



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ARREGLO REFLECTIVO MULTICAPA TIPO
ESPIRAFASE BASADO EN ANILLOS
METÁLICOS CON CARGA**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A

DANIEL MARTÍNEZ FLORES

DIRECTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK



**CIUDAD UNIVERSITARIA
2014**

JURADO ASIGNADO

Presidente: M. I. Jesús Reyes García
Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk
Secretario: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas
1er. Suplente: M. I. Juventino Cuellar González
2do. Suplente: Ing. Luis Humberto Soriano Sánchez

Lugar y fecha donde se realizó la tesis:

Ciudad Universitaria, México D. F.

Septiembre 2014

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

“Mira, Govinda, esta es una de las cuestiones que he descubierto: la sabiduría no es comunicable. La sabiduría que un erudito intenta comunicar, siempre suena a simpleza (...). El saber es comunicable, pero la sabiduría no. No se la puede hallar, pero se la puede vivir, nos sostiene, hace milagros: pero nunca se la puede explicar ni enseñar”.

Hermann Hesse, *Siddhartha*.

Dedicatoria

A mis padres; Reynalda Flores Pérez y Javier Martínez López por su perpetuo apoyo y sacrificio. Siempre he contado con ustedes, aún en las malas decisiones que he tenido. Este logro es de ustedes.

Agradecimientos

A mi siempre casa de estudios UNAM por la inclusión de cultura y valores humanos en mi formación profesional y por hacerme parte de su historia que está llena de grandeza y de orgullo.

A mi director de tesis Dr. Oleksandr Martynyuk por su paciencia y guía a lo largo del desarrollo de la investigación.

A los integrantes del honorable Jurado que preside este trabajo, M. I. Jesús Reyes García, Dr. Jorge Rodríguez Cuevas, M. I. Juventino Cuellar González y Ing. Luis Humberto Soriano Sánchez, por su tiempo dedicado a la revisión de este trabajo y sus valiosas observaciones.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM; clave del proyecto IN117814 titulado *“Antenas de onda de fuga reconfigurable basadas en estructuras electromagnéticas de banda prohibida para aplicaciones en la banda de extremadamente alta frecuencia”*. Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

Índice

1. Introducción.....	1
1.1 Antenas en Arreglos de Fase.....	1
1.1.1 Principio de Operación.....	1
1.1.2 Radiador.....	3
1.1.3 Desplazador de Fase.....	4
1.2 Tipos de Arreglos de Fase.....	5
1.3 Aplicaciones de las Antenas en Arreglos de Fase.....	7
1.4 Arreglos Reflectivos.....	8
1.5 Arreglos Reflectivos Basados en Anillos Ranurados con Carga.....	12
1.5.1 Principio de Operación.....	12
1.5.2 Limitaciones de Ancho de Banda	14
1.5.3 Teorema de Floquet en el Análisis de Reflectarrays.....	15
1.5.4 Simulación Numérica Para dos Arreglos Reflectivos.....	18
Conclusiones.....	19
Referencias.....	22
2. Arreglo Reflectivo Basado en Anillos Ranurados con Carga Para la Banda K-Ka	24
2.1 Creación del Modelo Físico del Arreglo Reflectivo.....	24
2.2 Simulación del Modelo Físico del Arreglo Reflectivo	31
2.2.1 Respuesta del Arreglo Reflectivo Para Onda de Polarización Circular...	31
2.2.2 Coeficiente de Conversión de la Onda Controlada a Partir de Ondas de Polarización Lineal	33
2.2.3 Desplazamiento de Fase de la Onda Controlada.....	34
2.3 Circuito Equivalente del Arreglo Reflectivo Basado en Anillos Ranurados con Carga	39
Conclusiones.....	45
Referencias.....	47

3. Diseño de una Estructura Reflectiva Multicapa Basado en Anillos Ranurados con Carga	48
3.1 Circuito Equivalente Para el Arreglo Reflectivo Para la Banda K-Ka.....	49
3.1.1 Determinación de los Elementos L Y C.....	51
3.1.2 Obtención del Elemento C1	53
3.1.3 Determinación del Elemento L1	55
3.2 Diseño una Estructura Reflectiva de Dos Capas.....	60
3.2.1 Circuito Equivalente con Elementos Restringidos.....	60
3.2.2 Circuito Equivalente sin Restricción de los Elementos.....	66
3.3 Procedimiento Alternativo de Diseño	69
3.3.1 Aplicación del Método Para un Arreglo Reflectivo de Dos Capas.....	70
3.4 Estructura Reflectiva de Tres Capas.....	76
Conclusiones.....	80
4. Estructura Reflectiva de Doble Capa Basado en Anillos Interconectados.....	82
4.1 Antecedentes.....	82
4.2 Configuración de la Celda Unitaria.....	82
4.3 Twist Polarizer.....	88
4.3.1 Introducción.....	89
4.3.2 Twist Polarizer Basado en Estructura Doble Capa de Anillos Interconectados	92
4.3.3 Aplicaciones.....	93
4.4 Optimización de la Estructura Doble Capa de Anillos Interconectados.....	95
4.4.1 Optimización Para la Banda Ku-K-Ka	95
4.4.2 Optimización Para la Banda K-Ka-U	96
4.4.3 Optimización Para la Banda K-Ka-U-E	98
4.4.4 Optimización Para la Banda Ka-U	100
4.5 Análisis de la Estructura Doble Capa de Anillos Interconectados Para el Diseño de un Reflectarray de Dos Capas Tipo Espirafase	103
Conclusiones.....	108
Referencias.....	
Conclusiones Generales.....	110

Resumen

Se presenta el proceso de diseño y optimización de la celda unitaria de un arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con carga para dos capas con el objetivo de obtener un gran ancho de banda. La geometría del arreglo fue determinado con la ayuda del circuito equivalente del anillo metálico con cargas. Se diseñó un arreglo reflectivo para dos capas de anillos pudiendo lograr una banda de operación de 12.8 a 33.5 GHz con pérdidas de inserción menores a 1 dB. Las limitaciones físicas del arreglo impiden lograr bandas más amplias. Esta dificultad sumada a la aparición de capacitancias no deseadas existentes entre los anillos de diferentes capas provoca una mala respuesta para arreglos de tres capas o más.

Se creó una nueva estructura de dos capas que hace posible operar a bandas ultra anchas. La distribución de los anillos y la configuración de los mismos imposibilitan el uso de esta estructura para aplicaciones de escaneo, sin embargo, tiene la opción de funcionar como un polarizador tipo *twist*. El gran potencial de ancho de banda de esta nueva estructura permite operar en las bandas Ku, K, Ka, U y parte de la banda E fácilmente sin necesidad de cambios tan radicales en los parámetros físicos de la celda unitaria del arreglo. Se optimizaron 4 modelos para diferentes bandas de frecuencia; para la banda Ku-K- Ka (específicamente de 11 a 46 GHz) con pérdidas menores a 1 dB, banda K-Ka-U (15 a 64 GHz) con pérdidas menores a 1 dB, para la banda K-Ka-U-E (18 a 86 GHz) con pérdidas por conversión menores a 1 dB y para la banda Ka-U (27 a 59 GHz) con pérdidas de inserción menores a 0.11 dB. Esta estructura evidencia la posibilidad de crear arreglos reflectivos tipo espirafase de dos capas operando a bandas ultra anchas.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antenas en Arreglos de Fase

Una antena en arreglos de fase es un conjunto ordenado de antenas que funcionan como una sola. El patrón de radiación se puede cambiar de forma electrónica sin tener que mover físicamente el arreglo o alguna de las antenas del conjunto [1]. La ventaja principal de este tipo de antenas es que eliminan la necesidad de contar con elementos giratorios para la exploración del espacio circundante. Las antenas en arreglos de fase están formadas por miles de elementos que son controlados independientemente con el propósito de asegurar la rapidez de exploración hacia cualquier punto del espacio y obtener mayores ángulos de escaneo. Esto trae consigo una gran desventaja debido a su alto costo limitando la utilización de esta tecnología solo a sistemas de defensa dentro del ámbito militar.

1.1.1 Principio de operación

Son un conjunto de antenas en el cual cada antena tiene una fase de la señal relativamente diferente con el fin de alterar el patrón de radiación de todo el conjunto. Al tener el control de estas variaciones se logra desviar el lóbulo principal en la dirección que se desee. Las partes que componen básicamente a cada elemento del arreglo son un desplazador de fase y un radiador de potencia. Existen extensas discusiones para definir qué es un elemento de arreglos de fase ya que el término *elemento* es también considerado por ser sólo el radiador. En este trabajo se entenderá que el elemento de un arreglo es un desplazador de fase y un radiador en conjunto.

Para lograr una desviación del haz a diferentes ángulos se hace variar el retardo de fase que introduce cada desplazador de cada elemento del arreglo. Esto convierte al desplazador de fase en un elemento fundamental en la operación de las antenas en arreglos de fase. Esta diferencia de fase se requiere cuando el objetivo se encuentra en un lugar distinto de la radiación transversal al plano que los contiene. Si todos los elementos del arreglo están contenidos en el mismo plano y la señal en todos los radiadores es de la misma fase, entonces se estará reforzando la radiación en la dirección perpendicular a ese plano. En Fig. 1.1 se muestra un arreglo de fase con elementos idénticos, los desplazadores de fase introducen un retardo diferente en la señal transmitida

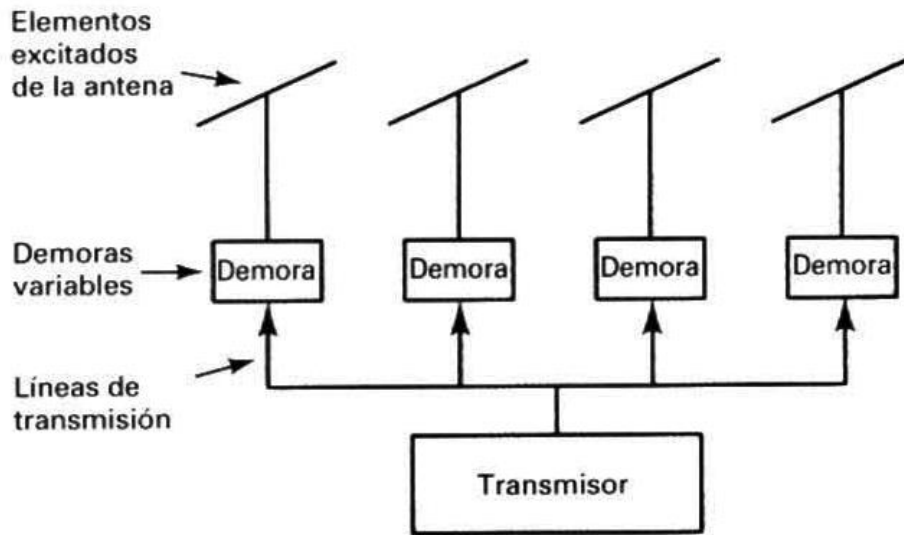


Fig. 1.1 Antena en arreglos de fase con elementos idénticos.

El principio básico de operación de los arreglos en fase se basa en la interferencia entre las ondas electromagnéticas en el espacio libre. Cuando las energías electromagnéticas de diversas fuentes ocupan el mismo espacio al mismo tiempo se combinan de manera constructiva o destructiva. En Fig. 1.2 se muestran dos arreglos de fase, el primero con elementos en fase y el segundo arreglo con elementos con fases distintas.

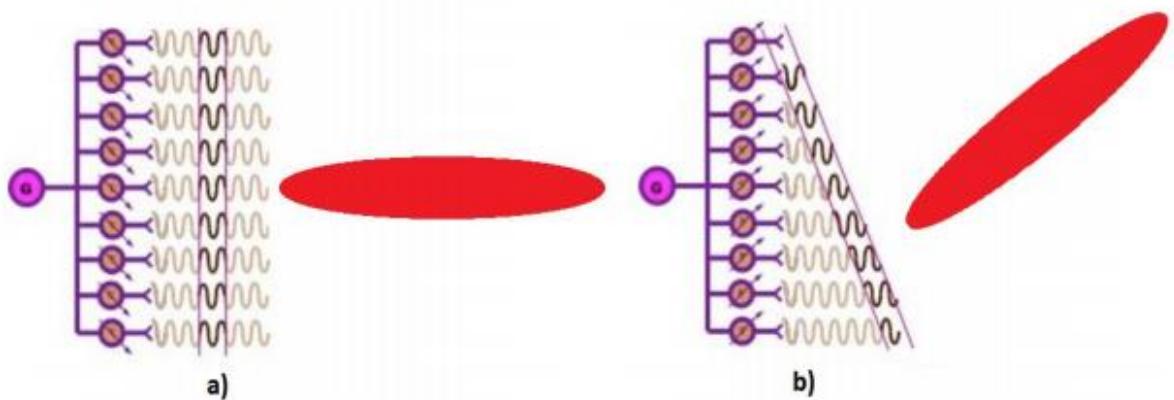


Fig. 1.2 Principio de operación de antenas en arreglos de fase. (a) Elementos radiadores en fase, (b) elementos radiadores desfasados.

La diferencia que existe entre las fases del segundo arreglo causará que el lóbulo principal se desvíe debido a las interferencias constructivas y destructivas de las señales radiadas de cada elemento.

1.1.2 Radiador

Los elementos de los arreglos de fase son usualmente definidos como el conjunto de un desplazador de fase y un radiador. El radiador se encarga de la transmisión hacia el espacio libre, mientras que el desplazador de fase introduce retardos temporales a la señal para cambiar el patrón de radiación de la antena.

Las consideraciones de diseño importantes para elegir el radiador apropiado pueden ser clasificadas como *eléctricas* y *no eléctricas*. Ambas clasificaciones están relacionadas con el rendimiento y el conjunto de restricciones que puedan tener los diferentes radiadores. Aquellas consideraciones *eléctricas* son:

- Acoplamiento de impedancias. Corresponde a poder radiar la máxima potencia posible, usualmente considerado solo para algunos rangos de frecuencias y sector de escaneo.
- Supresión de lóbulos de difracción. Significa tener un solo haz o lóbulo en el espacio. Esto normalmente se cumple cuando los elementos están distanciados a una separación menor a $\lambda/2$. Si la distancia eléctrica entre elementos es excesiva, mayor a una longitud de onda λ , el diagrama de radiación tendrá más de un lóbulo principal. los lóbulos adicionales se denominan lóbulos de difracción y causan pérdidas de potencia al sistema.

Una cantidad excesiva de elementos también provocara la aparición de estos lóbulos indeseados. Una forma de suprimirlos es utilizar un enrejamiento donde los elementos se sitúen en los nodos de un triángulo equilátero [2].

- Control de polarización. Se debe tener una especificación única de polarización. La selección de polarización es usado para mejorar la recepción de señales de un radar o aumentar la eficiencia en los enlaces de comunicación.
- Capacidad de potencia. Este parámetro se asocia más con los desplazadores de fase que con los radiadores. Sin embargo, si existen niveles de potencia excesivos pueden causar curvamiento en arreglos de elementos de apertura muy delgados y limitar las opciones para elegir un material de radiador adecuado.

De igual importancia son las consideraciones de diseño *no eléctricas*. Algunas de ellas son clima, lugar, misión y costo. Hoy en día, la consideración más significativa para elegir el tipo de arreglo y sus componentes es el costo ya que está directamente relacionado con el número de elementos.

1.1.3 Desplazador de fase

El cambio dinámico del patrón de radiación se debe directamente al cambio del retardo de fase que introduce el desplazador de fase de cada elemento del arreglo. Esta es la tarea es fundamental en la operación de las antenas en arreglos de fase.

Las características de este dispositivo puede afectar el rendimiento del sistema. Por eso es importante cuidar sus parámetros, tales como: las pérdidas de inserción, los tiempos de conmutación y la potencia requerida para los cambios la fase. La rápida conmutación permite utilizar esta antena para compaginar simultáneamente funciones de detección y de seguimiento de muchos objetivos. También los aspectos físicos son importantes: el tamaño, el peso y el circuito necesario para controlar su funcionamiento. La elección del desplazador de fase va acorde a las necesidades del sistema y la aplicación. Es necesario hacer un balance de las características de cada desplazador y elegir el más conveniente ya que representa uno de los mayores costos dentro de la fabricación del arreglo.

Hay una gran variedad de desplazadores de fase de distinta naturaleza y principio de funcionamiento. Alguno de ellos es el desplazador de fase de ferrita el cual tiene pérdidas de inserción baja pero altos tiempo de conmutación. Otro ejemplo son los desplazadores de fase basados en diodos, estos tienen la característica de ser muy rápidos en la conmutación pero tienen pérdidas de inserción altas. Otros desplazadores de conmutación de fase electrónica están basados en diodos PIN, transistores FET e interruptores MEMS.

1.2 Tipos de Arreglos de Fase

Existen dos tipos generales de antenas en arreglos de fase conforme a la naturaleza de sus elementos, los *arreglos pasivos* y *activos*. Los *arreglos pasivos* tienen desplazadores de fase como único elemento del arreglo, sin amplificadores de poder (llamados *PA*'s, por sus siglas en inglés, *Power Amplifier*) o receptores LNA (*Low-noise amplifiers*). En este caso la relación de las fases de las señales de salida se controla con desplazadores de fase y no se tiene control en la amplitud en cada elemento. Un *arreglo activo* incluye desplazadores de fase y un amplificador de potencia PA y un receptor LNA, o cualquiera de dos. Mediante

una computadora se tiene control de la atenuación y retrasos temporales que va a cada antena, así como la fase de la señal. La principal diferencia radica en que los arreglos de fase con elementos activos tienen dispositivos de amplificación. En los arreglos pasivos, al no contar tales dispositivos, no hay control en la amplitud de las señales.

