mm respectivamente. Sin embargo, la caída del factor de conversión es

más suave para el diseño de 3.89 mm. Es importante decir que el ancho de banda del diseño de 5 capas y tamaño de celda de 3.87 mm solo está 1 GHz por debajo de los otros.

En polarización cruzada el mejor ancho de banda donde la polarización cruzada es menor a -20 dB, de aproximadamente 7 GHz, lo presenta el diseño de 7 capas con tamaño de celda de 3.87 mm, aunque no llega a los -30 dB en frecuencia central, pero se aproxima mucho con -28 dB. El diseño de 7 capas con tamaño de celda de 3.89 mm presenta aproximadamente 6 GHz de ancho de banda y el diseño de 5 capas con tamaño de 3.87 mm presenta casi 5 GHz de ancho de banda.

EL ancho de banda donde polarización cruzada y factor de conversión son óptimas es de 6.5 GHz para el diseño de 7 capas y celda de 3.87 mm, 6 GHz para 7 capas y tamaño de celda de 3.89 y casi 5 GHz para 5 capas y celda de 3.87 mm.

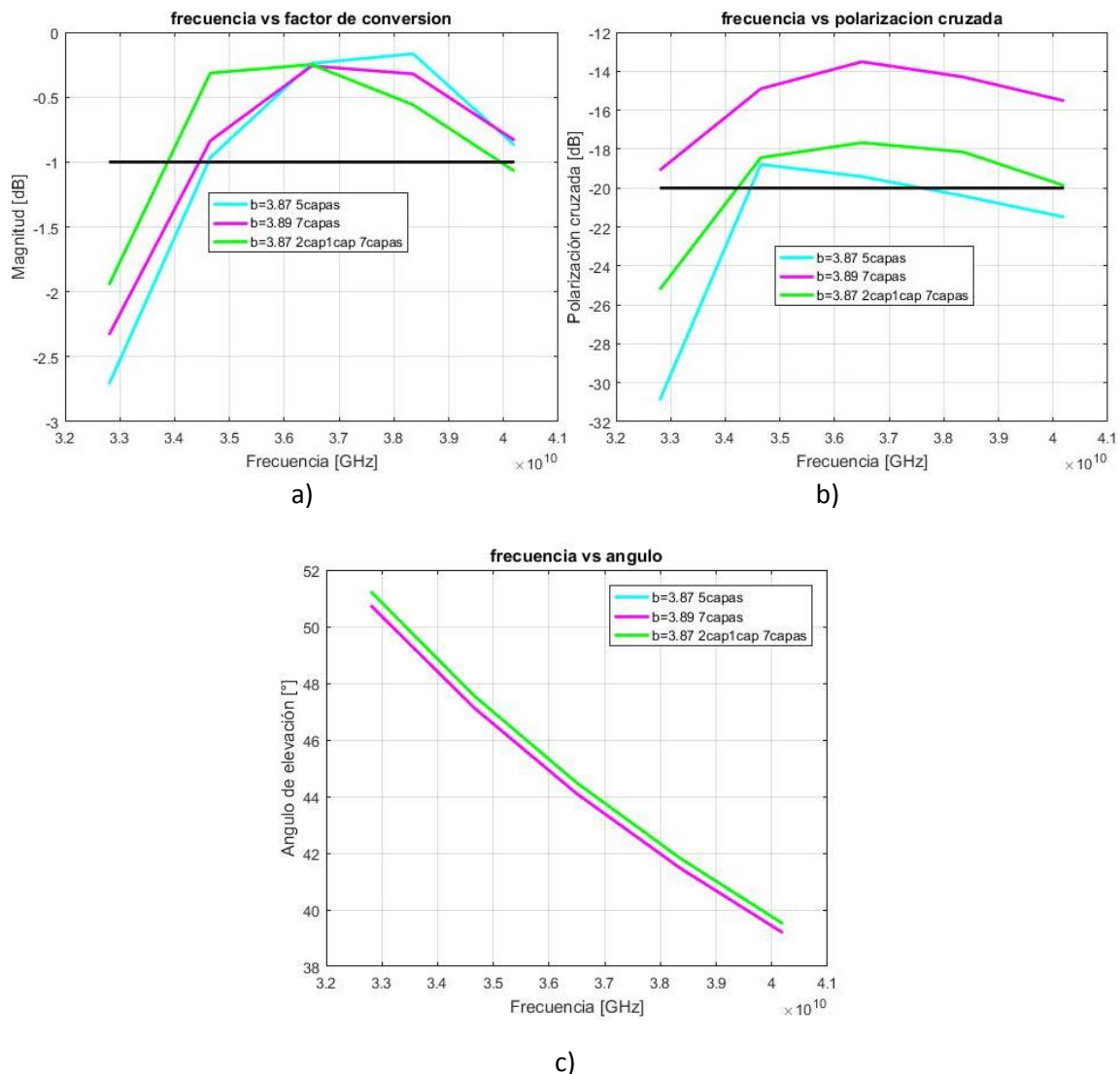


Figura 4.7.- Comparación de los diseños realizados cuando el lóbulo principal tiene su dirección en ángulo de elevación cercano a 45° a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.



La figura 4.7 ilustra el comportamiento de nuestros diseños cuando la dirección del lóbulo principal se desvía en ángulo de elevación cercano a los 45° en frecuencia central (este desvío se observa en la figura 4.7c).

Observando la figura 4.7a vemos que el ancho de banda donde el factor de conversión es mayor a los -1 dB es de 6 GHz para el diseño de 7 capas y tamaño de celda de 3.87 mm, mayor a 5.5 GHz para el diseño de 7 capas y tamaño de celda de 3.89 mm y cercano a 5.5 GHz para el diseño de 5 capas y tamaño de celda de 3.87 mm.

De la figura 4.7b podemos observar que el ancho de banda donde la polarización cruzada es menor a -20 dB es de casi 4 GHz (no continuos) para el diseño de 5 capas con celda de 3.87 mm, menor a 1.5 GHz para el diseño de 7 capas con celda de 3.87 mm y 0 GHz para el diseño de 7 capas con celda de 3.89 mm.

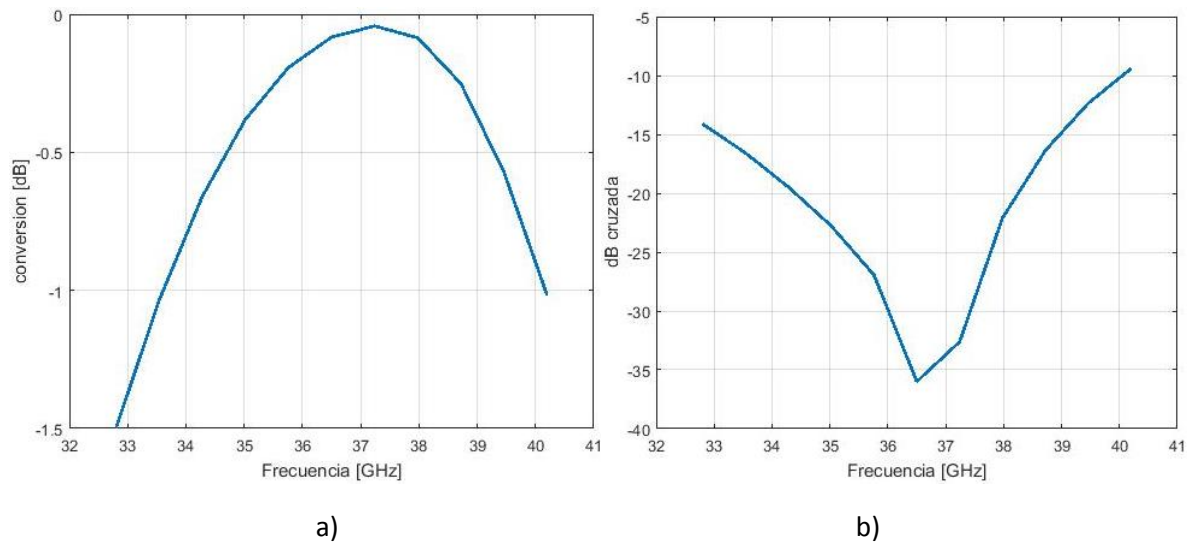
Finalmente analizando el ancho de banda donde polarización cruzada y polarización cruzada son óptimos se tiene que es de 0 GHz para los diseños de 7 capas con celda de 3.87 mm y 3.89 mm respectivamente, pero para el diseño de 5 capas con celda de 3.87 es de 2 GHz.

Hasta aquí parece que el diseño que guarda un mejor equilibrio en sus características es el de 5 capas con celda de 3.87 mm.

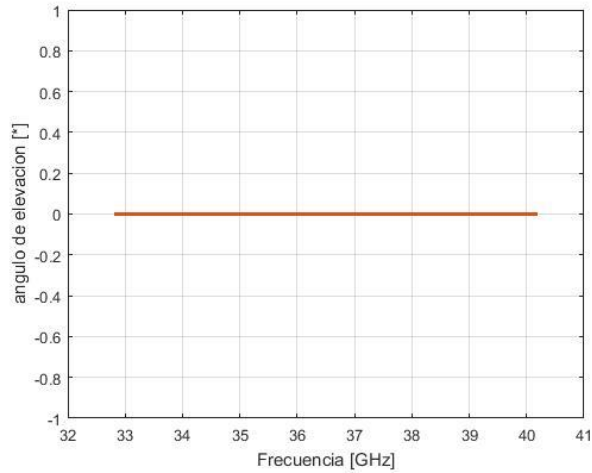
Se tomó el diseño de 5 capas con celda de 3.87 mm y se sometió a una nueva etapa de optimización con el fin de mejorar sus características. La optimización se hizo considerando tres casos, cuando la dirección del lóbulo principal en ángulo de elevación es de: 0°, cercana a 20° y cercana a 45°.