Los arreglos activos tienen la ventaja de compensar las pérdidas de inserción de los desplazadores de fase, sin embargo tienen grandes desventajas: complejidad y precio. Es por esto que este tipo de arreglos son desarrollados por las unidades de defensa militar. Otra gran desventaja de los arreglos activos es la dificultad de desviar el haz sin la existencia de lóbulos laterales de potencia considerable. Esto se debe principalmente a la amplitud adicional y los errores de fase introducidos por los amplificadores de potencia *PA* y los amplificadores de bajo ruido *LNA* [3]. Fig. 1.3 muestra la configuración general para las antenas en arreglos de fase tipo pasivo

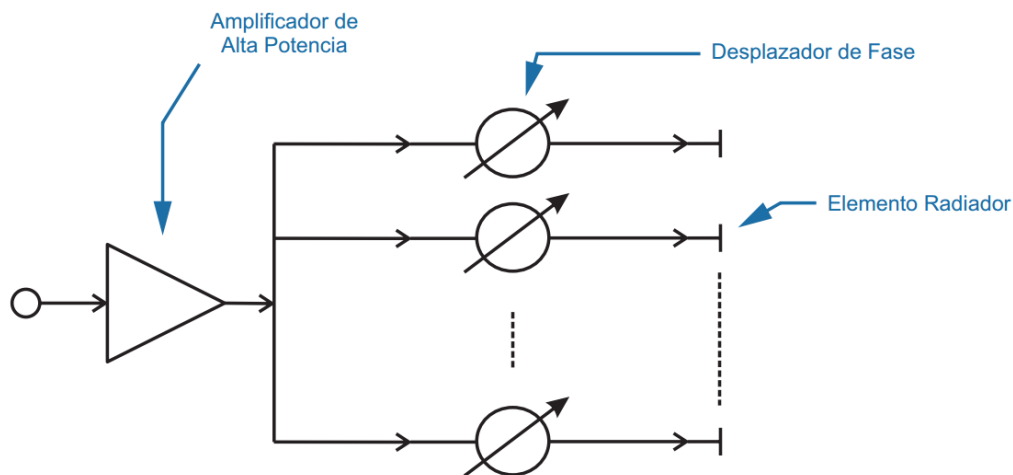


Fig. 1.3 Arreglo de fase pasivo

La señal es proporcionada por el amplificador de alta potencia y es distribuida a cada elemento mediante divisores de potencias. Por otro lado, en Fig. 1.4 se muestra el principio de diseño de un arreglo de fase activo. La unidad que contiene el desplazadores de fase, el amplificador de potencia *PA* y el amplificador de bajo ruido *LNA* es el modulo transceptor (Tx/Rx).

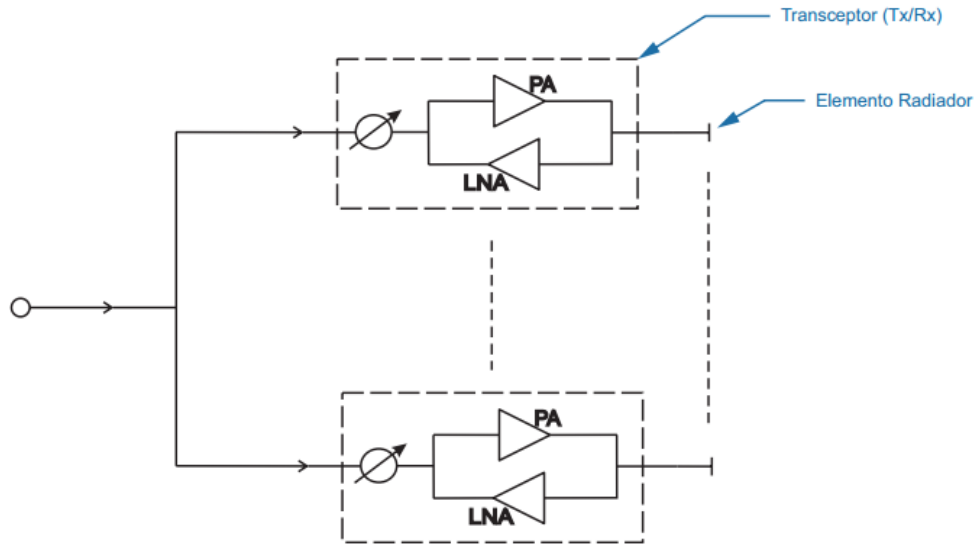


Fig. 1.4 Arreglo de fase activo

La gran cantidad de módulos transceptores (Tx/Rx) que requiere cada elemento del arreglo es el motivo por el cual las antenas en arreglos de fase activos tienen un mayor costo con respecto a los pasivos.

1.3 Aplicaciones de las Antenas en Arreglos de Fase

La aplicación principal de estas antenas es formar parte de los sistemas de radares para dar seguimiento a objetos en movimiento que tengan gran rapidez de desplazamiento. Esta tecnología fue desarrollada durante la segunda guerra mundial. Aunque originalmente el desarrollo de esta tecnología fue para ser incorporada en un sistema de radar para aterrizajes de avión, en la actualidad son parte imprescindible del sistema de armas naval de muchos países y de los sistemas balísticos de interceptación y lanzamiento de misiles. En ámbitos diferentes a la industria militar este tipo de antenas también tiene aplicaciones en dispositivos anticolidión, sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID), sistemas de comunicación satelital en la banda Ka y radioastronomía [4].

La radioastronomía estudia las fuentes de radiación del espacio que emite señales en las bandas de radio. Utiliza la técnica de interferometría, que consiste en combinar la señal recibida en diferentes radiotelescopios para obtener observaciones astronómicas de mayor resolución. Los radiotelescopios están interconectados y trabajando en conjunto. Las antenas parabólicas son las más utilizadas por su alta directividad. Sin embargo, a frecuencias bajas es más recomendable el uso de arreglos de fase planos [5].

Actualmente se están utilizando enlaces satelitales en la banda Ka ya que ofrecen más capacidad de información. Estos enlaces, debido a su longitud de onda, son muy susceptibles a atenuación por lluvia. Este problema se resuelve con el uso de antenas en arreglos de fase ya que ofrecen control de amplitud, frecuencia y fase de la señal en función del ambiente y fenómenos meteorológicos.

El pasado 17 de marzo de 2011, la nave espacial MESSENGER, con misión hacia el planeta Mercurio, se colocó exitosamente en órbita alrededor de Mercurio. Esta nave es la primera en ir a una misión al espacio lejano usando arreglos de fase para telecomunicaciones. Esto marca el inicio de desarrollo de estas antenas no solo para aplicaciones satelitales sino también para misiones de exploración a otros planetas.

Inclusive este tipo de antenas tiene aplicaciones en comunicaciones ópticas, en la banda de luz visible o infrarroja. Se utilizan en la construcción de multiplexadores de longitud de onda, filtros para telecomunicaciones, direccionamiento de rayos láser y holografía.

El segmento terrestre también tiene futuras aplicaciones prometedoras para estas antenas como lo son el tráfico de aviones y automóviles, así como en terminales de usuarios móviles.

Se espera que el continuo desarrollo e investigación de los arreglos de fase permita construir en un futuro arreglos que permitan una operación en bandas sumamente anchas de frecuencia. Si esto sucede, diversas aplicaciones podrán ser soportadas en un mismo arreglo de antenas de manera eficiente y confiable. De esta forma en un futuro un solo arreglo de fase servirá, por ejemplo, para el funcionamiento del radar, el sistema de misiles, las comunicaciones y las aplicaciones de navegación. Esto requiere del desarrollo de nuevos sistemas de arreglos de fase en sintonía con innovadoras formas de procesamiento de señales capaces de manejar los datos de cientos o miles de elementos independientes entre sí y tenga un sistema de alto desempeño. Los avances que se han alcanzado en la tecnología de arreglos de fase han sido significativos desde sus inicios de estudio pero aún enfrenta grandes retos.

1.4 Arreglos Reflectivos

Los arreglos reflectivos o *reflectarrays* planos resultan ser una alternativa de bajo costo a los arreglos de fase convencionales [6]. También son considerados como una alternativa a las antenas reflectoras del tipo parabólico, hiperbólico o elíptico debido a su fácil proceso

de fabricación y mejor rendimiento. Los arreglos reflectivos o *reflectarray* son antenas planas compuestas por múltiples elementos reflectivos ubicados sobre su superficie. Los arreglos reflectivos controlan su patrón de radiación modificando la fase de la onda reflejada de acuerdo a la geometría, distribución e inclinación de sus elementos. Estas antenas son alimentadas por una fuente externa de alimentación, la señal se refleja sobre la antena y es reflejada hacia el espacio libre. Cada elemento refleja la onda incidente introduciendo un desplazamiento de fase apropiado para formar un frente de onda plano en la onda reflejada. De esta forma la onda puede ser redirigida en la dirección deseada. El arreglo reflectivo de la Fig. 1.5 hace uso de una sola superficie para recolectar la energía proveniente de la antena de alimentación. El cambio de fase es realizado por el doble recorrido de la onda a través de los desplazadores de fase. La onda es recolectada por el radiador, pasa por el desplazador de fase y es reflejada por el corto circuito. La onda, en su camino de regreso, pasa una vez más por el desplazador de fase y finalmente es propagada por el radiador. El desplazamiento de fase igual que se le aplica a la onda es igual en ambas direcciones. Esto implica que los desplazadores de fase deben ser recíprocos. Los desplazadores de fase recíprocos son aquellos que presentan la misma fase para cualquier dirección de propagación de la señal de microondas.

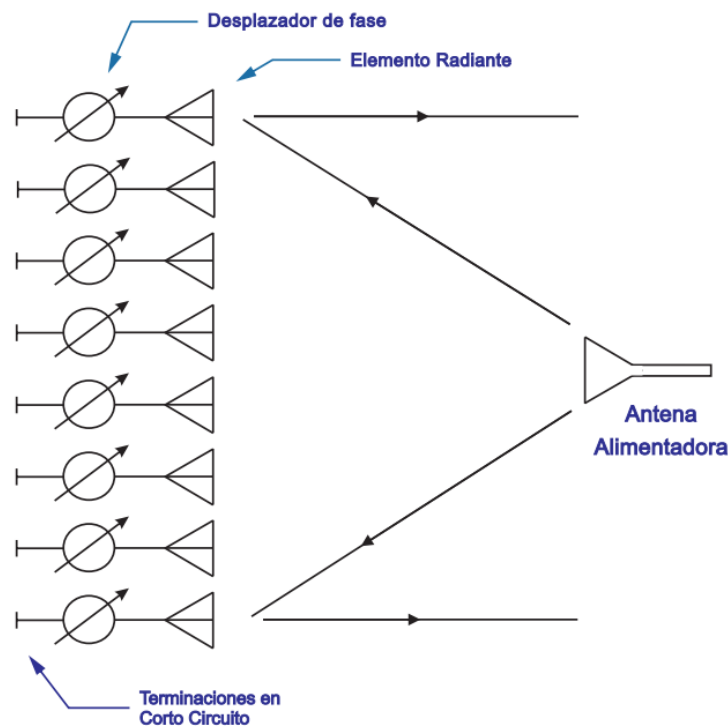


Fig. 1.5 Principio de operación del arreglo reflectivo

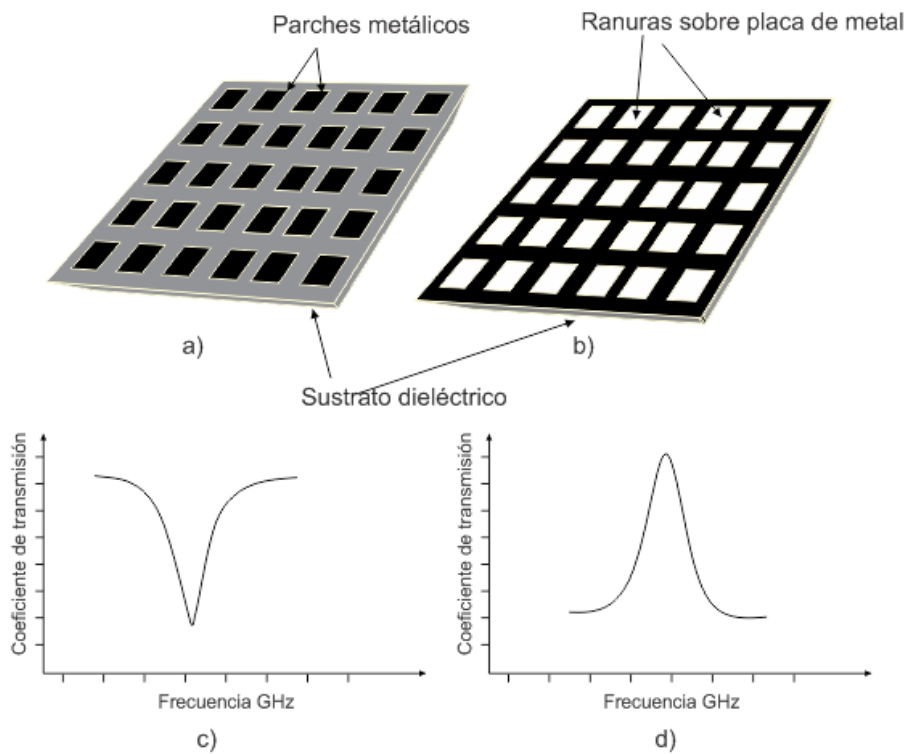
La característica más atractiva de los arreglos reflectivos es que el costo por elemento es mucho menor. Sin embargo, sufre de limitación en los ángulos de apertura debido a la presencia de la antena de alimentación en el campo de radiación del arreglo. Esto tiende a hacer a los *reflectarrays* menos eficientes e impone una limitación en el tamaño de la estructura de alimentación y por lo tanto en la apertura de iluminación que puede alcanzar.

Existen otros tres esquemas desarrollados para introducir un desfase a la onda reflejada mediante el control de los elementos. El primer método de desplazamiento de fase es la adición de tiempo o fase mediante líneas de retardo, conocidos como *stubs microstrip* [7]. La onda es recolectada por el elemento para después viajar por la línea de retardo, después la onda se refleja al término de dicha línea para finalmente ser radiada por el elemento. Haciendo variar la longitud de dichas líneas se puede generar una variación entre la fase de la onda incidente y la fase de la onda radiada por los elementos (onda reflejada). Sin embargo, se considera que el uso de stubs degrada las características de polarización cruzada del arreglo debido a pérdidas por radiación. El segundo método consiste en implementar la técnica de variación de tamaño de los elementos [8]. Es sabido que tal *reflectarray* tiene una alta sensibilidad a las tolerancias de fabricación y variaciones en frecuencia. Esto se debe a que el desplazamiento de fase está directamente relacionado con las dimensiones del elemento y la longitud de onda. El tercer método es la rotación de elementos [9]. En este caso el desplazamiento de fase se determina únicamente por la posición angular del parche microstrip.

Adicionalmente, existe un método particular utilizado en este tipo de arreglos para introducir un desplazamiento de fase, el uso de elementos tipo espirafase [10]. Un elemento espirafase es una espiral con varios brazos metálicos impresos sobre un sustrato cuyo desplazamiento de fase es conmutado con diodos para obtener el escaneo deseado del haz del arreglo. Los diodos se conmutan entre los estados *on* y *off*, de esta forma aparece un giro eléctrico que simula un giro físico del elemento que en realidad no existe. Esta conmutación se controla electrónicamente para generar un cambio en la fase de la onda reflejada.

Otra teoría está detrás de los arreglos reflectivos. Estos arreglos usan como superficie de incidencia las denominadas *Superficies Selectivas de Frecuencia*. Una superficie selectiva de frecuencia (SSF) consta de un arreglo periódico de dos dimensiones de parches conductores impresos en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica. Las superficies selectivas de frecuencia se comportan básicamente como un filtro

electromagnético pasivo [11]. Existen dos tipos de superficies selectivas de frecuencia: las de *tipo parche* y las de *tipo apertura*. La superficie selectiva de frecuencia tipo parche se comporta como un filtro supresor de banda. Todas las frecuencias pasan libremente a través del arreglo, mientras más se acerca a la frecuencia de resonancia se crean corrientes en los elementos y la onda lo ve como una pantalla de metal por lo que se refleja. La superficie selectiva de frecuencia tipo apertura tiene el comportamiento de un filtro pasa banda. Solo en la frecuencia de resonancia el arreglo de ranuras es transparente a la onda incidente. Cuando se va alejando de la frecuencia de resonancia la onda es reflejada por la superficie de metal.



*Fig. 1.6 a) y c) SSF tipo parche y su coeficiente de transmisión.
b) y d) SSF tipo apertura y su coeficiente de transmisión*

Un paso importante en el diseño de antenas *reflectarrays* es la selección de los elementos, cuyo funcionamiento determina en gran medida el comportamiento del sistema. En [12] se comparan las características de ancho de banda, tolerancia de fabricación y flexibilidad de diseño para la operación en la banda Ka. Algunos de los elementos analizados se muestran en la Fig. 1.7.

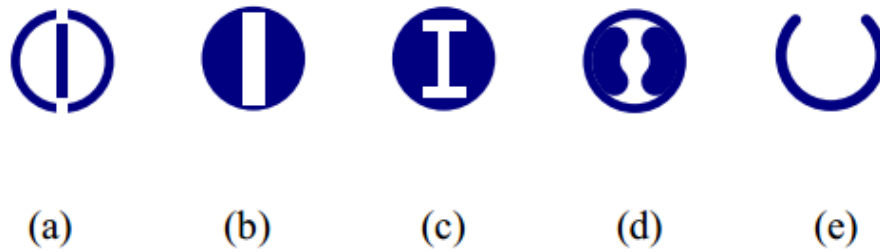


Fig. 1.7 Variedad de elementos para el diseño de antenas *reflectarrays*

Estos elementos trabajan con una onda de polarización circular, o CPW (por sus siglas en inglés, *Circularly Polarized Wave*). Los elementos (b), (c) y (d) pertenecen a la categoría de tipo apertura. Una alternativa al elemento de anillo con dos ranuras, Fig. 1.7 (a), es el anillo con una sola ranura, Fig. 1.7 (e). Este tipo de elemento trabaja introduciendo una respuesta asimétrica a los componentes lineales a la onda incidente, además es el más fácil de fabricar. De igual forma, se han propuestos diversos diseños de elementos con diferentes características y la elección de ellos depende de los requerimientos que deba cumplir la antena *reflectarray*.

1.5 Arreglos Reflectivos Basados en Anillos Ranurados con Carga

Los arreglos reflectivos basados en anillos ranurados con carga son un tipo de arreglos reflectivos que utiliza como superficie selectiva de frecuencias (SSF) un arreglo periódico de anillos metálicos ranurados impresos en un sustrato dieléctrico. Estos *reflectarrays* son contruidos de tal forma que cada elemento refleja la onda incidente introduciendo un desplazamiento de fase apropiado para formar una distribución de fase plana de la onda reflejada. Así, esta onda puede ser redirigida en la dirección deseada. La técnica para alcanzar las fases requeridas y poder hacer un escaneo del haz principal se basa en la rotación de cada uno de los anillos. Para llevar a cabo esta rotación sin tener que girar físicamente los elementos se utiliza el concepto de *espirafase*. Esto permite tener un manejo en el direccionamiento del haz mediante un control electrónico. Los dispositivos que se usan para tal control son dispositivos modernos de microondas como diodos p-i-n, transistores de efecto campo, varactores o MEMS.

1.5.1 Principio de operación

La técnica de rotación angular de parches microstrip para *reflectarrays* polarizados circularmente fue usado en [13]. Este mismo principio es utilizado en los arreglos reflectivos

basados en anillos metálicos con carga. Una onda de polarización circular incidente es reflejada por la estructura que contiene un arreglo periódico de elementos teniendo diferentes ángulos de rotación y una placa metálica situada a una distancia d detrás del arreglo, como se muestra en Fig. 1.8, con el fin de crear un desvío en la dirección de propagación de la onda reflejada.

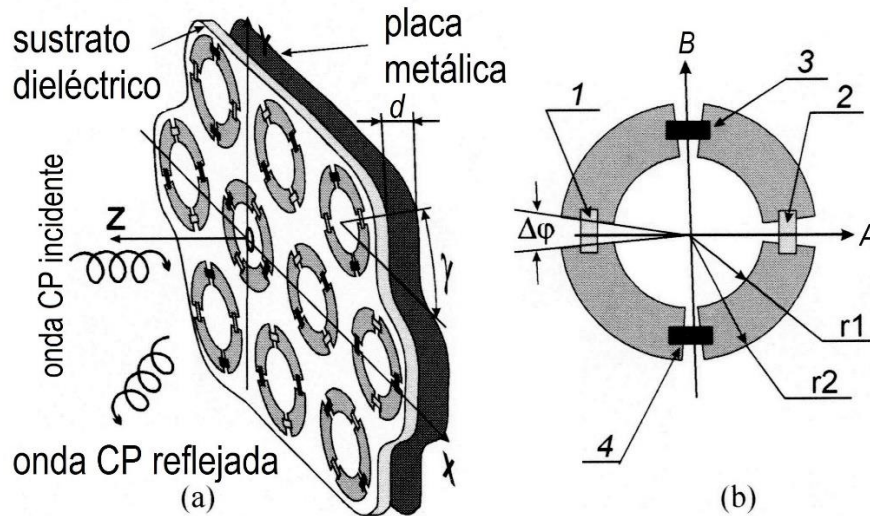


Fig. 1.8 (a) Arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con cargas reactivas, (b) un solo elemento del arreglo.

La posición angular de las cargas reactivas a lo largo del arreglo es determinada por el ángulo γ . El arreglo reflectivo considera un anillo metálico impreso con cuatro ranuras cargadas con elementos reactivos 1, 2, 3, 4, mostrados en Fig. 1.8 (b), como elemento espirafase. La reactancia de los elementos concentrados 1 y 2 es $jX1$, mientras la reactancia de los elementos concentrados 3 y 4 es $jX2$. Debido a las diferentes reactancias de los elementos concentrados, el elemento reflectivo provee coeficientes de reflexión diferentes, Γ_A y Γ_B , para las dos ondas linealmente polarizadas que inciden normalmente y que tienen planos de polarización paralelos a los ejes A y B, respectivamente. El elemento reflectivo es diseñado para brindar una diferencia de fase de 180° entre los componentes ortogonales de la onda CPW reflejada.

Podemos dar explicación a su funcionamiento si asumimos que la onda plana que incide normalmente al plano reflectivo y que tiene una polarización circular se propaga hacia al arreglo en la dirección z negativa a una frecuencia ω . El campo eléctrico de esta onda incidente puede ser escrita como

$$\vec{E}_i = E_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{jkz} \quad (1)$$

donde E_0 es la magnitud de la onda incidente, \vec{a}_x y \vec{a}_y son vectores unitarios en la dirección X y Y , respectivamente, y k es el número de onda.

El campo eléctrico de la onda electromagnética reflejada puede ser expresada como la suma de dos ondas de polarización circular que se propagan en la dirección z positiva.

$$\vec{E}_r = 0.5E_0 e^{2j\gamma} (\Gamma_A - \Gamma_B) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} + 0.5E_0 (\Gamma_A + \Gamma_B) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (2)$$

El primer término de (2) es la *onda controlada*. Es la CPW con la misma dirección de rotación que el vector \vec{E}_i . La fase de esta onda depende de la posición angular γ de la carga reactiva. Si todos los elementos tienen una misma posición angular γ la onda CPW reflejada por el arreglo tendrá una fase adicional de 2γ . Por otro lado, si se proporciona una apropiada distribución angular a los elementos como resultado aparecerá una distribución de fase lineal que forma un frente de onda en la onda reflejada. De esta manera la onda puede ser redirigida como se desee. El segundo término de (2) es la onda circularmente polarizada con dirección de rotación opuesta al vector \vec{E}_i . Es la *onda no controlada*, también se le llama *onda de polarización cruzada*. La fase de esta onda no depende de la posición angular de la carga. De acuerdo con (2), el *reflectarray* se convierte en un desplazador de fase perfecto que controla la fase de la onda reflejada cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Gamma_A = -\Gamma_B \quad (3)$$

Esta ecuación expresa el principio de Fox para el cambio de fase [14]. Esta condición se puede traducir como la necesidad de proveer una diferencia de fase de 180° entre los componentes ortogonales de la onda reflejada.

1.5.2 Limitaciones de ancho de banda

El ancho de banda de este arreglo periódico reflectivo está limitado por algunos factores. El primero de todos, la dirección de propagación de la onda reflejada se modifica cuando la frecuencia cambia. Otro factor que limita el ancho de banda es la dependencia en frecuencia del desfase diferencial que aparece entre los componentes ortogonales de la onda

reflejada. En la frecuencia central, este desfase es de 180° . Sin embargo, las fases de los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B dependen de la frecuencia de manera independiente. Como resultado, la diferencia de fase de 180° no se logra en una banda amplia y la condición (3) no se cumple. Conforme a (2), de no cumplirse la condición (3) tiene como resultado una redistribución de potencia entre la onda correctamente dirigida y la onda que naturalmente se refleja por el arreglo cuya dirección de propagación tiene un ángulo de reflexión igual al ángulo de incidencia.

1.5.3 Teorema de Floquet en el análisis de reflectarrays

Los métodos para analizar los arreglos de fase en los cuales se ignoran los efectos por acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo han demostrado ser inadecuados en su mayoría. Existen métodos matemáticos exactos de acoplamiento para grandes arreglos asumiendo que son periódicos e infinitos. Los arreglos infinitos son particularmente fáciles de analizar porque *el teorema de Floquet* es aplicable al problema.

El teorema de Floquet permite describir los campos en la región externa de cualquier elemento individual de un arreglo en términos de un conjunto de modos completamente ortogonales. Estos modos Floquet permite formular el problema de valor en la frontera en términos de diferentes tipos de ecuaciones integrales. Estos vectores de dos dimensiones de ecuaciones integrales son generalmente aplicables a una gran clase de antenas en arreglos de fase, incluyendo los arreglos reflectivos.

Los arreglos reflectivos son analizados como una estructura periódica infinita usando el teorema de Floquet. Los anillos metálicos se consideran infinitamente delgados y perfectamente conductivos. Cada uno de ellos está situados en los nodos de un enrejado con forma de triángulos equiláteros con un periodo b . La *celda unitaria* del arreglo contiene solo un anillo con carga (Fig. 9). Suponiendo que una onda incidente CPW de mano derecha que viaja hacia el arreglo se quiere redireccionar a una dirección determinada es necesario saber los ángulos de reflexión, tanto el ángulo de elevación θ_0 como el ángulo azimut φ_0 . Además, es necesario asegurar un incremento en los ángulos de rotación ψ_η y ψ_σ entre los elementos adyacentes en los ejes η y σ , respectivamente. Así, la diferencia entre las posiciones angulares de los elementos para dos *celdas unitarias* en la dirección η y σ deben ser:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \psi_\eta/2 = -bk \sin \theta_0 \cos \varphi_0/2 \\ \Delta\gamma_\sigma &= \psi_\sigma/2 = -bk \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \pi/3)/2\end{aligned}\quad (4)$$

donde k es el número de onda.

El escaneo del espacio circundante requiere que cada anillo proporcione un desplazamiento de fase diferente para logra desviar el lóbulo principal en la dirección que se desee. Las posiciones angulares no-uniformes de los elementos destruye la periodicidad del arreglo. Sin embargo, el arreglo reflectivo se puede convertir en una estructura periódica teniendo *celdas principales* periódicas que contengan, a su vez, *celdas unitarias*. Para alcanzar esto, es necesario que $\Delta\gamma_\eta$ y $\Delta\gamma_\sigma$ se establezcan como:

$$\begin{aligned}\Delta\gamma_\eta &= \pi M_\eta/N_\eta \\ \Delta\gamma_\sigma &= \pi M_\sigma/N_\sigma\end{aligned}\quad (5)$$

donde:

N_η y N_σ son el número de celdas adyacentes en la dirección η y σ , respectivamente.

M_η y M_σ son el número de ciclos completos de 360° que los anillos giran a lo largo de los ejes η y σ , respectivamente, dentro de la *celda principal*.

En teoría, cualquier ángulo de escaneo se puede aproximar usando (5). Sin embargo, la capacidad del arreglo de redirigir la onda reflejada a grandes ángulos depende de las características físicas de diseño. Las ecuaciones en (5) permiten que los arreglos reflectivos tipo espirafase puedan ser analizados como una estructura periódica infinita con *celdas principales* periódicas.

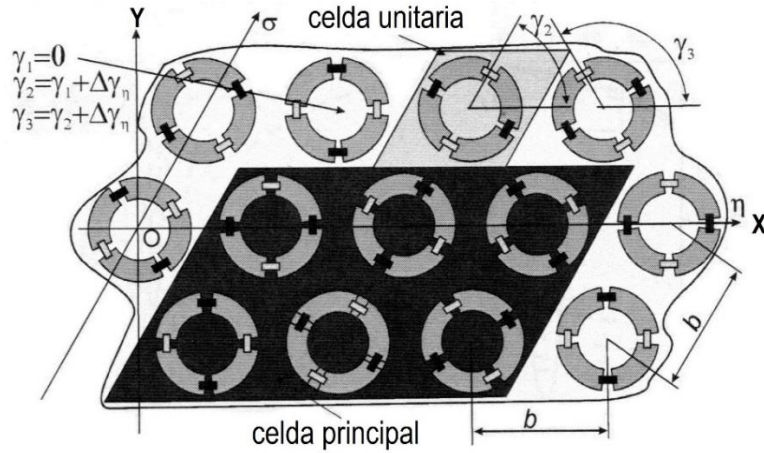


Fig. 9. Geometría de un arreglo reflectivo para $N_\eta = 3$, $N_\sigma = 2$, $M_\eta = 1$, $M_\sigma = 1$,

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

De acuerdo con el teorema de Floquet, el campo electromagnético que incide sobre el arreglo reflectivo se presenta como una suma de modos Floquet u ondas planas. El aumento considerable de tamaño de las *celdas principales* del arreglo provoca que muchos de esos modos Floquet se propaguen en diferentes direcciones. Pero, las condiciones (4) aseguran que dos de los modos Floquet reflejados por la estructura (modo TE y modo TM) sean ondas planas propagándose en la dirección deseada determinada por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo azimut φ_0 . La propagación de los otros modos Floquet forman los lóbulos de difracción del arreglo reflectivo.

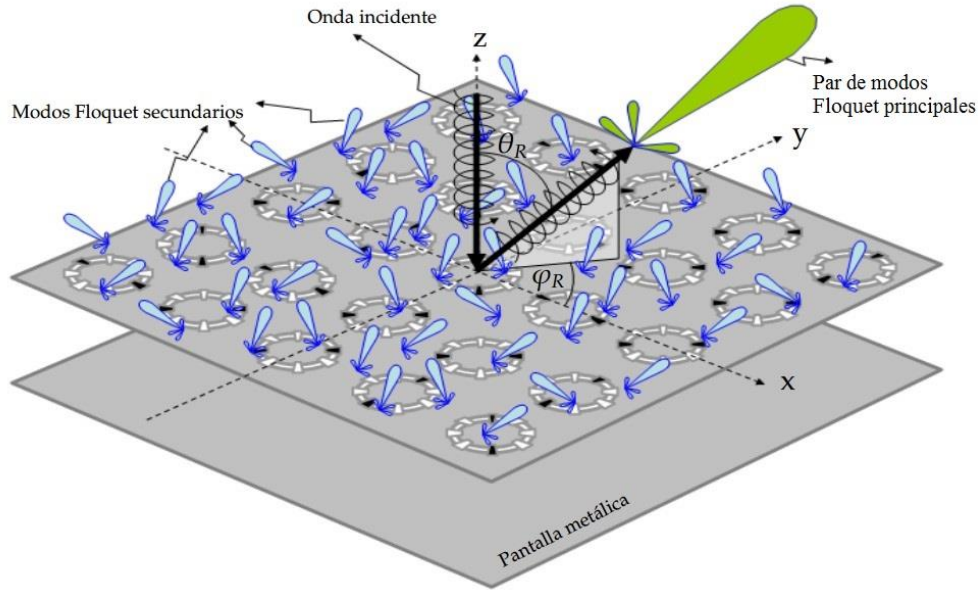


Fig. 10. Incidencia de una CPW y propagación de los modos Floquet reflejados.

El arreglo reflectivo se considera como una estructura que transforma una CPW incidente en una onda plana reflejada de polarización elíptica viajando en la dirección deseada. Para evaluar la eficiencia de esta conversión se define un coeficiente de conversión L_C . Este coeficiente de conversión se define como la relación entre la densidad de potencia de los modos Floquet deseados $|\vec{S}_d|$ y la densidad de potencia de los modos Floquet que inciden normalmente al arreglo $|\vec{S}_i|$:

$$L_C = \frac{|\vec{S}_d|}{|\vec{S}_i|} \quad (6)$$

1.5.4 Simulación numérica para dos arreglos reflectivos

Se desarrolló un modelo puramente matemático para predecir las características de respuesta de este tipo de arreglos en [15]. Este modelo fue usado para el diseño de dos arreglos, para las bandas X-Ku y K-Ka, demostrándose así que estos arreglos pueden operar en una banda de frecuencias 2:1. Los resultados de la simulación numérica obtenidos en esa investigación se muestran a continuación. La simulación considero una incidencia normal de una CPW de mano derecha.

Arreglo reflectivo en la banda K-Ka. La simulación numérica para el arreglo reflectivo en la banda K-Ka mostró que, en el caso de una posición angular uniforme de los elementos, el arreglo reflectivo convierte las CPW de mano derecha que inciden normalmente en una CPW de mano derecha reflejada normalmente. La banda de frecuencias de operación va de 17 a 40 GHz, con pérdidas menores a 1 dB.

Arreglo reflectivo en la banda X-Ku. Para el caso de una posición angular uniforme de los elementos, la onda incidente es convertida en una CPW de mano derecha con pérdidas menores a 1 dB. Este comportamiento tuvo lugar en la banda de frecuencia que va de 8.1 a 19.3 GHz.

También se realizaron simulaciones para los casos de posiciones angulares no uniformes con el fin de desviar el haz de la onda reflejada. En ambos casos existieron degradaciones en el ancho de banda, sin embargo, el *reflectarray K-Ka* tuvo pérdidas menores a 1.3 dB en una banda de frecuencias de 20 a 40 GHz para ángulos de reflexión de hasta 40°. Por su parte, el *reflectarray X-Ku* tuvo pérdidas menores a 1 dB para ángulos de reflexión hasta de 40°, para una banda de frecuencias de 9.2 a 18.8 GHz.