Las distancias óptimas resultantes son: 0.98 mm, 0.36 mm, 0.44 mm y 1.03 mm. Las capacitancias óptimas son de: 10.85 fF, 11.37 fF, 10.81 fF, 10.46 fF y 11.22 fF.

La figura 4.8 muestra los resultados de la optimización cuando la celda unitaria esta con formada por un anillo por lo tanto, la diferencia en la posición angular entre los anillos es de  $\gamma_x = 0^\circ$ .







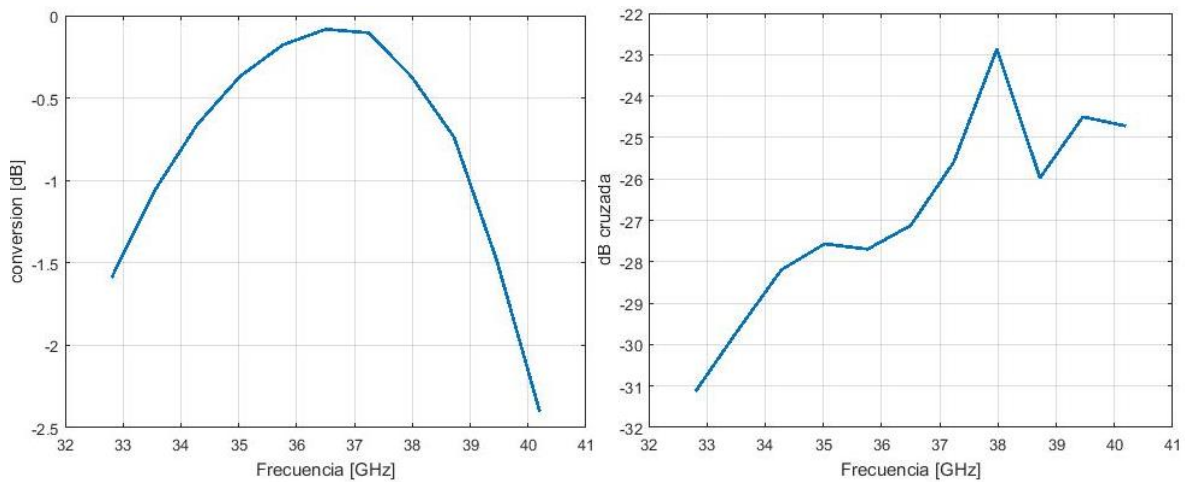
c)

Figura 4.8.- Resultados de la segunda optimización del diseño de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 0^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.

En términos del factor de conversión se aprecia que el ancho de banda en donde es mayor a -1 dB es de más de 6 GHz.

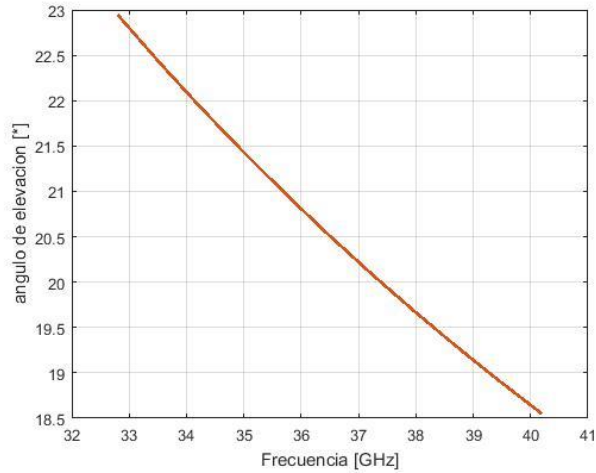
Hablando de polarización cruzada, vemos que el ancho de banda donde es menor a -20 dB es de casi 4 GHz. En frecuencia central se tiene que la polarización cruzada es de aproximadamente -35 dB, que es mejor a los -30 dB que tenemos como meta para este caso

Se observa que el ancho de banda donde la polarización cruzada es menor a -20 dB y el factor de conversión es mayor a -1 dB, es decir características óptimas, es de casi 4 GHz. Este ancho de banda es similar al que se presentó antes de esta optimización



a)

b)



c)

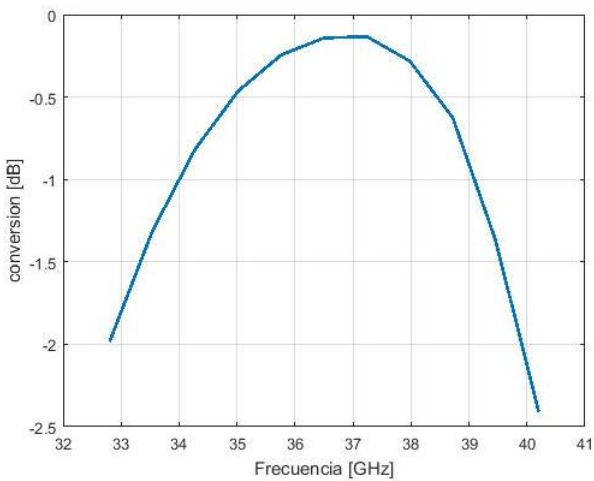
Figura 4.9.- Resultados de la segunda optimización del diseño de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 25.71^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.

La siguiente celda unitaria considerada en la optimización consta de 7 anillos y la diferencia en la posición angular entre los anillos es de  $\gamma_x = 25.71^\circ$ . Los resultados de esto se ilustran en la figura 4.9

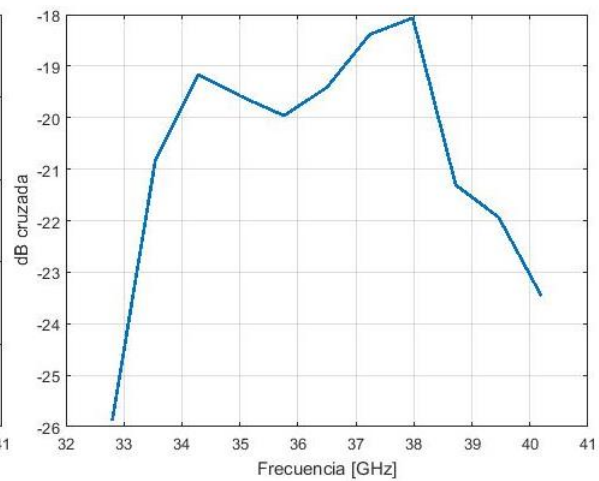
En términos del factor de conversión se aprecia que el ancho de banda en donde es mayor a -1 dB es de cerca de 5 GHz.

Hablando de polarización cruzada, vemos que el ancho de banda donde es menor a -20 dB es de 7.4 GHz. En frecuencia central se tiene que la polarización cruzada es de aproximadamente -27 dB.

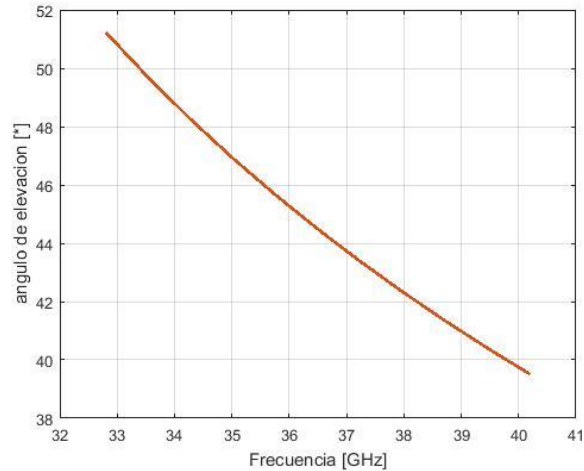
Se observa que el ancho de banda donde la polarización cruzada es menor a -20 dB y el factor de conversión es mayor a -1 dB, es decir características óptimas, es de casi 5 GHz.



a)



b)



c)

Figura 4.10.- Resultados de la segunda optimización del diseño de un arreglo de cinco capas con tamaño de celda de 3.87 mm y posición angular  $\gamma_x = 51.42^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.

La siguiente celda unitaria considerada en la optimización consta de 7 anillos y la diferencia en la posición angular entre los anillos es de  $\gamma_x = 51.42^\circ$ . La figura 4.10c muestra la manera en que el ángulo de elevación se desvía según la frecuencia.

En términos del factor de conversión se aprecia que el ancho de banda en donde es mayor a -1 dB es de casi 5 GHz. Como lo muestra la figura 4.10a.

Hablando de polarización cruzada, vemos que el ancho de banda donde es menor a -20 dB es de más de 5 GHz. En frecuencia central se tiene que la polarización cruzada es de -19 dB aproximadamente. Como lo muestra la figura 4.10b.

Se observa que el ancho de banda donde la polarización cruzada es menor a -20 dB y el factor de conversión es mayor a -1 dB, es decir características óptimas, es de más de 2 GHz. Este ancho de banda es mayor al que se presentó antes de esta optimización.

Observando que existe una mejoría en los datos se realizó una comparación de este nuevo diseño optimizado y los tres diseños que previamente se han discutido.

Podemos observar que, aunque existen diseños con ancho de banda mayor, en frecuencia central y en escaneo el último diseño optimizado presenta las características más equilibradas.

Este último diseño optimizado tiene en frecuencia central su límite de -1 dB de factor de conversión en la desviación del ángulo de elevación a ángulos superiores a los  $60^\circ$ .

El último diseño supera el límite de los -20 dB de polarización cruzada en la desviación del ángulo de elevación a un ángulo de casi  $45^\circ$ . Lo antes mencionado se ilustra en las figuras 4.11.

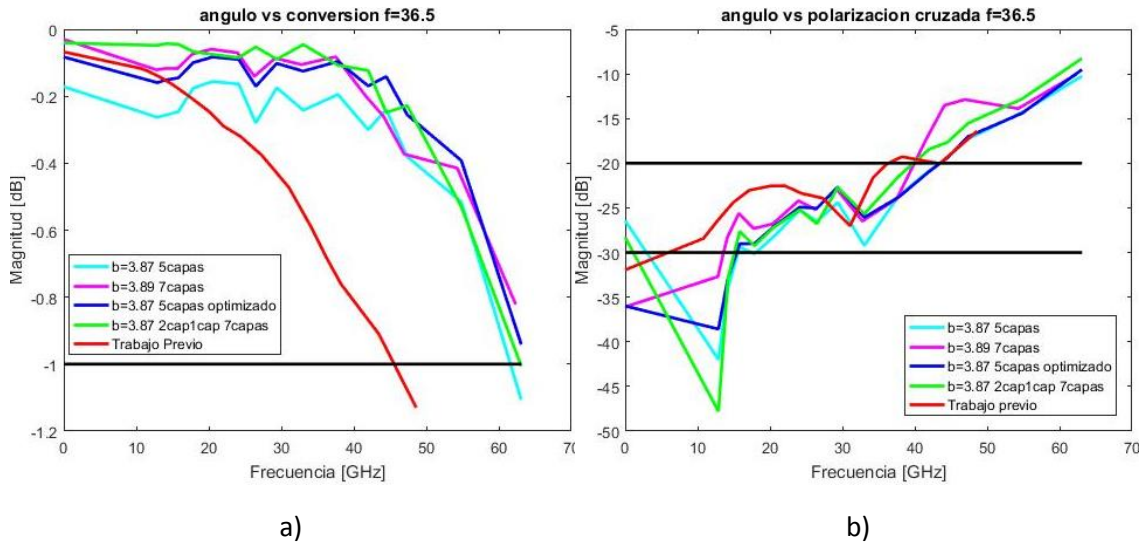
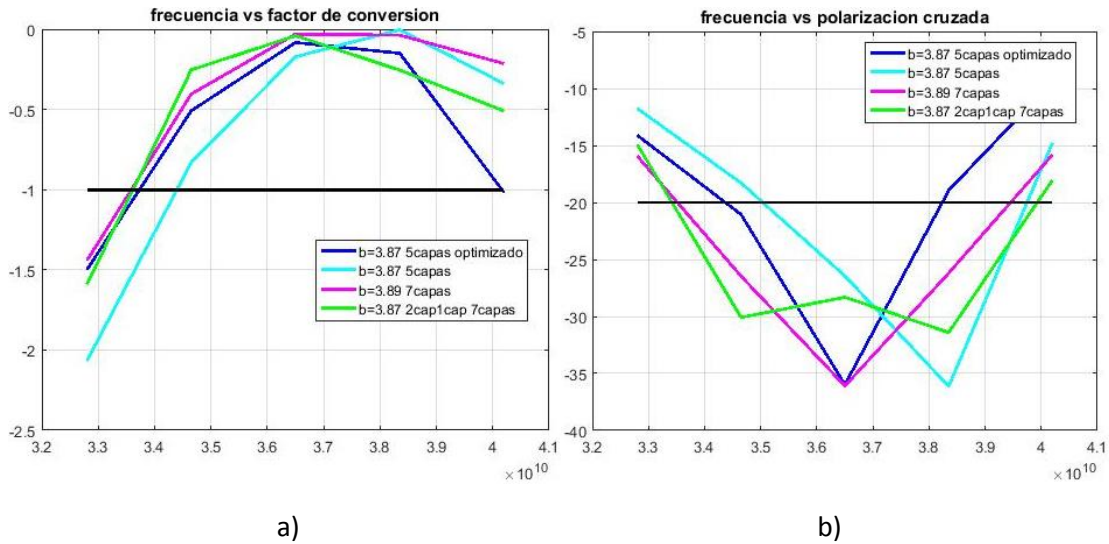


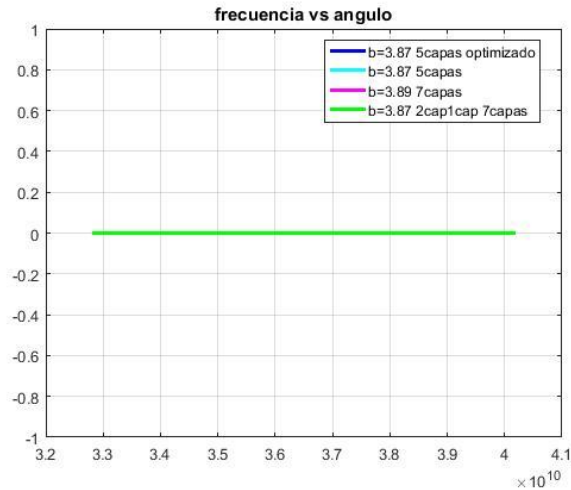
Figura 4.11.- Comparación de los diseños en frecuencia central (a) factor de conversión y (b) polarización cruzada contra ángulo de escaneo como función de la frecuencia.

Como previamente se mencionó, existen diseños cuyo ancho de banda parece mayor sin embargo sus características se degradan antes de los 45° faltando a una de las metas planteadas. Esto se puede ver en las figuras 4.12 y 4.13.

Se puede ver que cuando el lóbulo principal tiene su dirección en el ángulo de elevación a los 0° el factor de conversión de nuestro diseño optimizado tiene características que se asemejan a los mejores diseños. Sin embargo, la polarización cruzada del diseño optimizado queda un poco por encima del resto de los diseños, aunque con más de 3 GHz en ancho de banda.

Antes también se mencionó que no solo se debe contemplar las características del lóbulo principal apuntando en theta igual a 0°, sino también cuando existe una desviación cercana a los 45°





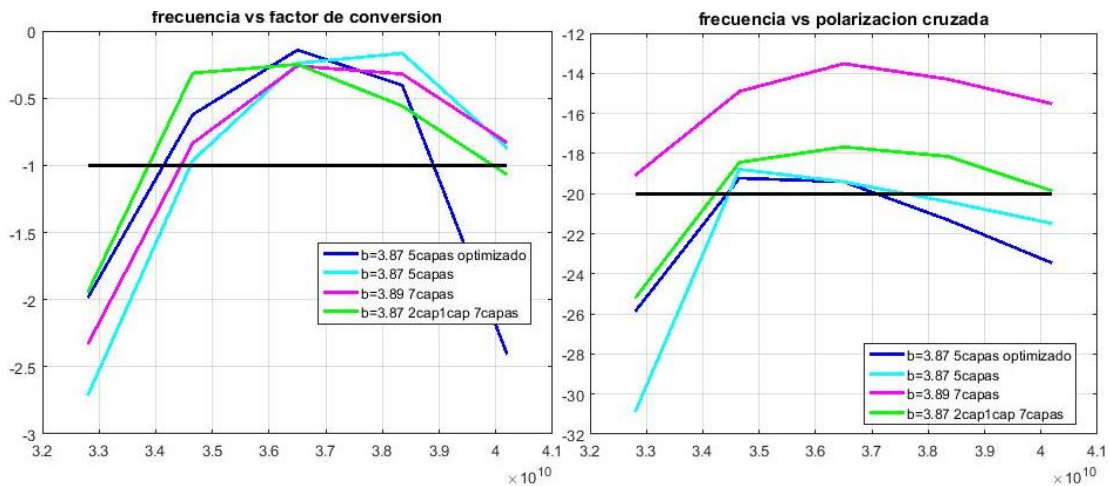
c)

Figura 4.12.- Comparación de los diseños realizados y el diseño optimizado cuando el lóbul principal tiene su dirección en ángulo de elevación a 0° a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación como función de la frecuencia.

Se puede ver que ya en escaneo las características del ultimo diseño optimizado superan o igualan a la de los diseños anteriores.

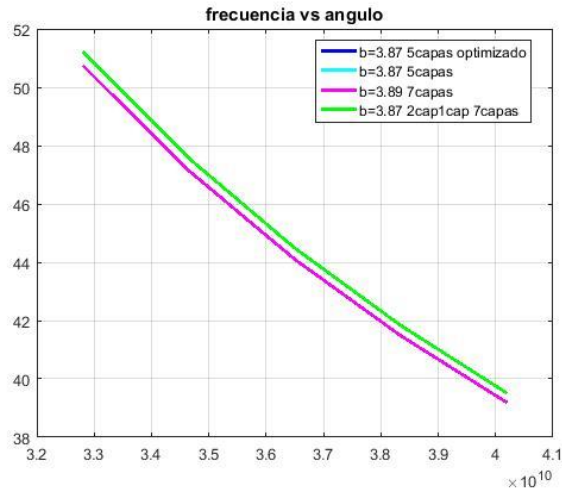
Observando la polarización cruzada vemos que todas las gráficas tienen zonas por encima del límite de los -20 dB, pero la gráfica con menos frecuencias que violan este límite es la del ultimo diseño optimizado.