Conclusiones

1) Una antena en arreglos de fase es un conjunto de antenas con capacidad de brindar variaciones de fase a la señal que radia. Estas variaciones de fase hacen que las ondas electromagnéticas que se propagan en el espacio interfieran entre sí de manera constructiva o destructiva. Este tipo de antenas constituyen una alternativa para generar una variación controlada del direccionamiento del lóbulo principal. El control del patrón de radiación permite el seguimiento y rastreo de múltiples objetivos o fuentes de señales. Esta adaptabilidad la convierte en una antena que satisface los requerimientos de sistemas específicos.

2) Es importante suprimir al máximo los lóbulos de difracción para poder apuntar el haz principal a sólo un objeto que se mueva en el espacio y darle seguimiento. Esto normalmente se cumple si:

- los elementos del arreglo están distanciados a una separación menor a media longitud de onda.
- se tiene el mínimo número de elementos posibles para el arreglo
- se la distribución periódica en la que los elementos se sitúan son los nodos de un triángulo equilátero y no de un cuadrado como tradicionalmente se realiza.

3) Los arreglos con elementos activos se diferencian de los pasivos por contar con dispositivos de amplificación de la señal. Los arreglos activos tienen la ventaja de compensar pérdidas de potencia y ofrecer mayor flexibilidad y capacidad al sistema. Pero tiene grandes desventajas: complejidad, baja calidad de desempeño y altos costos de fabricación.

4) Surge entonces el desarrollo de los arreglos reflectivos planos, también llamados *reflectarrays*. Estas antenas usan la tecnología planar como técnica de fabricación permitiendo imprimir miles de elementos metálicos sobre un sustrato dieléctrico. Esto reduce en gran medida los costos de fabricación de las antenas en arreglos de fase tradicionales. Además del bajo costo ofrece algunas otras ventajas como facilidad en el proceso de fabricación, ligereza y mejor rendimiento. Esto lo convierte en una alternativa viable a los arreglos de fase convencionales.

5) Las superficies selectivas de frecuencia son importantes en el funcionamiento de los *reflectarrays*. Son un arreglo periódico de dos dimensiones de parches conductores en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica. Básicamente se comportan como un filtro electromagnético pasivo. El diseño de los elementos de la SSF es fundamental ya que la frecuencia de resonancia del filtro depende directamente de las dimensiones de los elementos.

6) Los arreglos reflectivos tipo espirafase ofrecen un control electrónico del patrón de radiación permitiendo el desplazamiento del lóbulo principal a una velocidad máxima en la exploración del entorno muy útil para sistemas de comunicaciones y de radar. De este modo se consigue hacer escaneos del entorno sin necesidad de movimiento físico. La reconfiguración controlada del patrón de radiación se realiza con la implementación de circuitos electrónicos para controlar la activación de diodos PIN transistores de efecto campo, varactores o el giro de micromotores MEMS.

7) Investigadores de la Facultad de Ingeniería desarrollaron, en el año 2005, un modelo matemático para el diseño de los arreglos reflectivos tipo espirafase basados en anillos metálicos con carga. Los resultados de la simulación numérica demuestran que estos arreglos pueden redirigir una onda incidente de polarización circular en direcciones determinadas por ángulos de elevación de hasta 40° en una banda de frecuencias 2:1. La eficiencia del arreglo es alta al tener pérdidas menores a 1 dB.

8) Las pocas pérdidas y la amplia banda de frecuencias que estos arreglos reflectivos presentan dan lugar a considerar el uso del mismo tipo de anillos para el diseño de nuevas estructuras, esto con la finalidad de extender aún más el ancho de banda de operación.

9) La finalidad de este trabajo es diseñar una nueva estructura que utilice anillos ranurados con carga como elementos reflectivos y que resulte en un incremento en el ancho de banda. El diseño propuesto consiste en un arreglo reflectivo de varias capas basado en anillos metálicos ranurados con carga. Para ver si es factible el diseño, y por simplicidad, se considerará el caso más sencillo en el que el arreglo se comporta como un simple desplazador de fase sin capacidad de escaneo. Para ello es necesario contar con capas idénticas y cada capa tendrá una misma posición angular en todos sus anillos.

Referencias

- [1] Wayne Tomasi, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas" 4 ed. Pearson Editorial. Upper Saddle River, New Jersey. 2001. pp. 398.
- [2] E. Brookneer, "Practical Phase-Array Antenna Systems", Artech House Inc., 1991, pp. 4.1
- [3] E. Brookneer, "Aspects of Modern Radar", Artech House Inc., 1st edition, 1988, pp. 102-105
- [4] A. J Encinar, J. Huang, "Reflectarrays Antenas", 1° Ed. Canadá 2008, pp. 206
- [5] J. L. Ramos Quirarte, M. J. Martínez Silva y M. S. Ruiz Palacios, "Arreglos Planos: La Cruz de Mills", 8ª. Conferencia de Ingeniería Eléctrica, septiembre de 2002, pp. 328-323.
- [6] D.G. Berry, R.G. Malech, W. A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-11, pp. 645-651, Noviembre. 1963.
- [7] M. E. Bialkowski, H. J. Song, K. M. Luk, y C. H. Chan, "Theory of an active transmit/reflected array of patch antennas operating as a spatial power combiner", IEEE Antennas and Propagation Society
- [8] D. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," Electronics Letters, vol. 29, Abril 1993, pp. 657-658
International Symposium Digest, vol. 4, Julio, 2001, pp. 764-767
- [9] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with variable rotation angles," IEEE. Trans. Antennas and Propagation, vol. 46, Mayo 1998, pp. 650-656
- [10] H. R Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microwave Journal, Julio 1977, pp 67-73,
- [11] R. Remski, B. Gray, L. Ma, "Desing and Analysis Frecuency-selective Surface", Ansoft Application Engineering Staff Corporation, 2004.
- [12] A. Yu, F. Yan, A. Z. Elsherbeni y J. Huang, "Design and Measurement of a Circularly Polarized Ka-band Reflectarray Antenna", IEEE Antennas and Propagation, 2009, pp. 2769– 2773

- [13] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip Reflectarray With Elements Having Variable Rotation Angles" IEEE. Antennas and Propagation Society International Symposium, Volumen: 2, Montreal, Quebec, Canadá 1997, pp. 1280 – 1283
- [14] A. Fox, "An Adjustable Waveguide Phase Changer", IEEE. Proceedings of the IRE, Volumen: 35, diciembre 1947, pp. 1489-1498.
- [15] A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López, J. Rodríguez Cuevas, Y. K Sydoruk, "Wideband Reflective Array Base on Loaded Metal Rings", IEEE MTT-S International Microwave Symposium on Phased Array System and Technology, junio 2005, pp. 573-576

Capítulo 2

Arreglo Reflectivo Basado en Anillos Ranurados con Carga Para la Banda K-Ka

Se sabe que los arreglos reflectivos con elementos tipo parche pueden soportar polarizaciones tanto lineal como circular. A pesar de ello, se habían verificado experimentalmente antenas *reflectarray* usando sólo polarización lineal. La primera vez que se demostró la polarización circular usando elementos microstrip tipo parche fue en [1]. Los pequeños elementos microstrip fueron impresos con una continua rotación angular para lograr una coherencia de fase del campo lejano.

Los arreglos reflectivos planos, *reflectarrays*, operando a frecuencias de microondas son atractivos para aplicaciones de comunicación y de radar. Dado que usan la misma tecnología de fabricación que los circuitos impresos resultan ser una alternativa viable a los arreglos de fase activos debido a su fácil proceso de fabricación, bajo costo y su relativa simplicidad de diseño, además de que ofrecen mejores características en cuanto a eficiencia. Los *reflectarrays* basados en anillos ranurados con carga emplean ondas con polarización circular para su funcionamiento. La onda de polarización circular (CPW) incidente es convertida en una onda reflejada en una dirección deseada.

2.1 Creación Del Modelo Físico Del Arreglo Reflectivo

En el trabajo realizado en [2] se determinó la geometría de un arreglo reflectivo para la banda K-Ka. Esto fue posible mediante la optimización del circuito equivalente del arreglo. Después, con ayuda del modelo matemático que ellos desarrollaron pudieron convertir los parámetros optimizados en parámetros geométricos del arreglo. Como resultado de la simulación matemática determinaron la geometría del arreglo en la banda K-Ka como sigue:

- Un mallado triangular equilateral con periodo b igual a 4.5 mm .
- El radio interior $r1$ del anillo metálico de 1.32 mm .
- El radio exterior $r2$ del anillo metálico de 1.76 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 11° .
- Circuito abierto en las ranuras 1 y 2, para obtener una impedancia infinita.
- Una reactancia de 0.7 nH en las ranuras 3 y 4.
- Una permitividad relativa ε_r del sustrato dieléctrico de 2.2 , con un grosor de 0.127 mm .
- Una distancia d entre el sustrato y la placa metálica de 2 mm .

Tal arreglo fue simulado con una CPW incidiendo perpendicularmente al plano que contiene los anillos reflectivos, es decir, una incidencia normal. La simulación se realizó para diferentes valores de $\Delta\gamma_\eta$, mientras que $\Delta\gamma_\sigma$ se ajustó a cero. Estas variables, discutidas en el capítulo anterior, representan el incremento de fase entre las celdas adyacentes del arreglo. El coeficiente de conversión L_c se define como la relación entre la densidad de potencia de la onda reflejada (onda controlada) y la densidad de potencia de la onda que incide normalmente al arreglo.

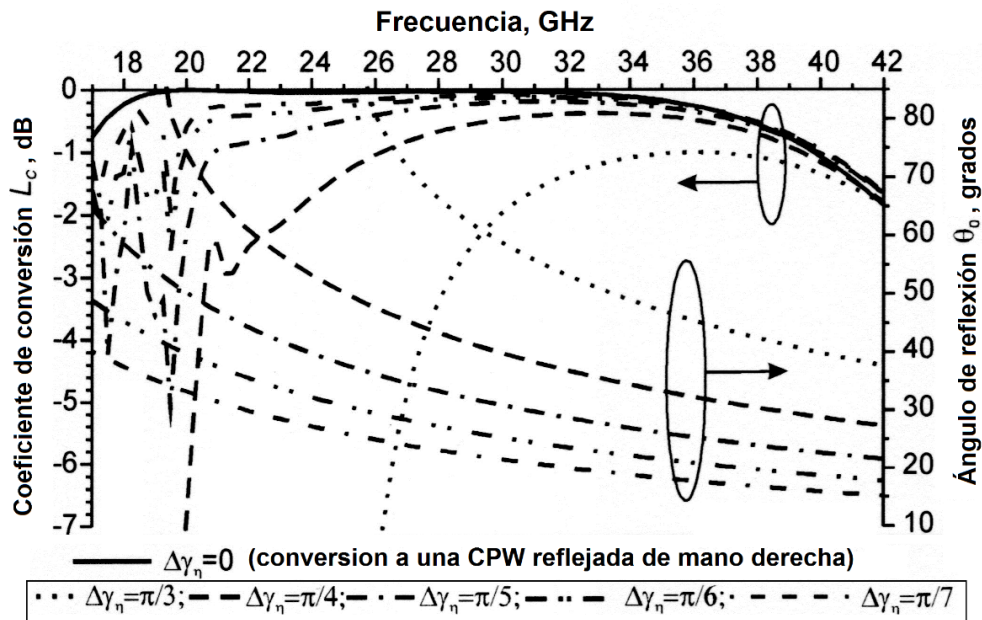


Fig. 2.1. Coeficiente de conversión y ángulos de elevación de la onda reflejada para el arreglo reflectivo en la banda K-Ka.

Se observa que para el caso más simple, donde todos los elementos tienen una misma posición angular (cuando $\Delta\gamma_\eta = 0$) el arreglo convierte una onda CPW de mano derecha que incide normalmente en una onda reflejada CPW con pérdidas apenas de 1 dB. La banda de frecuencia de operación va de 17 a 40 GHz. La banda de frecuencias es considerable, sin embargo, a medida que las posiciones angulares cambian (esto con el fin de lograr ángulos mayores de elevación de la onda reflejada) el ancho de banda se ve reducido. Aun así, el coeficiente de conversión es menor a 1.3 dB en una banda de frecuencias de 20 a 40 GHz para ángulos de elevación θ_0 de hasta 40° .

Como se dijo, estos resultados fueron producto de cálculos meramente matemáticos. La tarea a resolver será comprobar que efectivamente esos resultados interesantes son producto de un arreglo reflectivo con los parámetros geométricos obtenidos en el artículo antes citado. La comprobación tomará en cuenta el modelo del caso más simple del arreglo reflectivo, nos referimos al caso donde el arreglo se convierte simplemente en un desfaseador el cual tiene una misma posición angular en todos sus elementos. Tal arreglo se construyó en un software especializado de simulación de campos electromagnéticos en estructuras de tres dimensiones utilizando los mismos parámetros geométricos. En esta herramienta se creó primeramente el sustrato dieléctrico. Sobre él se crearon los anillos metálicos con un cilindro de material PEC (conductor perfecto). Después, se crearon los cuatro espacios con un sector angular de $\Delta\gamma = 11^\circ$. Por último, se colocó una placa metálica a una distancia de 2 mm detrás del sustrato dieléctrico con un grosor de $17\ \mu\text{m}$ de material PEC. Tanto la placa como los anillos tienen el mismo grosor de $17\ \mu\text{m}$.

Crear el modelo fue simple ya que todas las dimensiones se especifican, excepto los elementos concentrados 3 y 4. La impedancia inductiva de esas cargas es de $0.7\ \text{nH}$ pero no se especifican las características físicas del inductor ya que, como se dijo antes, los resultados se obtuvieron de cálculos numéricos. Una solución práctica para este problema fue colocar una pequeña tira metálica entre las ranuras 3 y 4 funcionando como pequeños inductores con una impedancia aproximada de $0.7\ \text{nH}$. Se cuidó que la forma de la tira no dificultara el giro libre del anillo y que en algún momento fuera a tener contacto con otro elemento del arreglo. Es por eso que se propuso que los pequeños inductores estuvieran orientados hacia el interior del anillo. La forma más simple de crear los inductores y optimizarlos posteriormente fue utilizar pequeños segmentos rectos de metal. A primera vista se creyó que esto produciría efectos adversos al rendimiento del arreglo debido a la

presencia de capacitancias entre los segmentos paralelos que forman el inductor. Después de las primeras simulaciones se observó que no eran tan significativas tales capacitancias. Lo que resto fue definir las dimensiones del inductor, para ello se dejaron fijas algunas medidas y solo se optimizo una variable. La meta fue lograr una respuesta del arreglo lo más parecida a los resultados obtenidos en la publicación. La configuración de un solo elemento del arreglo se muestra en Fig. 2.2.

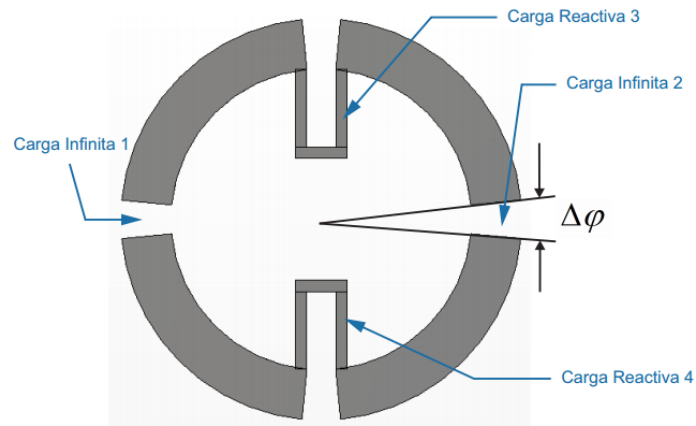


Fig. 2.2. Un solo elemento reflectivo del arreglo basado en anillos metálicos con carga. Inductores en las ranuras 3 y 4.

El grosor de los anillos e inductores es el mismo en todo el arreglo ya que la superficie metálica es uniforme sobre el sustrato dieléctrico. El ancho w de los inductores se fijó a $100 \mu m$. La única variable a optimizar fue la distancia h .

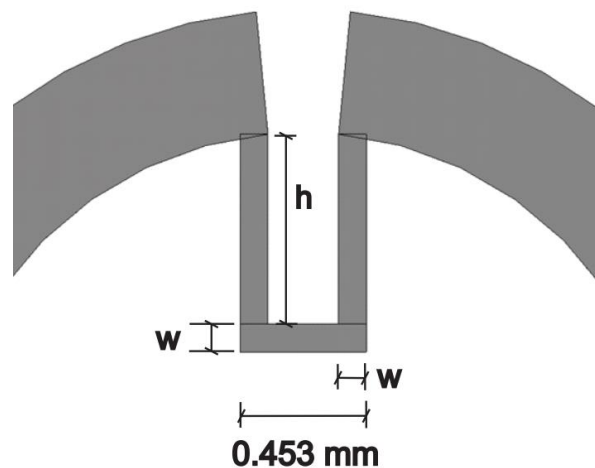


Fig. 2.3. Dimensiones de los inductores utilizados en la simulación electromagnética.

Para la optimización se realizó una simulación electromagnética bajo un ambiente periódico infinito. Se ajustó una polarización circular a la onda incidente. El software permite medir las características de reflexión para una CPW incidente. La siguiente grafica muestra el coeficiente de conversión para la *onda controlada* para diferentes valores de h .