Observando el factor de conversión notamos que todos son muy similares siendo solo mayor el del diseño con tamaño de 3.87 mm en arreglo de 7 capas.



a)

b)



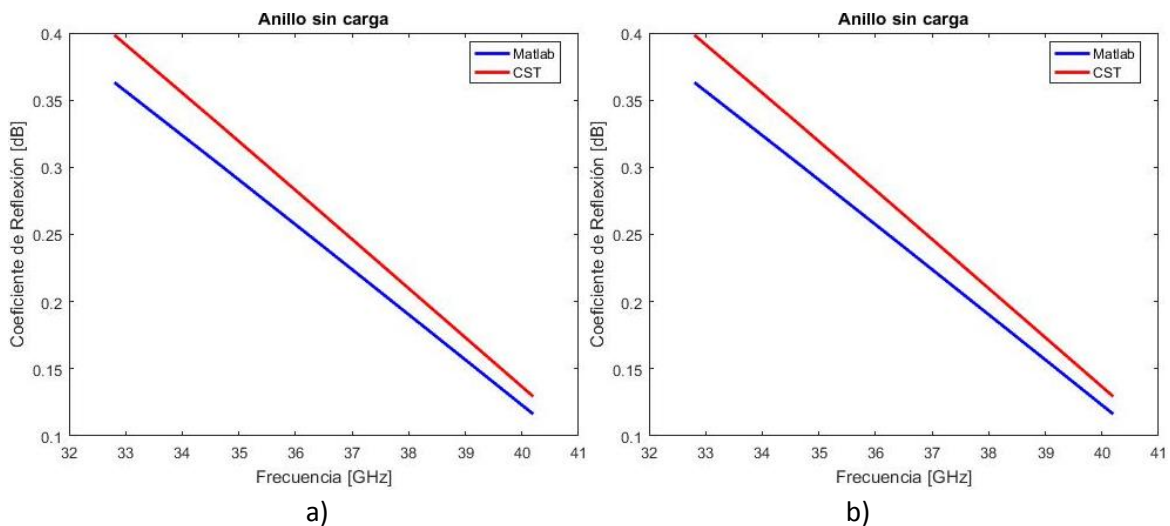
c)

Figura 4.13.- Comparación de los diseños realizados y el diseño optimizado cuando el lóbulo principal tiene su dirección en ángulo de elevación cercano a los  $40^\circ$  a) factor de conversión, b) polarización cruzada, c) ángulo de elevación.

El análisis anterior de nuestros datos nos lleva a afirmar que el diseño que guarda mayor equilibrio en sus características es el arreglo de 5 capas con tamaño de celda de 3.87 mm que fue optimizado al final.

#### 4.4.- Validación del diseño considerado el de mejores características usando un software electromagnético

Lo primero a realizar para poder validar nuestro modelo es usar los coeficientes de reflexión como parámetro a igualar dentro del software el software electromagnético.



a)

b)

Figura 4.14.- Comparativa de los comportamientos del anillo sin carga según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Al tener una estructura de 5 anillos tendremos 5 distintos pares de coeficientes de transmisión; uno por cada eje del anillo, lo que es dos por anillo.

Se debe decir que, en el software propio el coeficiente de reflexión calculado para la polarización vertical, ortogonal al eje donde se instalan los capacitores, es igual para los 5 anillos mientras que en el simulador electromagnético los capacitores interdigitales sí presentan una pequeña interacción con el eje vertical.

Observemos en la figura 4.14 el comportamiento del anillo cuando no está cargado capacitivamente según el software electromagnético contra lo predicho por el programa hecho sobre el software propio. Observamos que el software electromagnético tiene un desfase respecto a el software propio; probemos ese desfase como 0.9 GHz y vemos los resultados en la figura 4.15

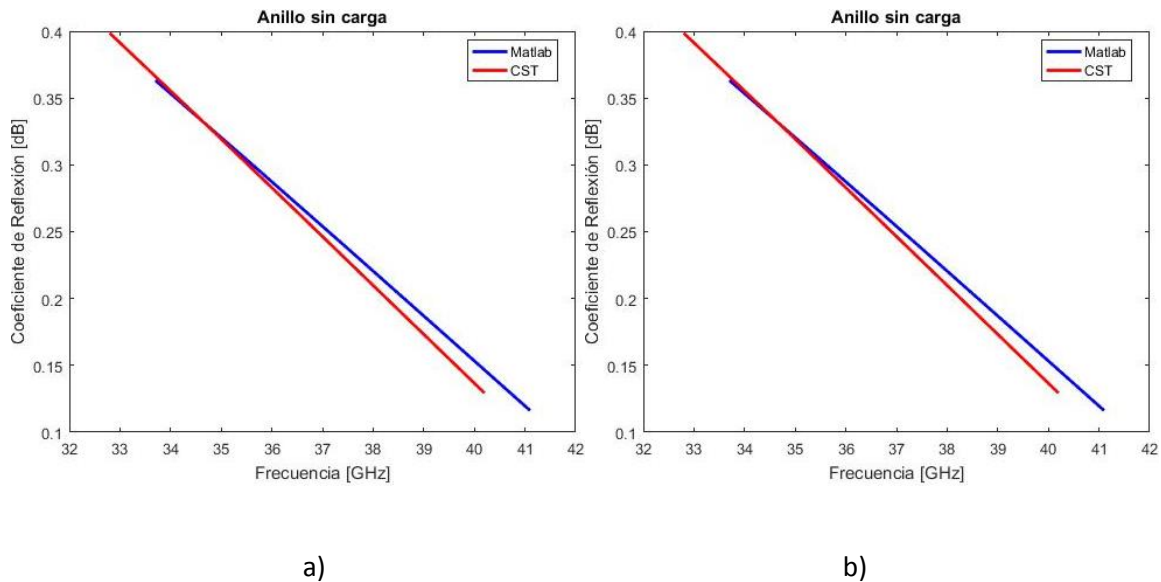


Figura 4.15.- Comparativa de los comportamientos del anillo sin carga según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

Con estos primeros resultados podemos observar que existe un desfase cercano a los 0.9 GHz que en comparación con los 36.5 GHz de frecuencia central representa un error del 2.5 %.

Comenzaremos a transformar las capacitancias en orden ascendente, a cada valor de capacitancia corresponde un largo,  $l_r$ , de los capacitores interdigitales como lo ilustra la figura 4.16. El ancho de las salientes de los capacitores es de 0.1 mm.

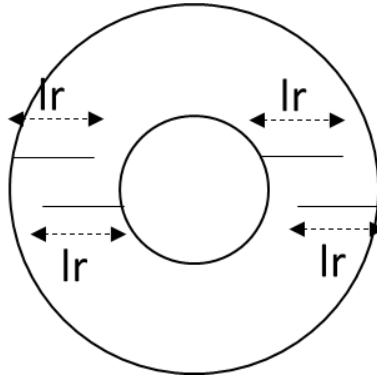


Figura 4.16.- Anillo simulado en el software electromagnético

Para el anillo cargado por una capacitancia de  $10.462 \text{ fF}$  se tiene que la longitud de las salientes en los capacitores interdigitales es de  $lr = 0.55 \text{ mm}$ . Como ya se observó en la figura 4.15 los coeficientes de reflexión están desplazados según se trabaje el simulador electromagnético o el software propio. La figura 4.17 nos muestra la comparativa de los coeficientes de reflexión sin el desplazamiento.

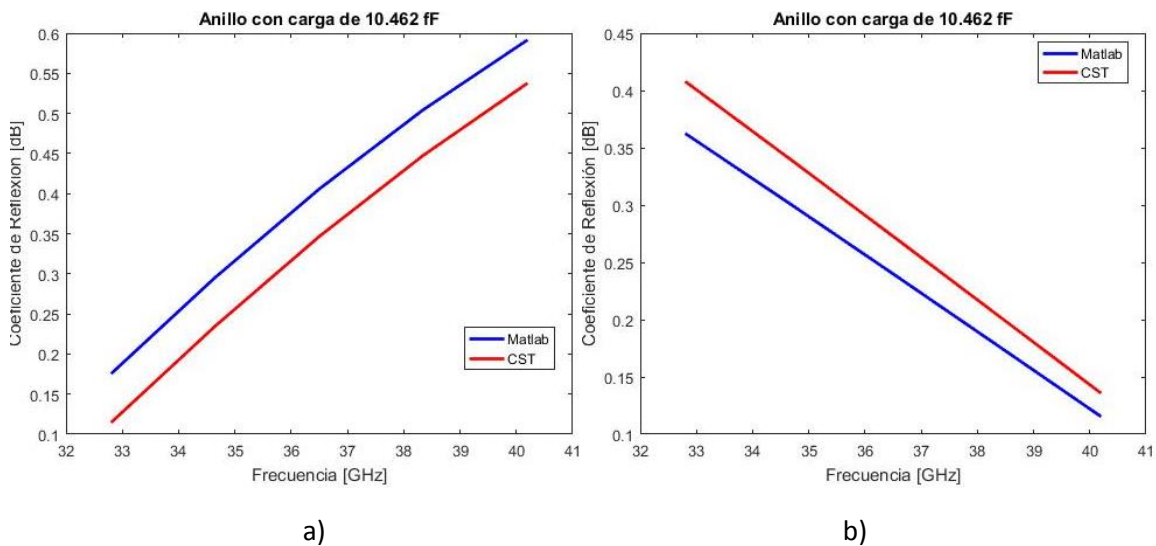


Figura 4.17.- Comparativa de los comportamientos del anillo cargado con  $10.462 \text{ fF}$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Se aprecia el desplazamiento que existe en el coeficiente de reflexión si se aumenta  $0.9 \text{ GHz}$  a la frecuencia de los resultados del software propio tenemos los resultados de la figura 4.18. Los coeficientes de reflexión cuando este ajuste se hace son similares.



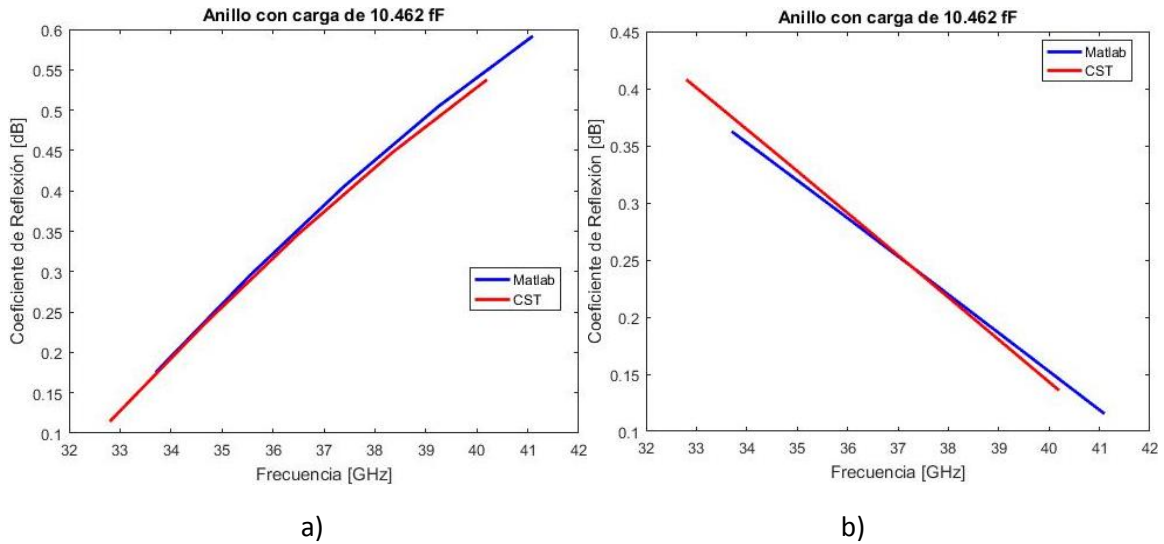


Figura 4.18.- Comparativa de los comportamientos del anillo carga cargado con  $10.462 \text{ fF}$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

Se trabajó el anillo cargado con una capacitancia de  $10.814 \text{ fF}$  y se encontró que para dicha capacitancia la longitud,  $l_r$ , es de  $0.56 \text{ mm}$ . Para este anillo también existe un desplazamiento entre los coeficientes de reflexión calculados según el simulador electromagnético o el programa escrito sobre el software propio. La figura 4.19 muestra los coeficientes de reflexión de la manera en que son calculados por los respectivos programas.

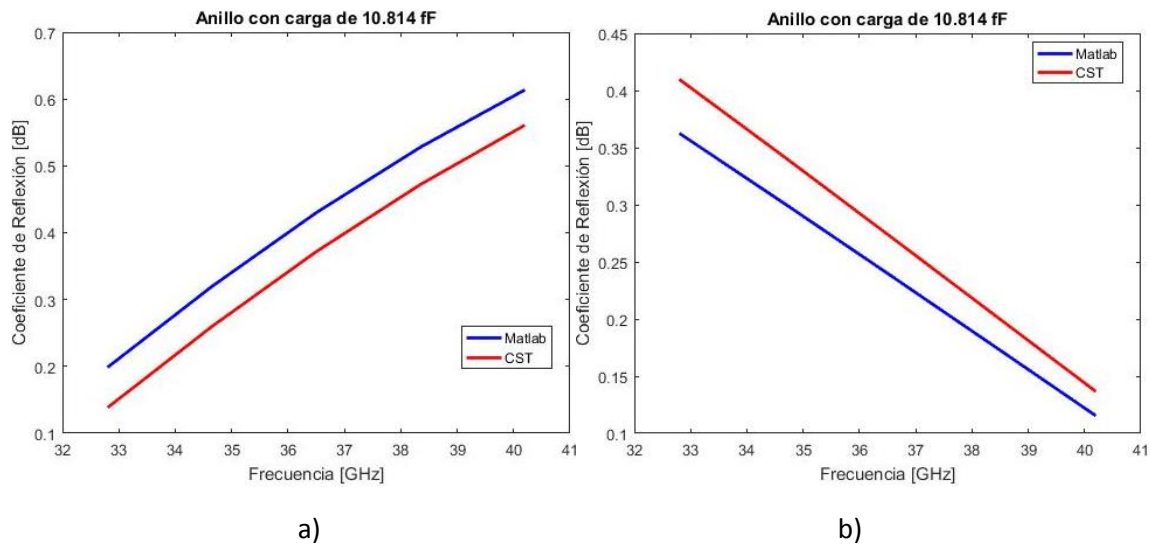


Figura 4.19.- Comparativa de los comportamientos del anillo cargado con  $10.814 \text{ fF}$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Desplazando de nuevo la frecuencia del coeficiente de reflexión calculado por el software propio en 0.9 GHz podemos observar que los coeficientes de reflexión coinciden de una manera aceptable. Lo anterior se ilustra en la figura 4.20.

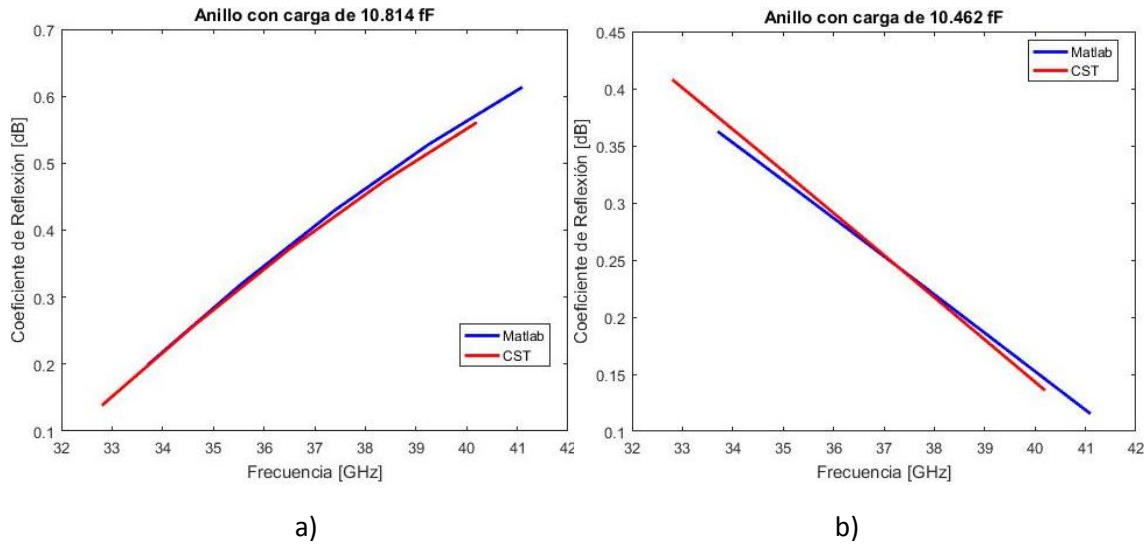


Figura 4.20.- Comparativa de los comportamientos del anillo carga cargado con  $10.814 fF$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

Continuando el trabajo de comprobación se encuentra ahora la longitud de los brazos de los capacitores interdigitales,  $l_r$ , para un anillo cargado con un capacitancia de  $10.85 fF$ . Para este anillo se encontró que  $l_r = 0.56$ . Este valor es igual al del caso anterior y esto se debe a que la diferencia entre la capacitancia anterior y esta es mínimo del orden de las centésimas. La figura 4.21 ejemplifica el comportamiento del anillo según el software electromagnético y el programa del software propio.

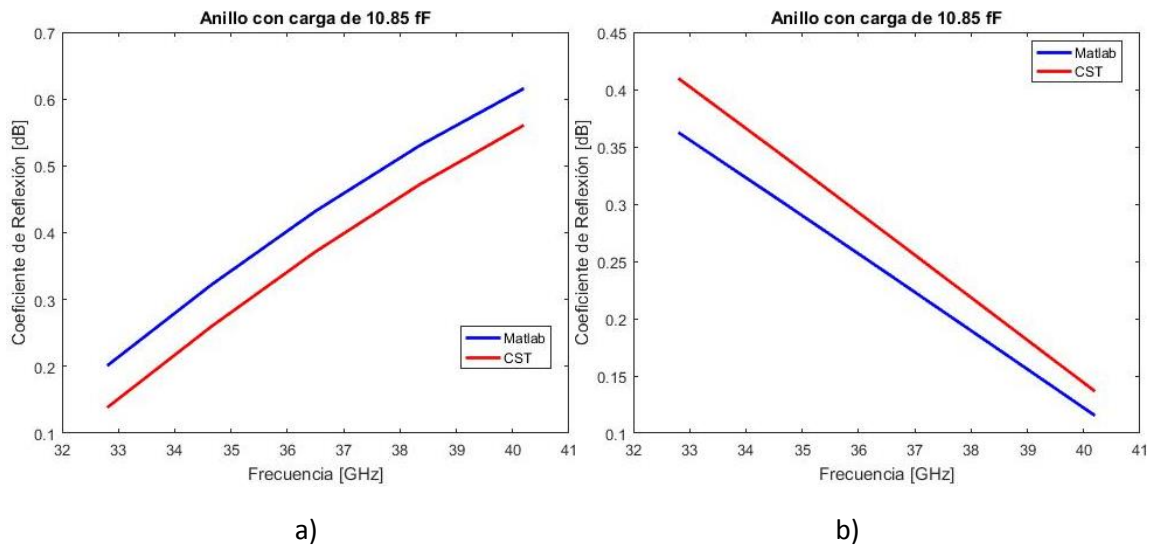


Figura 4.21.- Comparativa de los comportamientos del anillo cargado con  $10.85 fF$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Atendiendo al desplazamiento que ya se conoce se aumenta 0.9 GHz a la frecuencia del coeficiente de reflexión calculado en el software propio como se muestra en la figura 4.22.