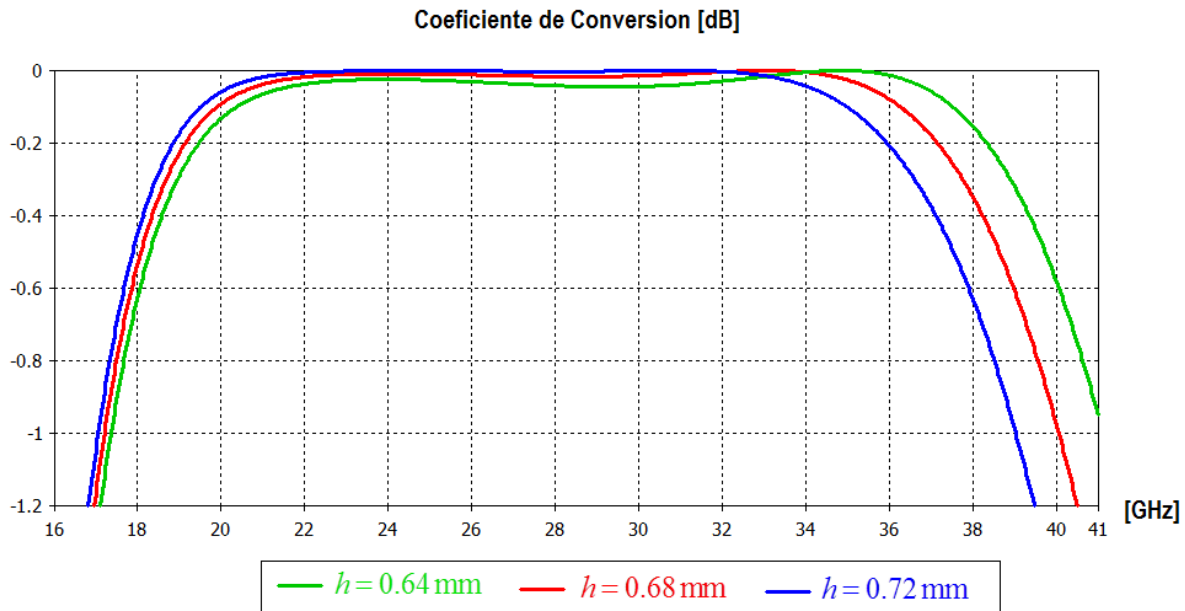


Fig. 2.4. Optimización de las dimensiones del inductor

Se observa el efecto que tiene la variación de h en el coeficiente de conversión para la *onda controlada*. El valor óptimo de h que ofrece la banda de frecuencias similar a los resultados de la publicación fue de 0.68 mm, el cual permite una banda de operación de 17 a 40 GHz con pérdidas menores a 1 dB. Notar que el valor de $h = 0.72$ mm habilita frecuencias mayores a 40 GHz, sin embargo, hay pérdidas dentro de la banda (cerca de los 29 GHz). Esto mismo sucede con valores mayores de h . Es preferible tener una banda con las menores pérdidas posibles. Parte del arreglo reflectivo se muestra en Fig. 2.5. Se nota la utilización de un mallado triangular, los anillos se encuentran en los nodos de un triángulo equilátero.

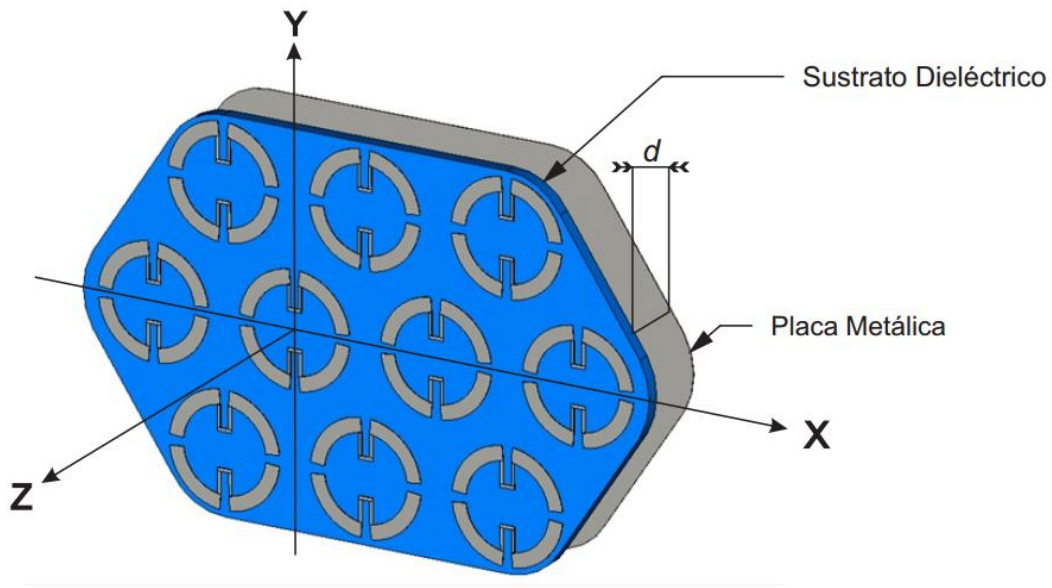


Fig. 2.5. Arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con cargas reactivas.

Para recrear el arreglo formado por anillos metálicos con carga como elementos reflectivos se usó un modelo de arreglo periódico infinito en el software. Esto permite modificar fácilmente las características físicas del arreglo ya que es suficiente modificar solo una celda y en automático el software recrea los mismos cambios en los demás anillos. Las dimensiones de la celda periódica que contiene al anillo son los mismos que se obtuvieron en los cálculos matemáticos de la publicación, Fig. 2.6 y Fig. 2.7.

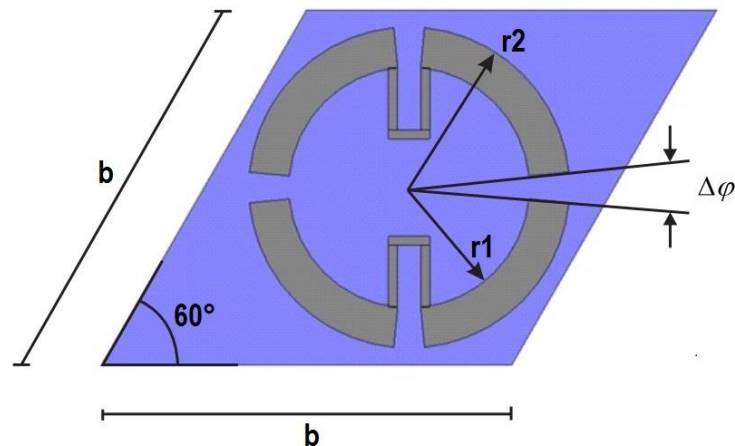


Fig. 2.6 Dimensiones de la celda que contiene al anillo con carga inductiva.

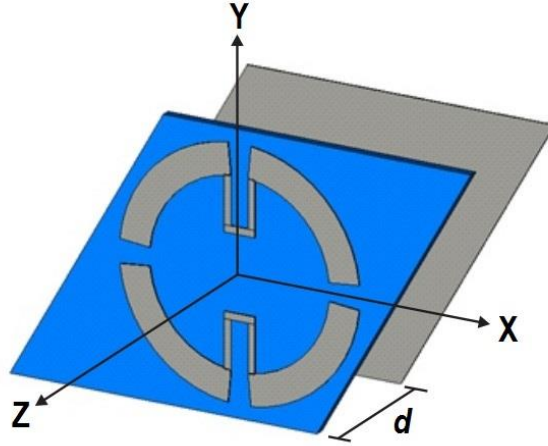


Fig. 2.7 Celda unitaria del arreglo reflectivo simulado y la placa metálica separada a una distancia d del sustrato dieléctrico.

Como habíamos visto en el capítulo anterior, la onda \vec{E}_i que incide en los elementos espirafase del arreglo (los anillos con carga) genera una onda reflejada \vec{E}_r , ambas ondas se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\vec{E}_i = E_0 (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) \quad (1)$$

$$\vec{E}_r = \frac{1}{2} E_0 \left((\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-2j\gamma} + (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) \right) e^{-jkz} \quad (2)$$

Donde, Γ_{\parallel} es el coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal paralela a las cargas inductivas y Γ_{\perp} es el coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal ortogonal a las cargas inductivas. Esta onda reflejada está compuesta de dos ondas con polarizaciones circulares opuestas. Una de ellas es la *onda controlada*, pues depende directamente del ángulo de rotación del anillo.

$$\vec{E}_{Controlada} = \frac{1}{2} E_0 e^{-2j\gamma} (\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (3)$$

La *onda de polarización cruzada* o simplemente *onda no controlada* es la segunda onda que se refleja por el arreglo. Esta es independiente de cualquier rotación que pueda tener el anillo.

$$\vec{E}_{No\ Controlada} = \frac{1}{2} E_0 (\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jkz} \quad (4)$$

El término “polarización cruzada” queda definido como la magnitud de la *onda no controlada* y puede ser reducida a cero si se cumple el principio de Fox para el cambio de fase:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (5)$$

2.2 Simulación del Modelo Físico del Arreglo Reflectivo

2.2.1 Respuesta del arreglo reflectivo para onda de polarización circular.

La siguiente grafica muestra el coeficiente de conversión para la *onda controlada*. El arreglo refleja y convierte a la onda incidente en una onda de polarización circular de mano derecha.

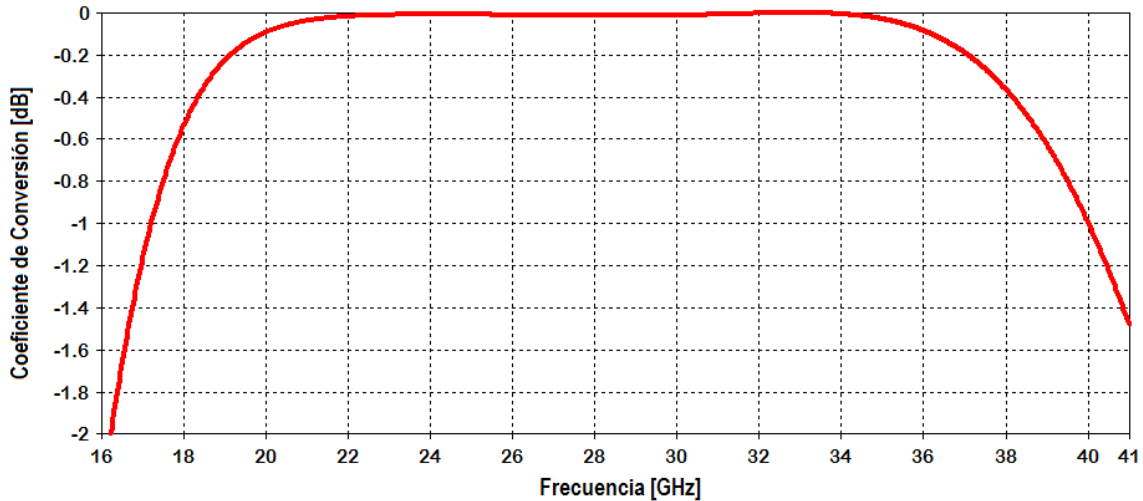


Fig. 2.8. Coeficiente de conversión para la onda controlada resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka.

La onda que se refleja tiene un sentido de giro opuesto a la onda incidente. Si los dedos de la mano siguen el sentido de giro y el pulgar apunta en la dirección de propagación podemos decir que la onda reflejada es una onda circularmente polarizada de mano derecha, al igual que la onda incidente. Este cambio en el sentido de giro se debe a la diferencia de fase de 180° que los elementos reflectivos introducen en los componentes ortogonales de la CPW reflejada.

Las unidades utilizadas para medir el coeficiente de conversión son los decibeles, dB. La ecuación que define la conversión a dB es:

$$A = 10 \times \log_{10}(P2/P1) \quad [dB] \quad (7)$$

donde $P2$ es el potencia medida y $P1$ es la potencia de referencia.

Los dB expresan una relación de potencia, en este caso nos hablan de la relación entre la potencia de la onda incidente y potencia de la onda reflejada. Así, para una cierta frecuencia donde la magnitud sea 0 dB significa que la relación de potencias entre la onda incidente y la onda controlada es 1, es decir, que toda la onda incidente es convertida en una onda reflejada con un sentido de giro opuesto.

La simulación permite obtener las características de reflexión de la onda reflejada para ambas polarizaciones circulares. Midiendo la magnitud de la onda de polarización de mano izquierda reflejada por el arreglo estaríamos midiendo el coeficiente de conversión para la *onda no controlada*, tal medición se muestra en Fig. 2.9.

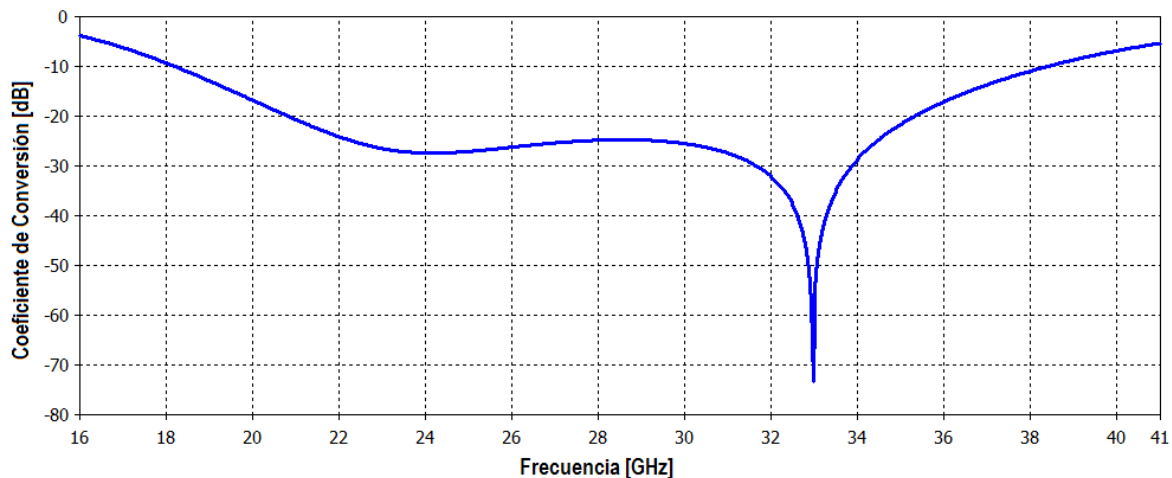


Fig. 2.9. Coeficiente de conversión para la onda no controlada resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka.

La grafica muestra grandes pérdidas para el coeficiente de conversión para la *onda no controlada* dado que la mayor parte de la potencia que refleja el arreglo está contenida en la propagación de la *onda controlada*.

Retomando la gráfica, Fig. 2.8, podemos concluir que efectivamente los parámetros geométricos publicado permiten que el arreglo de anillos reflectivos con carga opere en una banda de frecuencias de 17 a 40 GHz con pérdidas menores a 1 dB.

2.2.2 Coeficiente de conversión de la onda controlada a partir de ondas de polarización lineal.

Retomando la ecuación (2), podemos analizar la respuesta del arreglo reflectivo a partir de ondas de polarización lineal. Esto es posible ya que una CPW es la superposición de dos ondas ortogonales polarizadas linealmente que tienen una diferencia de 90° (o $\pi/2$ rad) en la fase temporal. Es por eso que este análisis es válido para nuestro arreglo reflectivo, aun a pesar que utiliza ondas de polarización circular para su funcionamiento. De esta forma, también podemos comprobar el funcionamiento del arreglo para el caso más simple haciendo incidir dos ondas linealmente polarizadas con planos de polarización paralelos a los ejes X y Y . Este será un segundo método de verificación a la respuesta del arreglo reflectivo con los mismos parámetros geométricos en cuestión. Se utilizó el mismo modelo, Fig. 2.7, y se hizo una nueva simulación utilizando ahora dos ondas de polarización lineal orientadas en los ejes X y Y . Se obtuvo el coeficiente de conversión para de la *onda controlada*. Para ello, el software de simulación procesó la siguiente ecuación en números complejos:

$$\left| \vec{E}_{Controlada} \right| = \frac{1}{2} \left| \Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp} \right| \quad (8)$$

El resultado de la simulación es el siguiente. Se observa prácticamente el mismo resultado al obtenido utilizando una polarización circular.

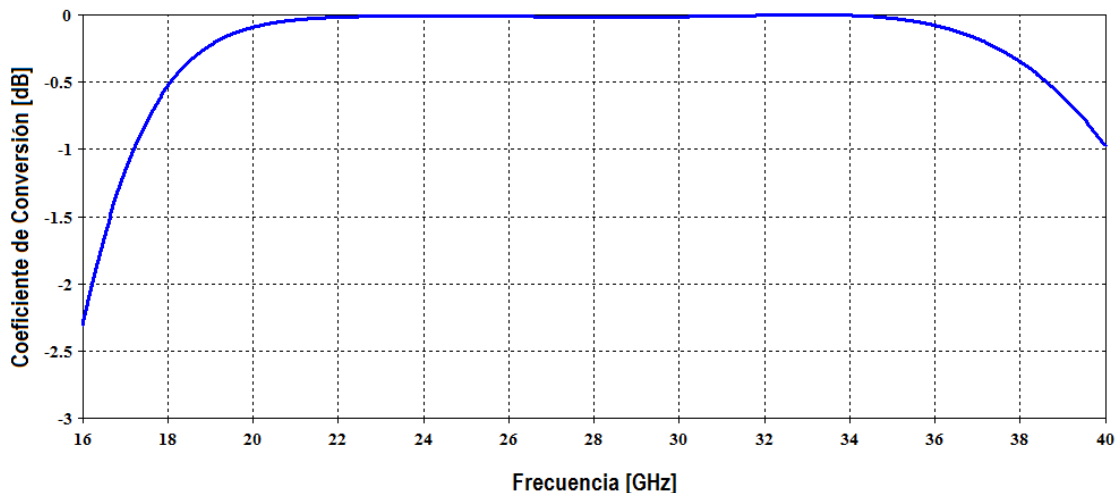


Fig. 2.10. Coeficiente de conversión para la onda controlada a partir de ondas incidentes linealmente polarizadas para el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka.