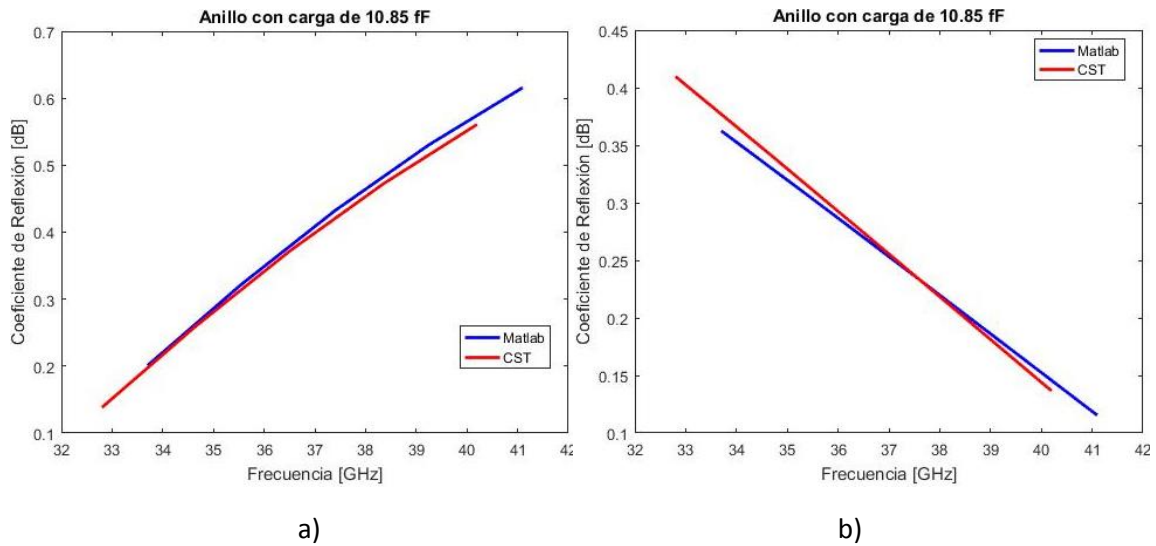


Figura 4.22.- Comparativa de los comportamientos del anillo carga cargado con 10.85  $fF$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

Para un anillo cargado capacitivamente con 11.229  $fF$  se encontró que la distancia de los brazos del capacitor interdigital,  $lr$ , es de 0.57  $mm$ . La figura 4.23 ilustra el comportamiento del anillo cargado con una capacitancia de 11.229  $fF$ .

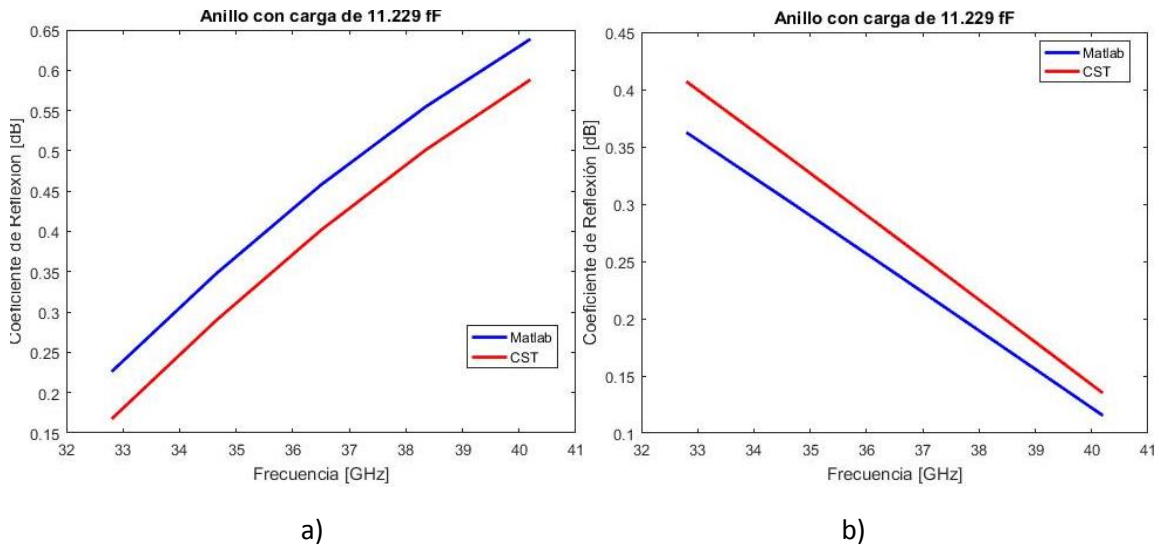


Figura 4.23.- Comparativa de los comportamientos del anillo cargado con 11.229  $fF$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Atendiendo al desplazamiento que ya se conoce se aumenta 0.9 GHz a la frecuencia del coeficiente de reflexión calculado en el software propio. La figura 4.24 ilustra el comportamiento de esta adaptación y la manera en que se aproximan entre sí verificando que ambos coeficientes son prácticamente iguales en este caso.

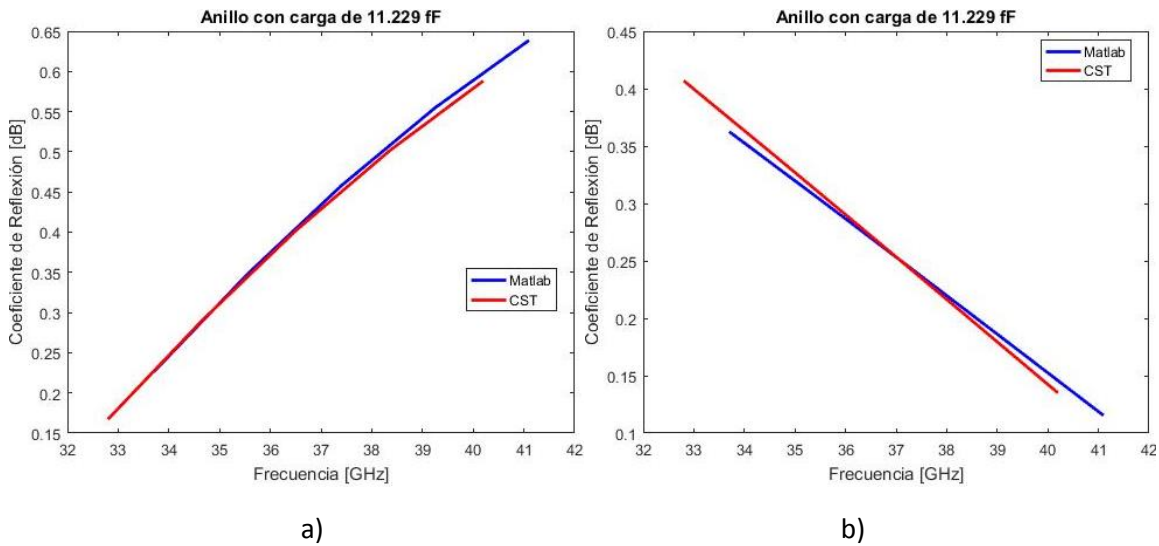


Figura 4.24.- Comparativa de los comportamientos del anillo carga cargado con  $11.229 \text{ fF}$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

EL ultimo anillo a considerar es uno que se encuentra cargado con una capacitancia de  $11.373 \text{ fF}$  en el eje horizontal (como en los cuatro casos anteriores). La longitud de los brazos del capacitor interdigital,  $l_r$ , para este anillo es de  $0.58 \text{ mm}$ . El comportamiento del anillo según el software electromagnético y según el software propio es ilustrado en la figura 4.25.

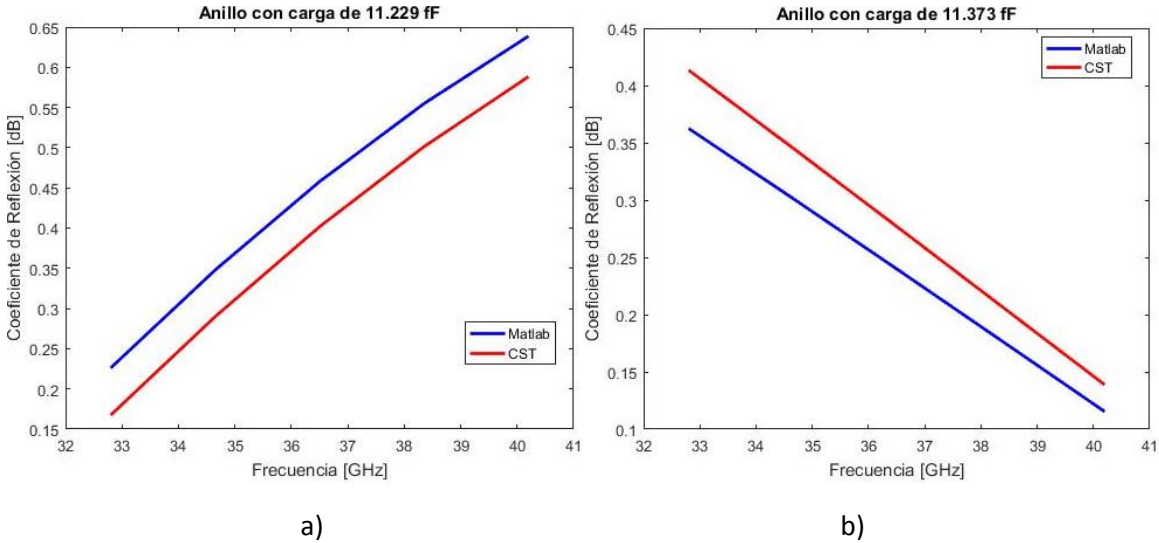


Figura 4.25.- Comparativa de los comportamientos del anillo cargado con  $11.373 \text{ fF}$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical.

Atendiendo al desplazamiento que ya se conoce se aumenta 0.9 GHz a la frecuencia del coeficiente de reflexión calculado en el software propio. La figura 4.26 ilustra el comportamiento de esta adaptación y la manera en que se aproximan entre sí verificando que ambos coeficientes son similares.

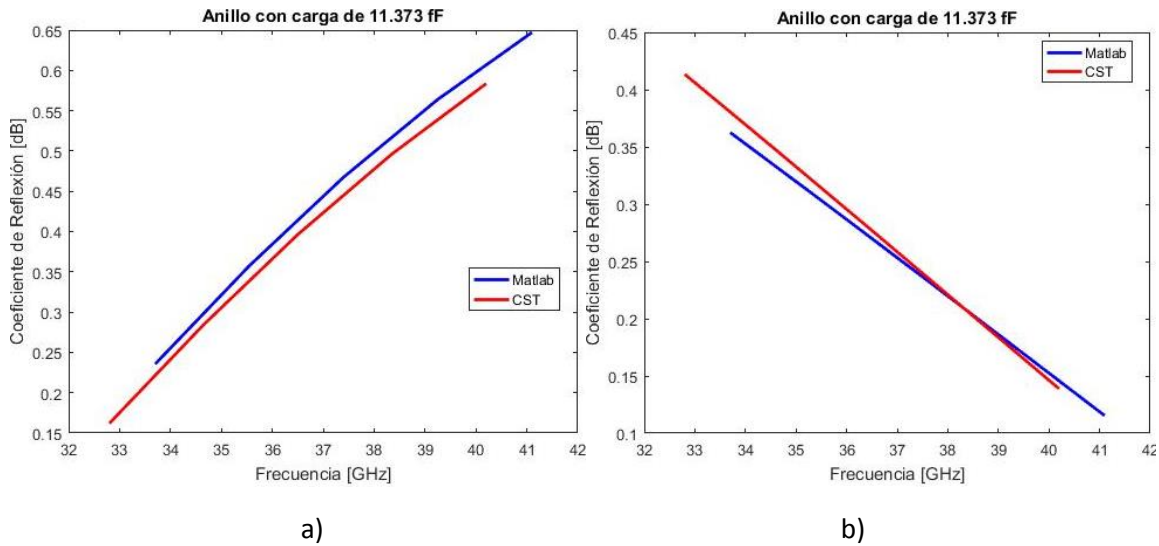


Figura 4.26.- Comparativa de los comportamientos del anillo carga cargado con 11.373  $fF$  según el software propio y el software electromagnético (a) componente horizontal y (b) componente vertical desplazando el resultado del software propio 0.9 GHz.

Con estas medidas ya es posible usar el software electromagnético para simular la estructura de 5 anillos, sustituyendo las capacitancias por capacitores interdigitales de cuatro brazos como los de la figura 4.16. La estructura de cinco capas y celda triangular final se ilustra en la figura 4.27.

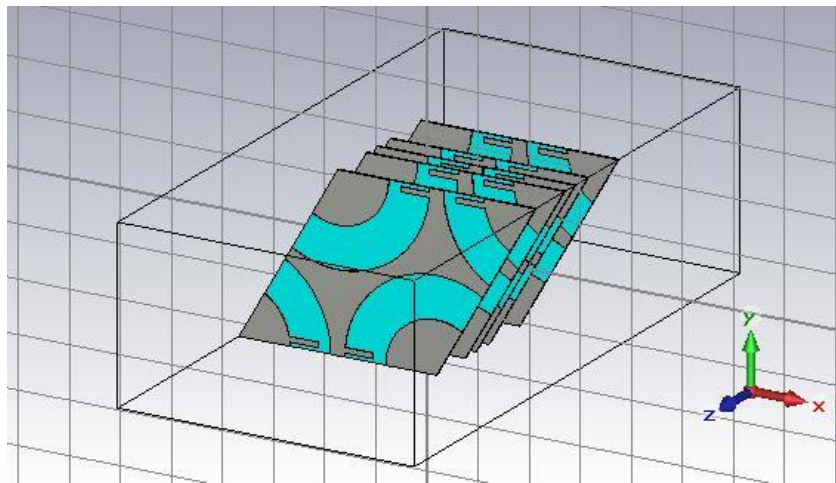


Figura 4.27.- Estructura de 5 capas en el software electro magnético

Atendiendo a la definición del capítulo 2 del factor de conversión se calculará el factor de conversión utilizando los parámetros S que caracterizan a la estructura. Los puertos se ilustran en la figura 4.28.



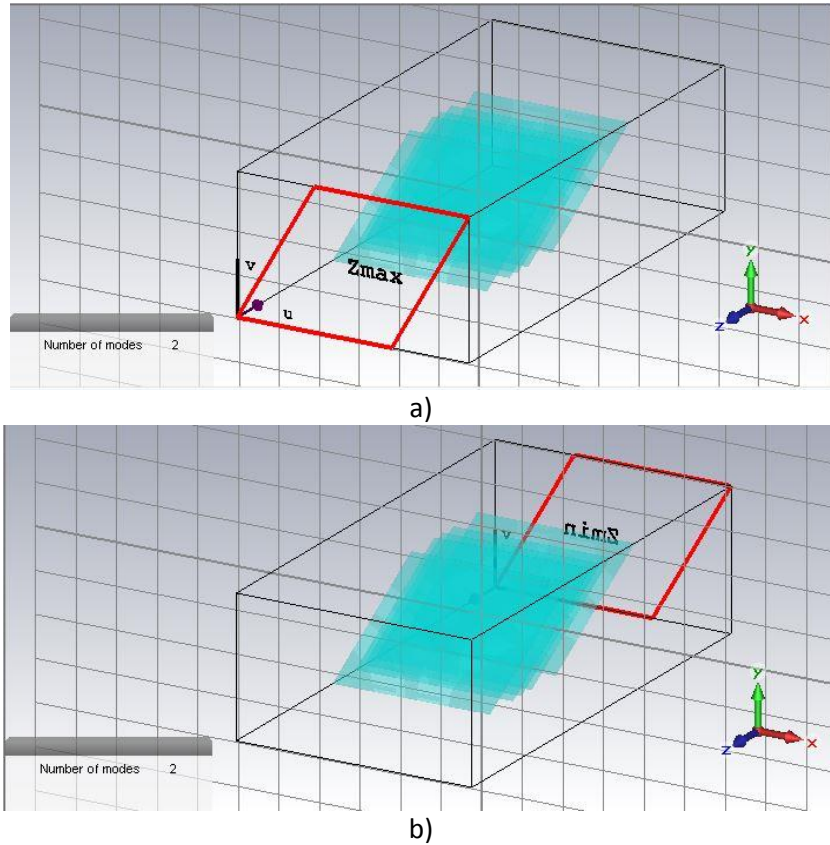


Figura 4.28.- Estructura de 5 capas con los puertos de a) entrada y b) salida

El puerto de entrada es excitado con dos modos uno de polarización lineal horizontal y otro de polarización lineal vertical.

Dichos parámetros son calculados por el software de simulación electromagnética, siguen la notación  $S(min/max)n(max)m$  donde  $n$  y  $m$  son los modos utilizados para excitar el puerto (pueden ser el mismo modo)  $max$  determina el puerto de entrada y  $min$  en puerto de salida.

$S(max)n(max)m$  representa una reflexión mientras que  $S(min)n(max)m$  representa una transmisión. Si  $n$  y  $m$  son iguales quiere decir que se está reflejando o transmitiendo el mismo modo que entró; por otro lado si  $n$  y  $m$  son diferentes indica una transformación de un modo al otro.

La definición dice que el factor de conversión es la relación de los modos salientes sobre los modos totales, lo podemos entender para este caso como potencia saliente sobre potencia entrante. Matemáticamente hablando, la potencia saliente sería la ecuación 4.1.

$$P_s = |S(min)1(max)1|^2 + |S(min)2(max)1|^2 + |S(min)1(max)2|^2 + |S(min)2(max)2|^2 \quad 4.1$$

y la potencia total la suma de todos lo transmitido y reflejado, representado en la ecuación 4.2.

$$P_T = |S(min)1(max)1|^2 + |S(min)2(max)1|^2 + |S(min)1(max)2|^2 + |S(min)2(max)2|^2 + |S(max)1(max)1|^2 + |S(max)2(max)1|^2 + |S(max)1(max)2|^2 + |S(max)2(max)2|^2 \quad 4.2$$

Así obtenemos el factor de conversión que se ilustra en la figura 4.29.

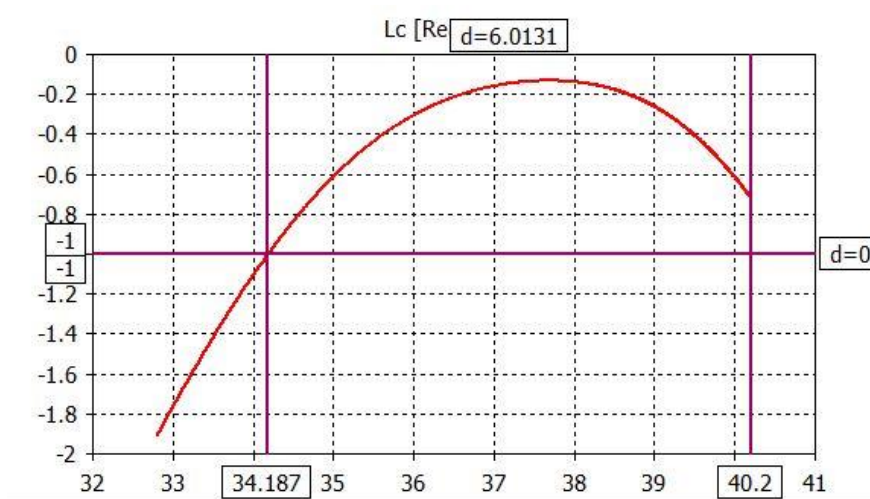


Figura 4.29.- Factor de conversión de la estructura de 5 capas

El otro parámetro que se busca comparar es la polarización cruzada, para facilitar el cálculo matemático de este parámetro nos valdremos de una herramienta del software electromagnético que nos permite excitar el puerto de entrada directamente con una polarización circular derecha (modo 2 del puerto).