Esto comprueba que para una posición uniforme de los anillos el arreglo es capaz de reflejar una CPW de mano derecha en una banda de frecuencias de 17 a 40 GHz teniendo pérdidas de conversión menores a 1 dB. La onda incidente tendrá también una polarización circular de mano derecha.

2.2.3 Desplazamiento de fase de la onda controlada

El escaneo del arreglo es posible gracias a que cada elemento reflectivo brinda una fase diferente creando así un frente plano de fase en la onda reflejada. La técnica para el desplazamiento de fase que utiliza este arreglo reflectivo periódico es la variación de la posición angular de los anillos cargados. Esta técnica también está demostrada en arreglos tipo espirafase basados en dipolos de media longitud de onda. [3]. Más tarde, se analizó en arreglos tipo espirafase basados en elementos de espiral [4], elementos radiadores conductores [5] y radiadores microstrip de diferente configuración [6]. Con el fin de demostrar el control de la fase de la *onda controlada* se simuló el mismo arreglo de anillos haciendo variar el ángulo de inclinación γ del anillo dentro de la celda unitaria. De acuerdo a la ecuación de la *onda controlada*, el elemento reflectivo introduce en la onda reflejada un aumento en la fase de 2γ . De igual forma, se consideró una incidencia normal de una CPW de mano derecha. La medición se hizo para la CPW reflejada que tiene un sentido de giro opuesto a la onda incidente, estamos hablando de la *onda controlada*. La referencia será la fase de la onda controlada cuando el anillo tiene las cargas inductivas paralelas al eje Y, es decir, $\gamma = 0^\circ$. En Fig. 2.11. Se aprecia la variación angular que tuvo lugar el anillo para las simulaciones.

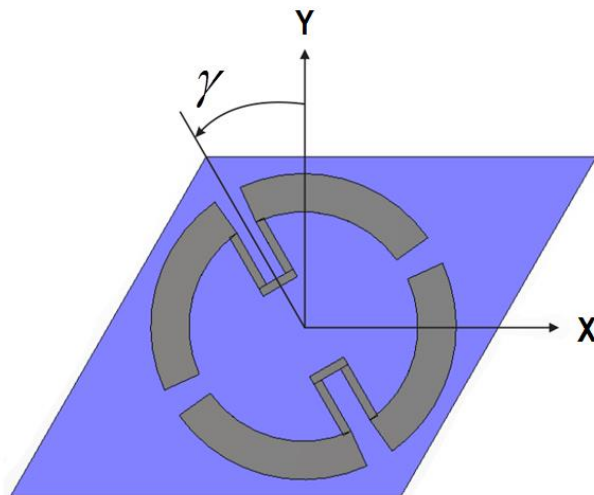


Fig. 2.11. Variación en la posición angular del anillo reflectivo

La primer simulación consistió en colocar el anillo a $\gamma = 0^\circ$. El resultado de esta simulación será el referente para las siguientes simulaciones. Para la segunda simulación el anillo se hizo girar 10° en sentido contrario a las manecillas del reloj. Se obtuvo la fase de la onda controlada y se comparó en una misma grafica con los resultados de la simulación anterior ($\gamma = 0^\circ$). La imagen siguiente muestra los resultados para $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 10^\circ$ en función de la frecuencia.

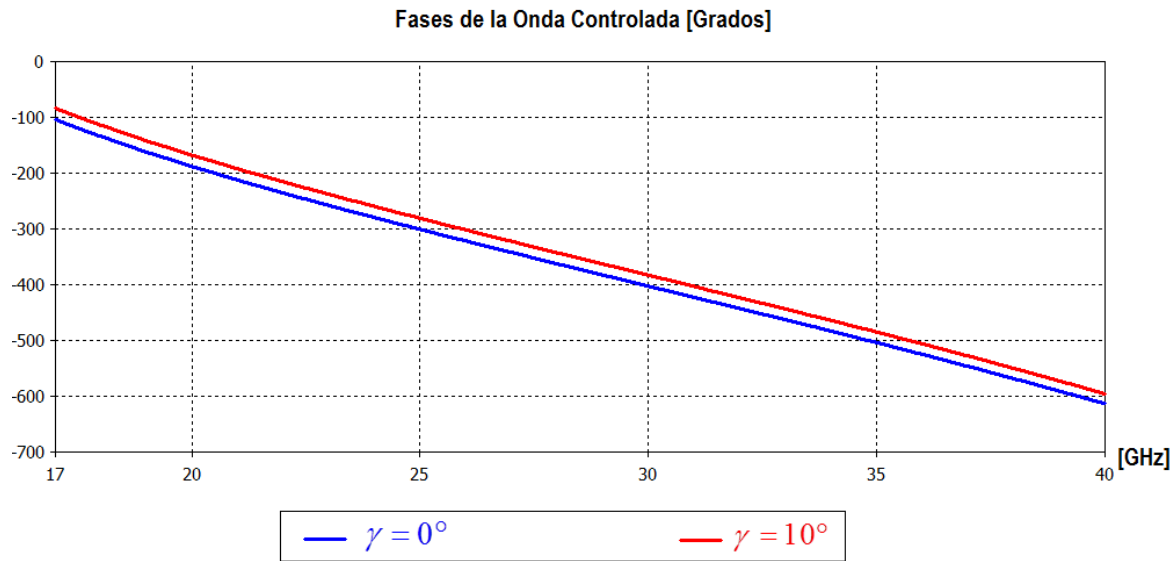


Fig. 2.12. Fase de la onda controlada con dos diferentes ángulos de rotación de los anillos: $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 10^\circ$

Para observar más fácilmente la diferencia en fase se realiza un acercamiento a la gráfica sobre una frecuencia específica perteneciente al ancho de banda en el que opera mejor el arreglo. Las líneas de medición se colocan a 30 GHz.

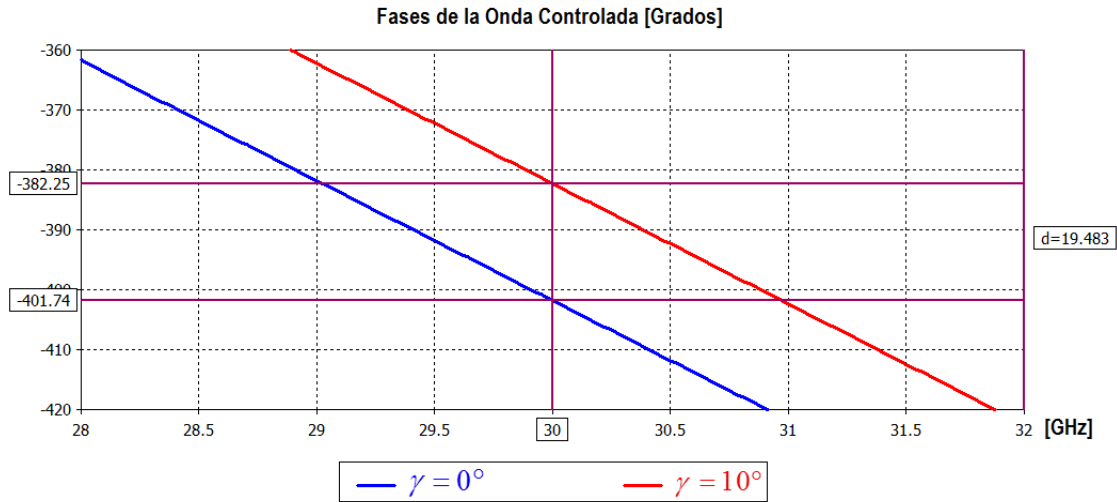


Fig. 2.13. Diferencia en la fase de la onda controlada en 30 GHz.

Se observa que la diferencia que hay entre ellas es aproximadamente igual a 20° , el doble de $\gamma = 10^\circ$. Esta diferencia aproximada se mantiene en la banda de frecuencias de operación. Esto muestra que existe un desplazamiento de fase en la *onda controlada* adicional provocado por la inclinación del anillo. Esta comparación se realizó en diferentes simulaciones modificando γ en incrementos de 10° hasta llegar a $\gamma = 90^\circ$, verificando en cada simulación que el ángulo de inclinación γ del anillo introduce un aumento de 2γ en la fase de la onda controlada. Se mostrarán los resultados de tres simulaciones más:

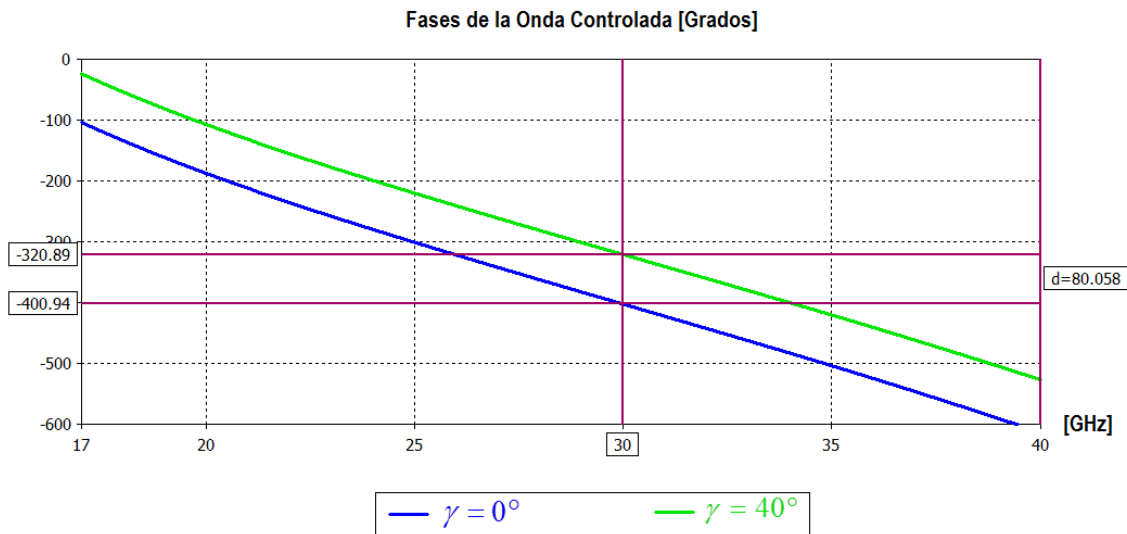


Fig. 2.14. Fase de la onda controlada con dos diferentes ángulos de rotación de los anillos: $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 40^\circ$

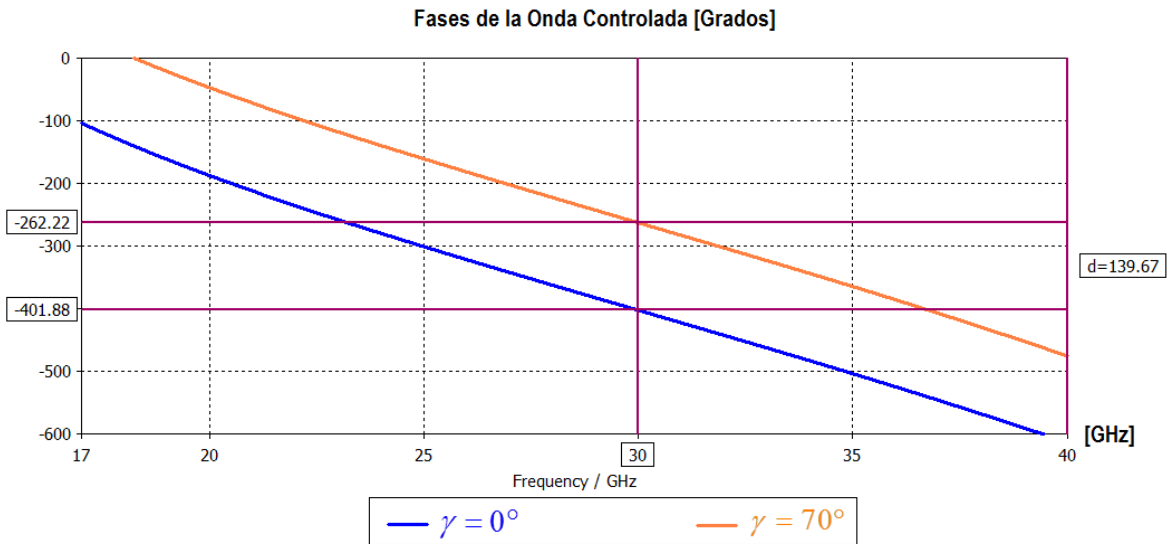


Fig. 2.15. Fase de la onda controlada con dos diferentes ángulos de rotación de los anillos: $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 70^\circ$

Finalmente, para una posición angular $\gamma = 90^\circ$ produce un adelanto en la fase de la onda controlada de 180° aproximadamente.

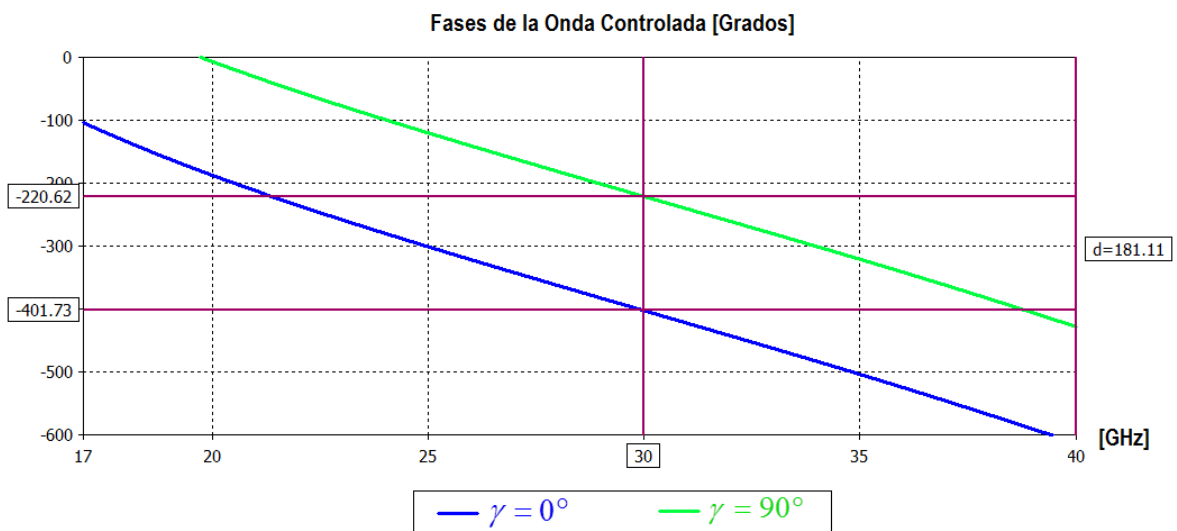


Fig. 2.16. Fase de la onda controlada con dos diferentes ángulos de rotación de los anillos: $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 90^\circ$

Esto confirma que la fase de la onda controlada puede ser cambiada como se desee modificando el ángulo de inclinación del anillo. Pero, ¿por qué acotar el aumento de γ hasta

90? La razón es simple. Por ejemplo, supongamos una posición angular del anillo dado por $\gamma = 135^\circ$. La comparación de fases para *la onda controlada* muestra una diferencia aproximada de -90° .

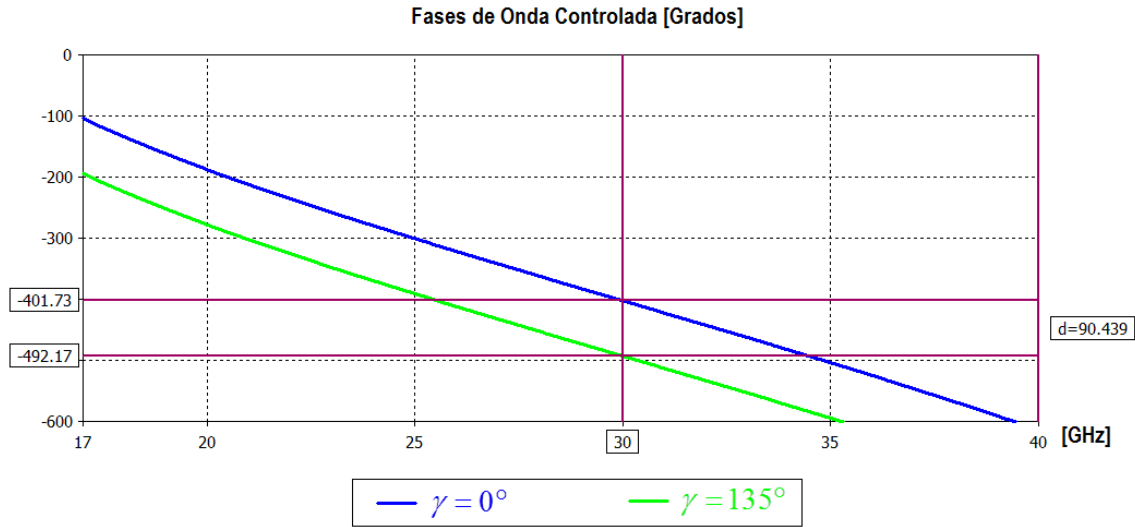


Fig. 2.17. Fase de la onda controlada con dos diferentes ángulos de rotación de los anillos: $\gamma = 0^\circ$ y $\gamma = 135^\circ$

Esto se debe a la geometría propia de los elementos reflectivos. Lo que sucede es que para ángulos de γ mayores de 90° tendríamos en realidad una inclinación en sentido horario del anillo.