El arreglo está diseñado para convertir polarización circular derecha en polarización circular izquierda, es decir, pasar del modo 2 al modo 1 de los puertos. Bajo la hipótesis anterior podemos asegurar que aquella transmisión que se ha efectuado sin modificar el modo es de una polarización contraria a la que se espera en la salida y así asegurar que con esta herramienta del software electromagnético,  $|S_{21}(max)_{2}(max)_{2}|^2$  en dB es la polarización cruzada y se muestra en la figura 4.30.

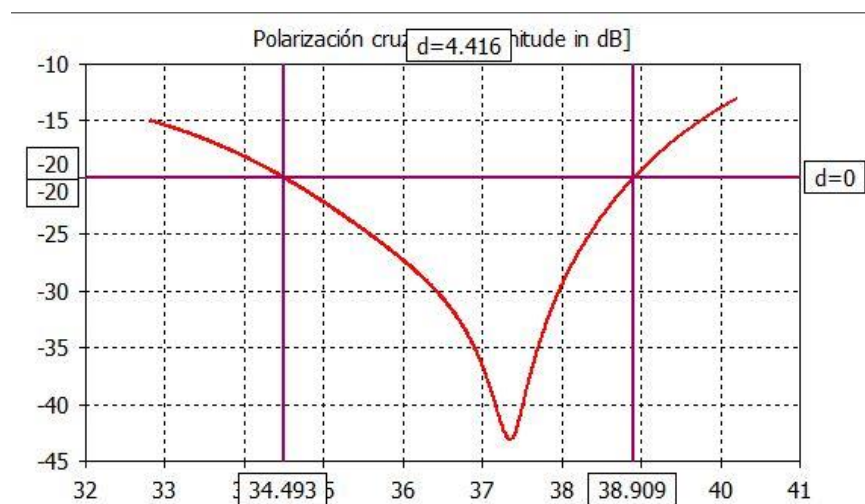


Figura 4.30.- Polarización cruzada de la estructura de 5 capas, según el software electromagnético

Analizando la figura 4.29 y la figura 4.30 podemos percatarnos que el ancho de banda, donde la polarización cruzada es menor a -20 dB y el factor de conversión es superior a los -1 dB, es de 4.416

GHz. Lo anterior es similar al ancho de banda que se observó de las simulaciones realizadas en el software propio

También podemos observar en la figura 4.29 y la figura 4.30 que la frecuencia central se movió cerca de los 37.4 GHz. Este desplazamiento ya se había observado previamente en el trabajo para adaptar anillos cargados con capacitancias en el software propio a anillos cargados con capacitores interdigitales en el software electromagnético

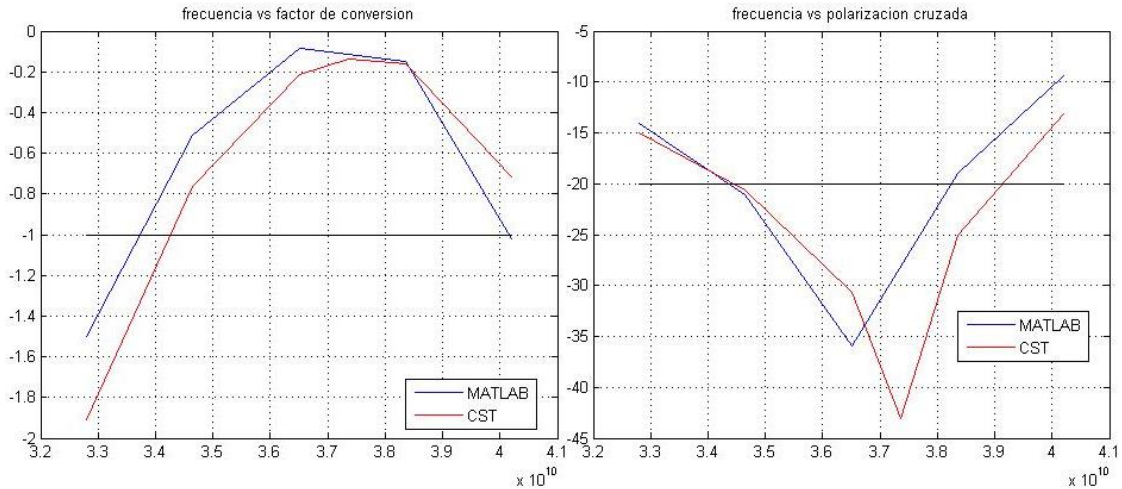


Figura 4.31.- Comparativa de los cálculos del software propio vs el software electromagnético el software electromagnético a) factor de conversión b) polarización cruzada como función de la frecuencia.

La figura 4.31 nos muestra una comparación entre el factor de conversión y la polarización cruzada calculados con las diferentes herramientas que se ocuparon en el transcurso de esta tesis. Se observa en el software el software electromagnético resultados prometedores tanto en ancho de banda como en polarización cruzada. Se ve un ancho de banda de 4.4 GHz (como ya se mencionó antes).



#### 4.5.- Conclusiones

1. La hipótesis es corroborada observando que la reducción de la distancia entre las capas aumenta el ángulo de elevación en el que el arreglo es capaz de realizar escaneo.
2. Se observó que el tamaño de la celda debe ser proporcional a la distancia entre las capas, prueba de esto es el mal desempeño de una celda de 4.3 mm frente a una de 3.89 mm.
3. Aunque la desviación que puede tomar el lóbulo principal en ángulo de elevación incremento en términos del factor de conversión, se conservó en términos de polarización cruzada; es decir la polarización cruzada es menor a -20 dB hasta los 45° de ángulo de elevación
4. Llegar a los -30 dB o menos de polarización cruzada para la celda unitaria cuando el lóbulo principal apunta en dirección normal al arreglo fue una de las tareas más difíciles.
5. Las observaciones realizadas nos permiten decir que, aunque existen diseños de 7 capas, un diseño de 5 capas es capaz de solucionar nuestros problemas.
6. Cuando el lóbulo principal no es desviado el factor de conversión es menor en la celda de 4.3 mm, pero no así su polarización cruzada; y en escaneo las características de una celda de 4.3 mm no son las que se plantea nuestro objetivo.
7. Los resultados obtenidos en el software propio respecto a los obtenidos con el software electromagnético difieren en 0.9 GHz. Es decir, la frecuencia de resonancia tiene una diferencia de 0.9 GHz entre ambas simulaciones.
8. La polarización cruzada presenta mejores características en el software electromagnético que lo calculado usando el software propio, sin embargo, los anchos de banda son prácticamente iguales.

## Bibliografía

1. Hugo Martínez Martínez, "Antena Lente Basada en Arreglos Tipo Espiraphase" (Maestría, UNAM, presentada 25 de enero de 2013, director de tesis – A.E. Martynyuk)
2. J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, Oct. 2015.
3. A. E. Martynyuk, J. I. M. Lopez and N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 1, pp. 142-153, Jan. 2004.
4. D. Pozar, "Microwave Engineering", Segunda Edición, Jonh Wiley & sons, USA, 1998.

## CONCLUSIONES GENERALES

1. Para el diseño final, con frecuencia de 36.5 GHz, el radio del anillo exterior es de 1.8 mm y el radio interior del anillo es de 0.996 mm, las distancias entre las capas son: 0.98 mm, 0.36 mm, 0.44 mm y 1.03 mm, y las capacitancias son de: 10.85  $fF$ , 11.37  $fF$ , 10.81  $fF$ , 10.46  $fF$  y 11.22  $fF$ .
2. Las celdas grandes, como en el caso del diseño cuya celda unitaria es de 4.3 mm, aseguran un factor de conversión menor a -1 dB en un ancho de banda mayor de 7.2 GHz, pero su polarización cruzada es muy alta.
3. Se comprueba la hipótesis que, al reducir las distancias entre las capas, se puede aumentar los ángulos de escaneo a los que se puede desviar el lóbulo principal del arreglo en ángulo de elevación sin aumento de las pérdidas de conversión y deterioro de la polarización de la onda transmitida.
4. Las mejores características de ancho de banda, polarización cruzada y factor de conversión se logran con una celda de tamaño 3.87 mm.
5. Se puede observar que, al trabajar con anillos y distancias entre las capas menores o cercanas a 1 mm, se asegura un ancho de banda de por lo menos el 20% respecto a la frecuencia central.
6. Se ha logrado tener un factor de conversión mayor o igual a -1 dB cuando la desviación del ángulo de elevación del lóbulo principal está en los 60°.
7. Se ha logrado tener una polarización cruzada menor o igual a -20 dB cuando la desviación del ángulo de elevación del lóbulo principal está en los 45°.
8. Un diseño de 5 capas es capaz de solucionar la problemática que se planteó en la presente tesis. Es decir, un diseño de 5 capas es capaz de asegurar un factor de conversión menor a -1 dB, polarización cruzada menor a -20 dB y sobre un ancho de banda cercano al 20% respecto a la frecuencia central.
9. El software electromagnético corrobora el diseño solo con un desfase en el eje de la frecuencia de 0.9 GHz en la frecuencia central.
10. Se observa que la polarización cruzada es menor calculada usando el software electromagnético que la calculada utilizando el software propio, ya que presenta un mínimo cerca de los -43 dB y en el software propio el mínimo era cercano a los -36 dB. Es mejor utilizar el software electromagnético para los cálculos debido a que los cálculos realizados con dicho software son más próximos a la realidad.

11. Al ser corroborado el diseño en el software electromagnético la probabilidad de que al construirse las características sean similares a lo simulado es muy alta lo que da buena esperanza a los trabajos que sigan a este.