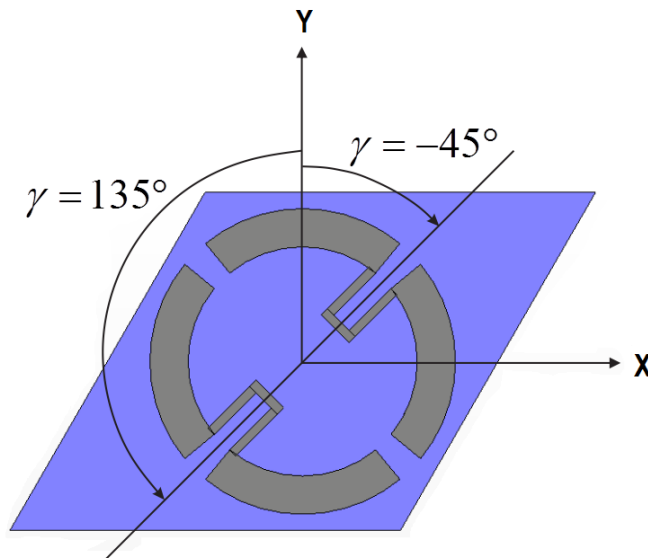


Fig. 2.18. Anillo con una posición angular de $\gamma = 135^\circ$ o bien, $\gamma = -45^\circ$

El desfase que introducen los anillos es de -90° para la *onda controlada*, es decir, una disminución de -2γ . Se sigue cumpliendo que la reflexión de una CPW del arreglo con una posición angular γ uniforme en todos los elementos aparece un desplazamiento de fase adicional en la onda CPW reflejada (onda controlada). Para una CPW de mano derecha, una rotación en sentido anti-horario de los anillos significa un aumento en la fase de la *onda controlada*. Y de igual forma, una rotación en sentido horario de los anillos produce una disminución en la fase de la *onda controlada*. De modo que el rango de valores que el ángulo de inclinación γ puede tomar va de -90° a los 90° , tomando como ángulo de referencia de 0° el eje Y .

2.3 Circuito Equivalente del Arreglo Reflectivo Basado en Anillos Ranurados con Carga.

Los parámetros utilizados en el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka fueron producto de un modelo matemático capaz de obtener parámetros geométricos a partir de la optimización del circuito equivalente del arreglo. Contar con un circuito equivalente es de mucha ayuda al momento de diseñar y optimizar nuevas estructuras físicas. Es por eso que será conveniente tener un circuito equivalente para el arreglo reflectivo. Dado que no contamos con un modelo tal como el de la investigación anterior no podemos transformar los parámetros del circuito equivalente a dimensiones físicas para el arreglo. Sin embargo, podemos saber qué cambios hacer a nuestro modelo físico si identificamos muy bien cada elemento del circuito y su relación con la estructura del arreglo. Es posible construir dos diferentes circuitos equivalentes correspondientes a la interacción de las ondas linealmente polarizadas que inciden normalmente. Mientras una onda tiene su plano de polarización paralelo a las cargas, el plano de polarización de la segunda onda es ortogonal a las cargas. El arreglo utiliza anillos como elementos resonantes. Imaginemos un arreglo que contenga exclusivamente anillos metálicos, esto significa sin sustrato, y que los anillos metálicos estén completos (sin ranuras y sin cargas), el circuito equivalente correspondiente al comportamiento del anillo es un circuito resonante LC en serie, Fig. 2.19 (b). Sobre el anillo inciden normalmente una onda de polarización lineal horizontal (paralelo al eje AA_1) y una onda de polarización lineal vertical (paralelo al eje BB_1)

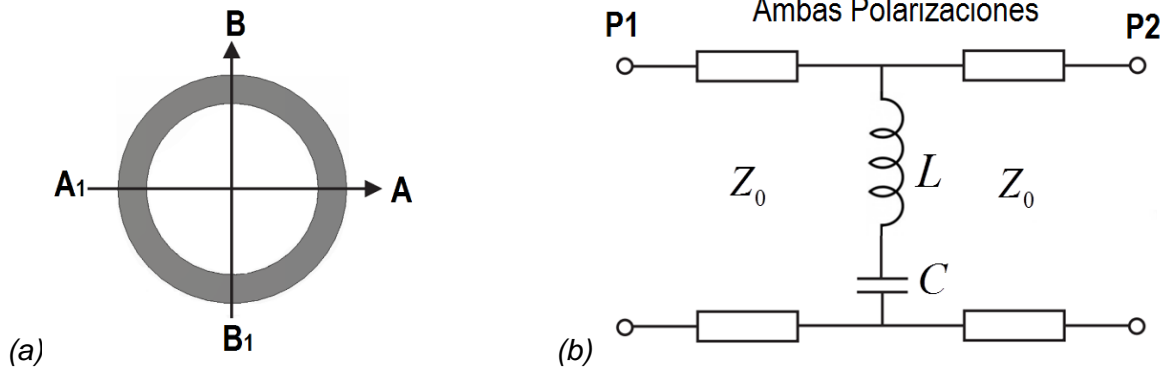


Fig. 2.19 (a) Anillo completo y (b) circuito equivalente para las ondas de polarización horizontal y vertical.

Recordar que el arreglo periódico de anillos es una superficie selectiva de frecuencias tipo parche. Tal superficie tiene un coeficiente de transmisión similar al comportamiento de un filtro supresor de banda. La mayor parte de las frecuencias pasa libremente a través del arreglo excepto aquellas frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia de los anillos. Esto ocurre cuando la longitud de onda es comparable con el perímetro promedio del anillo. En la resonancia se crean corrientes en la superficie de los anillos y la onda lo ve como una placa de metal por lo que se refleja. El circuito equivalente antes mostrado describe el comportamiento del anillo. Las ondas con frecuencias lejanas a la frecuencia de resonancia pasan libremente del puerto 1 al puerto 2. Cuando las frecuencias se acercan a la frecuencia de resonancia, para cual la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva, la impedancia que forman los elementos LC será mínima creando casi un corto circuito haciendo que las ondas se reflejen de nuevo al puerto 1. En Fig. 2.20 (a) se puede observar el anillo ranurado sobre el eje AA_1 . Las ranuras forman un par de placas paralelas creando así una pequeña capacitancia extra. Esto modifica el circuito equivalente para la polarización vertical. Para tomar en cuenta el efecto de la ranura es necesario agregar una capacitancia $C1$ en serie.

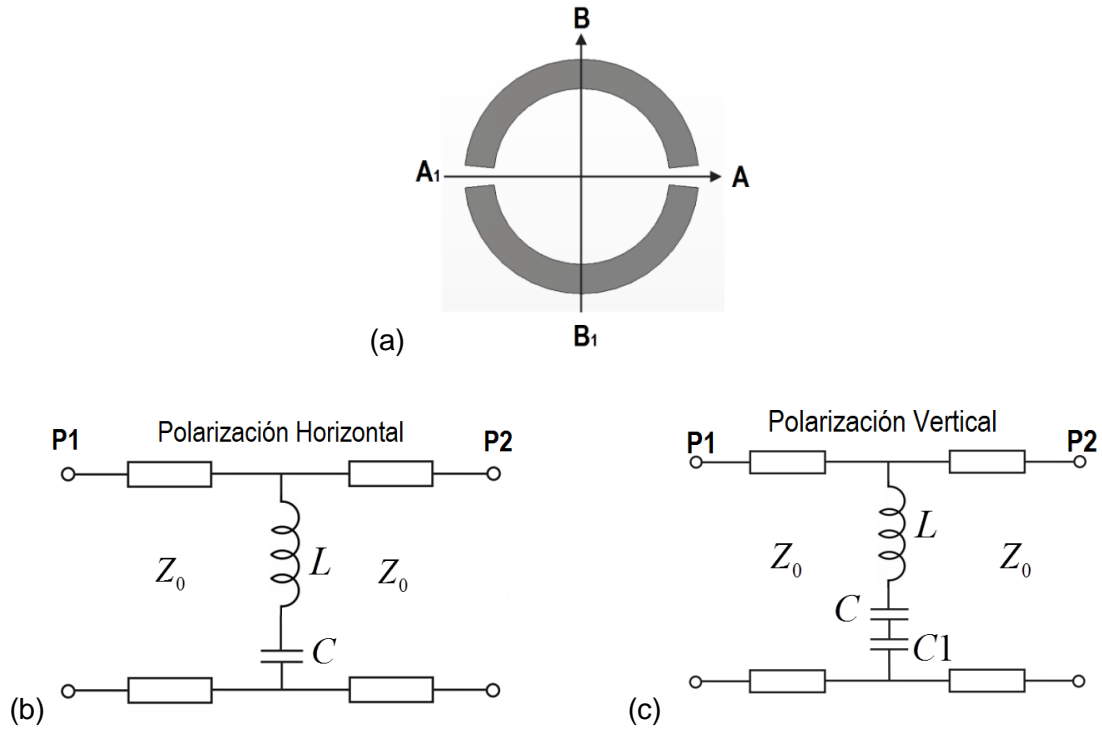


Fig. 2.20 (a) Anillo con dos ranuras, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

De este modo, el circuito equivalente para el anillo con 4 ranuras corresponde al circuito de Fig. b. ambas polarizaciones tienen el mismo circuito equivalente.

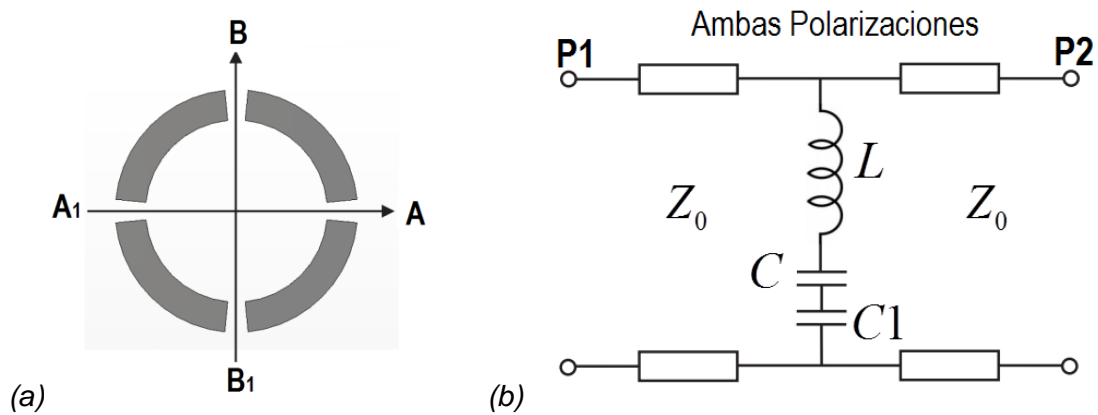


Fig. 2.21. (a) Anillo con 4 ranuras y (b) circuito equivalente para las ondas de polarización horizontal y vertical.

Las cargas inductivas paralelas al eje BB_1 cambian el coeficiente de reflexión para la onda de polarización lineal horizontal. Para contemplar el efecto de las cargas inductivas se añade un inductor $L1$ en paralelo con $C1$, Fig. 2.22 (b).

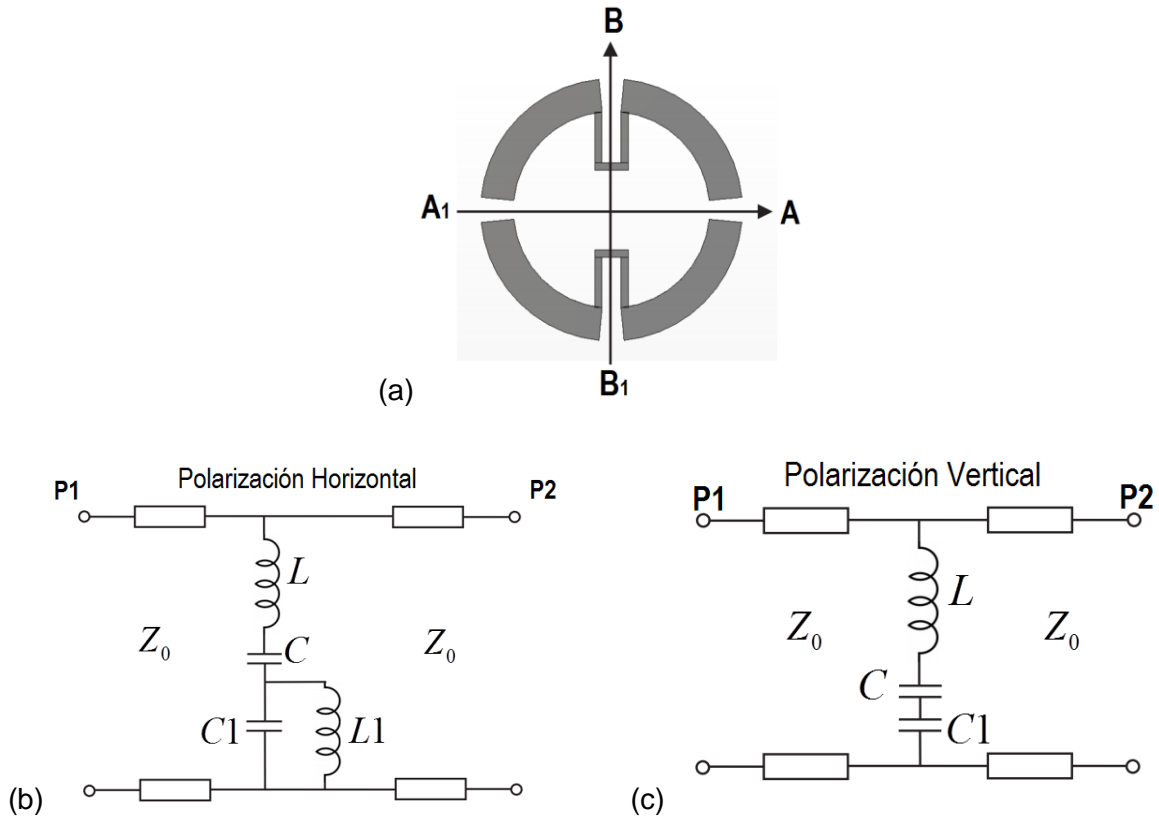


Fig. 2.22. (a) Anillo ranurado con cargas inductivas, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

Aún no se ha tomado en cuenta el efecto que tiene el sustrato dieléctrico en los circuitos equivalentes. Es necesario introducir una línea de transmisión que represente el sustrato dieléctrico, Fig. 2.23 (b). La onda viaja desde el puerto 1 hacia el anillo y atraviesa el medio dieléctrico que tiene una cierta longitud eléctrica hasta llegar al puerto 2. La longitud eléctrica expresa la distancia que recorre la onda en función de la longitud de onda y está dada por la siguiente expresión:

$$\theta_s = \beta_s \cdot t_s \quad (9)$$

donde, la constante de fase en dentro del sustrato es:

$$\beta_s = \frac{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \quad (10)$$

La variable ϵ_r es la permitividad relativa del sustrato dieléctrico considerado en el diseño del arreglo, el cual tiene un valor de 2.2 y la distancia t_s es el grosor del sustrato dieléctrico.

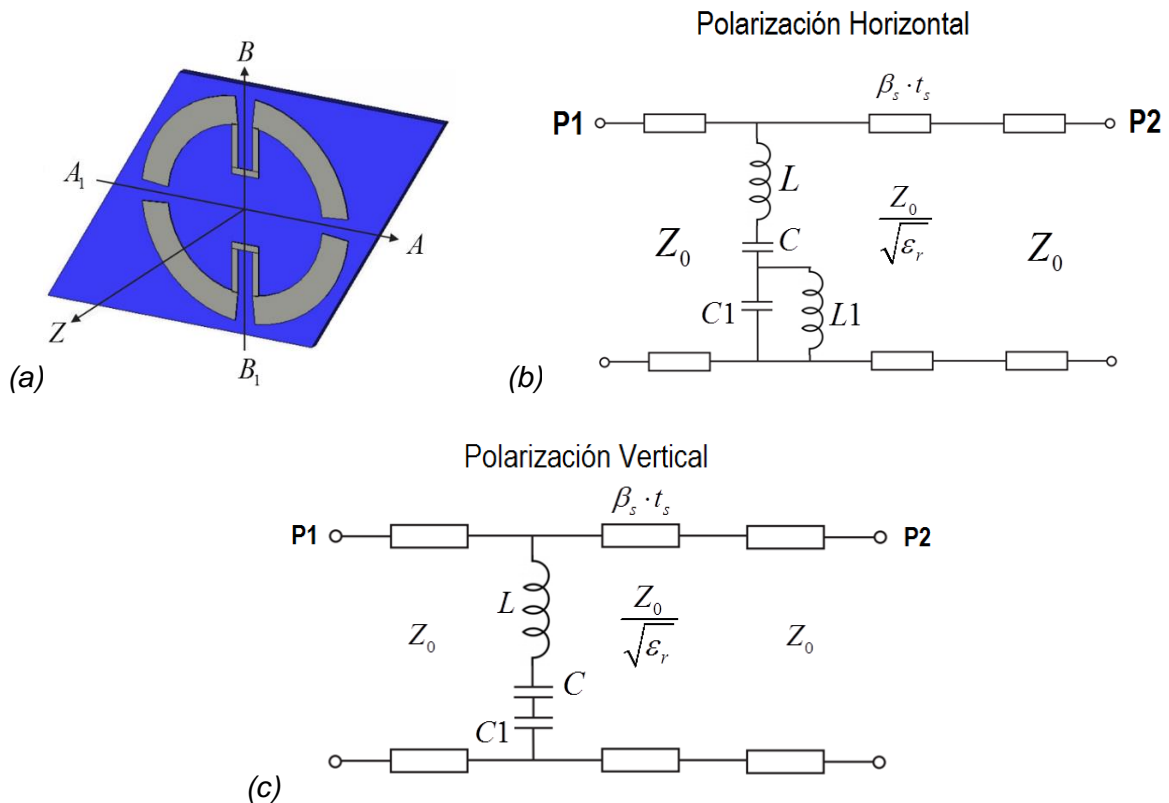


Fig. 2.23. (a) Anillo ranurado con cargas impreso sobre un sustrato dieléctrico, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

La impedancia de la línea de transmisión está dada por:

$$Z_s = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (11)$$

Finalmente, el paso restante es la inclusión de la placa metálica situada a una distancia d . La reflexión de la onda en una pared metálica tiene un coeficiente de reflexión igual -1 y se

colocan cortos circuitos en cada uno de los circuitos equivalentes. La línea de transmisión de longitud eléctrica βd corresponde a la distancia que hay entre el sustrato dieléctrico y la placa metálica.

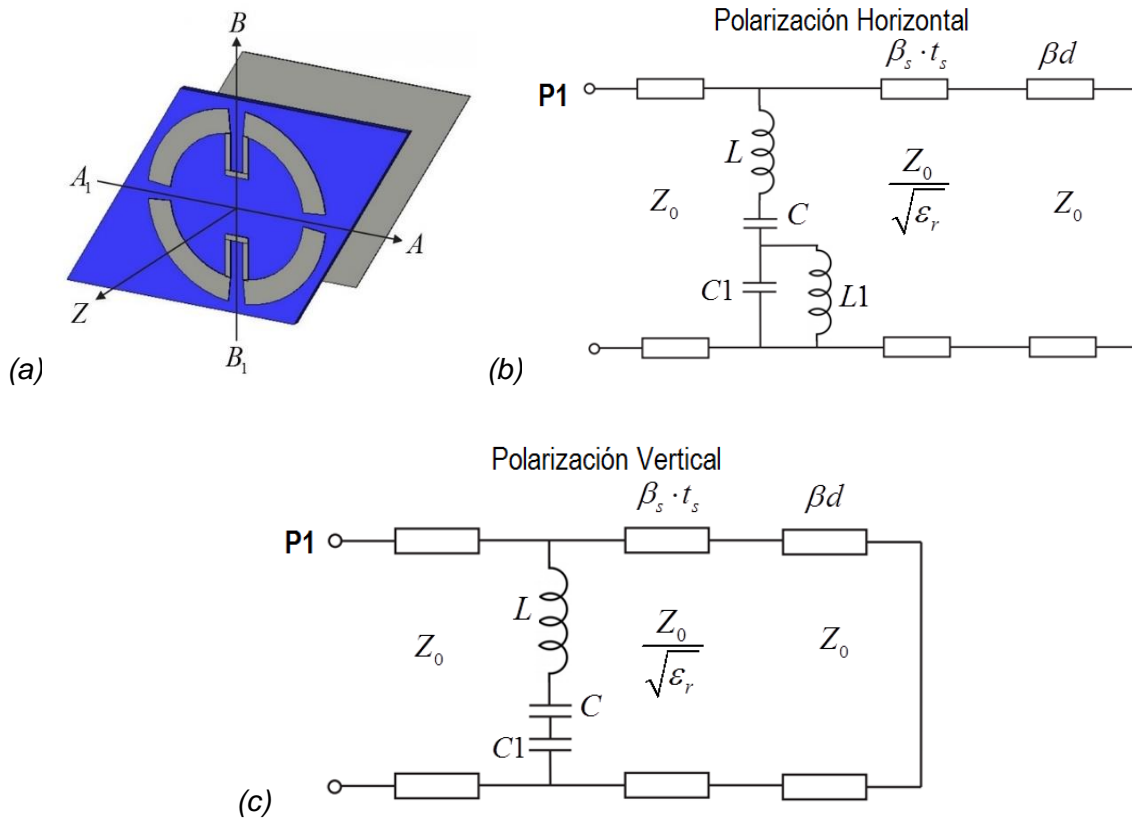


Fig. 2.24. (a) Celda unitaria del arreglo reflectivo para la banda K-Ka, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

Estos dos circuitos contemplan todos los elementos involucrados de cada celda de arreglo. Contar con el circuito equivalente ayudara a señalar que parámetro tiene un mayor nivel de importancia para lograr una estructura de banda ancha. Además, trabajar con circuitos eléctricos en lugar de un modelo físico simplifica el proceso de diseño. Será una herramienta más de utilidad para determinar si es posible crear una estructura multicapa de gran eficiencia.

Conclusiones

1) Los datos tomados de la publicación citada son nuestro punto de partida para la creación y diseño de una nueva estructura multicapa. Antes del diseño fue necesario evaluar la respuesta del arreglo reflectivo utilizando los datos publicados. Para ello se creó un modelo físico tridimensional en un software de simulación electromagnética.

2) Durante el proceso de creación del modelo físico del arreglo, se propuso un elemento metálico para sustituir las cargas concentradas en dos de las ranuras del anillo. La precisión del software utilizado permitió optimizar las dimensiones de este pequeño “inductor” en órdenes de centésima de milímetro.

3) El resultado de la simulación confirmó la eficiencia del arreglo reflectivo. El *reflectarray* es capaz de operar en una banda de frecuencias poco mayor a 2:1. El arreglo es capaz de operar en las bandas K-Ka con pérdidas de inserción que no rebasan 1 dB, en la banda de 17 a 40 GHz,

4) El arreglo es capaz de transformar una CPW incidente en una CPW reflejada viajando en la dirección deseada. Para evaluar la eficiencia de este modo de conversión se define un *coeficiente de conversión*. Este coeficiente es una relación entre la densidad de potencia de la onda deseada y la densidad de potencia de la onda incidente.

5) El arreglo reflectivo basado en anillos metálicos con carga funciona con onda de polarización circular, sin embargo, también se puede obtener el *coeficiente de conversión* para la *onda controlada* a partir de los coeficientes de reflexión calculados para dos polarizaciones lineales ortogonales. Esto es posible siempre y cuando las ondas incidentes sean dos ondas transversales entre sí y una de ellas esté orientada paralelamente a las cargas inductivas. Se realizó una simulación del arreglo para una posición angular fija en todos los elementos a partir de la incidencia normal de dos ondas transversales de polarización lineal. La respuesta del arreglo reflectivo fue el mismo al obtenido en la simulación anterior donde se utilizó una onda de polarización circular.

6) Se demostró que el control de la fase de la onda controlada se determina por el ángulo de inclinación γ del anillo. Esta posición angular conduce a un desplazamiento de fase adicional de 2γ en la onda controlada. La libertad angular del anillo es de 180° en total. La posición angular dada por ángulo γ pertenece al intervalo de -90° hasta los 90° permitiendo

un retraso máximo de fase de 180° o un aumento máximo de 180° en la *onda controlada* reflejada por el arreglo.

7) Se determinó el circuito equivalente del arreglo reflectivo a partir del circuito resonante correspondiente a un anillo entero (sin ranuras ni cargas). A medida que el anillo sufre modificaciones en su estructura se añaden elementos al circuito equivalente. De esta manera se puede identificar más fácilmente cada elemento del circuito resonante y correlacionarlo con un parámetro físico de la celda unitaria,

Referencias

- [1] J. Huang, R. J. Pogorzelski, "Microstrip Reflectarray With Elements Having Variable Rotation Angles", IEEE. Antennas and Propagation Society International Symposium, Volumen: 2, Montreal, Quebec, Canadá 1997, pp. 1280 – 1283
- [2] A. E. Martynyuk, J. I. Martínez López, J. Rodríguez Cuevas y Y. K. Sydoruk, "Wideband Reflective Array Base on Loaded Metal Rings", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Long Beach, CA, Junio 2005, pp.573-576.
- [3] H. R. Phelan, "Spiraphase reflectarray for multitarget radar", Microwave J., vol. 20, Julio 1977, pp. 67-73.
- [4] J. J. Wang, "Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter" IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 31, pp. 156-159, Enero. 1983.
- [5] P.L. Tokarskii, A. Luchaninov, e I. D. Gladkoskok, "Calculation of the scattering field of thin-wire antennas in a stipulated polarization basis", Radioelectron. Commun. Syst., vol.33, no. 1, pp. 21-25, enero 1990.
- [6] A. O. Kasyanov and V. A. Obukhovets, "Plane spiraphase focusing lens", in Proc. SPIE, Terahertz and Gigahertz Electronics and Photonics, vol. 4111, San Diego, CA, agosto 2000, pp 356-363.
- [7] A. E. Martynyuk, J. I. M. López y N. A. Martynyuk, "Spiraphase-type Reflectarray base on loaded ring slot resonators", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 52, no. 1, enero 2004, pp. 142-153.

Capítulo 3

Diseño de una Estructura Reflectiva Multicapa Basado en Anillos Ranurados con Carga

El circuito equivalente detallado en el capítulo anterior es una herramienta indispensable para lograr el diseño de una estructura reflectiva de varias capas de anillos impresos. El objetivo del capítulo es el diseño de una estructura reflectiva que utilice dos o más capas con el fin de aumentar la banda de operación que ofrece el arreglo reflectivo de una sola capa (de 17 a 40 GHz).

Se mostrarán los pasos realizados para el diseño de las diferentes estructuras diseñadas y los respectivos resultados que muestren la eficiencia de los mismos. El diseño partirá del circuito equivalente asociado a un arreglo reflectivo de una sola capa. El circuito equivalente para una estructura de dos capas, Fig. 3.1, contiene dos placas de anillos con dimensiones exactamente iguales. Al circuito no se agregan elementos nuevos más que la longitud eléctrica θ_2 que representa la distancia de separación que hay entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica.

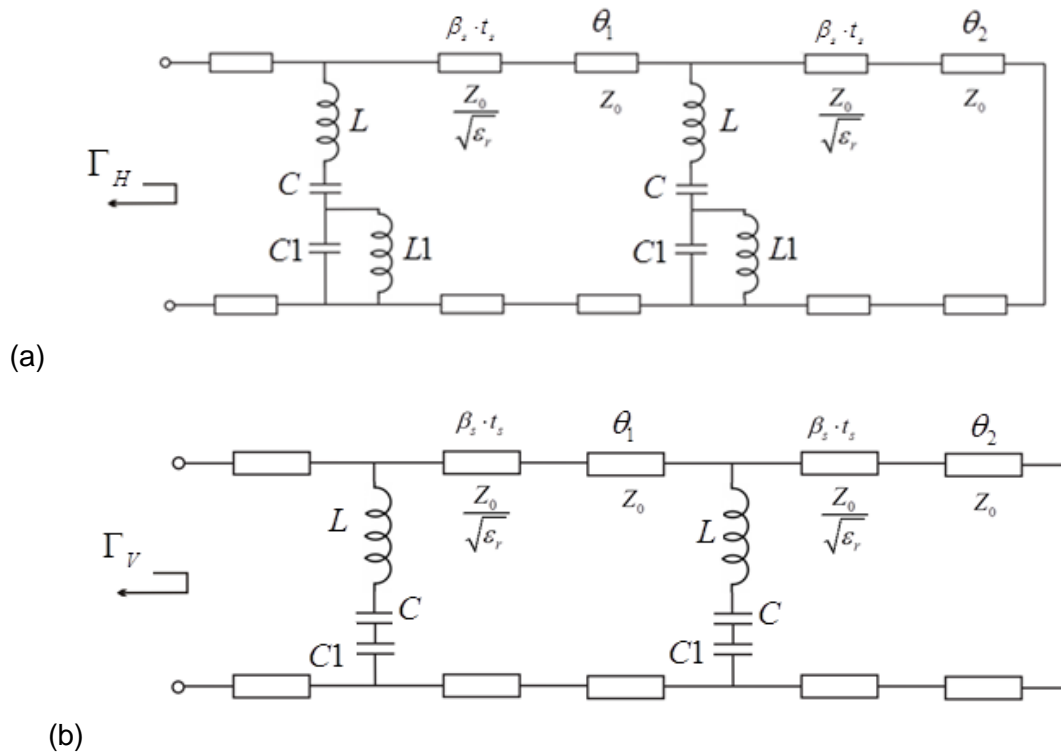


Fig. 3.1. Circuito equivalente para la onda de polarización lineal (a) horizontal y (b) vertical para una estructura reflectiva de dos capas

3.1 Circuito Equivalente Para el Arreglo Reflectivo Para la Banda K-Ka

El diseño de la estructura de dos capas consistirá en buscar los valores óptimos de los elementos del circuito equivalente. La meta de la optimización será obtener y mantener una diferencia de fase cercana a 180° entre los coeficientes de reflexión Γ_A y Γ_B en una banda ancha de frecuencias. Los valores de los elementos que constituyen el circuito equivalente para el arreglo reflectivo para la banda K-Ka serán nuestro punto de partida para la creación de una estructura de dos capas. Estos valores servirán de referencia para la creación del modelo físico tridimensional de la nueva estructura. Cualquier variación, resultado de la optimización, en los valores de los elementos del circuito equivalente indicará las modificaciones necesarias que deberá tener el modelo tridimensional de la nueva estructura. El circuito equivalente para un arreglo reflectivo basado en anillos con carga se muestra en Fig. 3.2 y Fig. 3.3. En un software de diseño de circuitos de RF y de microondas se elaboró el circuito. Se realizó una optimización simultánea a ambos circuitos (de polarización horizontal y de polarización vertical). En ambos circuitos L , C y $C1$ debe ser

iguales ya que representan parámetros físicos que en ambas polarizaciones lineales están presentes. La única variable independiente de las demás es $L1$.

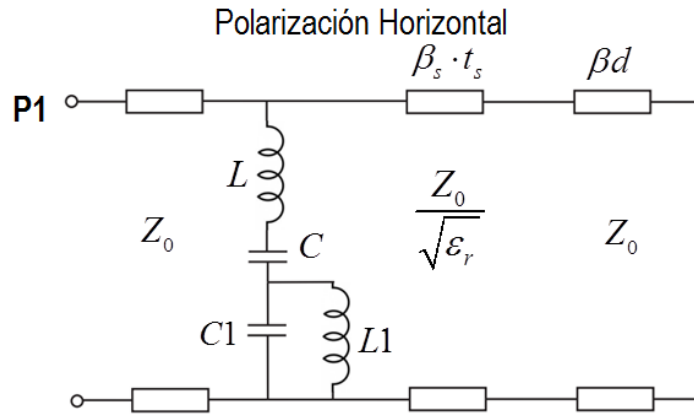


Fig. 3.2. Circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal.

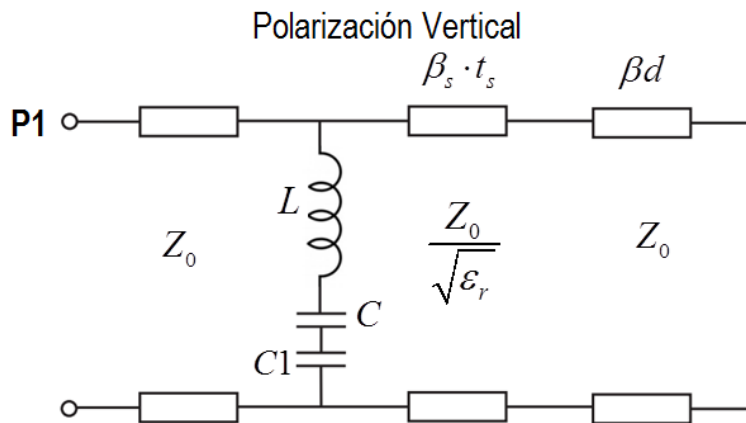


Fig. 3.3. Circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

Obteniendo la magnitud y fase del coeficiente de reflexión de ambos circuitos es posible medir la magnitud de la onda controlada mediante la expresión ya vista en el capítulo anterior.

$$|\bar{E}_{Controlada}| = \frac{1}{2} |\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}| \quad (1)$$

La optimización consiste en maximizar la magnitud de la onda controlada a partir de variaciones de los elementos del circuito. Sin embargo, habría múltiples combinaciones de valores para L , C , $L1$ y $C1$ que den la respuesta deseada debido a que ningún elemento

está condicionado a un valor fijo. Aunque L , C y $C1$ deben ser iguales para ambos circuitos $L1$ podría tomar cualquier valor, de manera que, los tres primeros elementos pueden cambiar sin restricción alguna compensando el cambio de $L1$ y seguir obteniendo la misma onda controlada.

Con el fin de tener la mayor correlación entre los elementos del circuito y los parámetros físicos del arreglo se modificó el modelo tridimensional original a formas más básicas en los que se involucren solo algunos de los elementos. Primero, se determinaron los elementos L y C a partir del modelo tridimensional del anillo completo. Posteriormente se determinó el valor de la capacitancia $C1$ en base al mismo tridimensional pero con ranuras en los anillos. Por último, se determinó el valor de la inductancia $L1$ a partir del modelo que contenga los mismos anillos ranurados ya con inductores.

3.1.1 Determinación de los elementos L y C

En el capítulo anterior se explicó a detalle la relación física del circuito equivalente para un arreglo reflectivo basado en anillos metálicos reflectivos. Se hicieron modificaciones secuenciales al arreglo de anillos y añadiendo nuevos elementos (inductor, sustrato y placa de metal) hasta crear la celda unitaria que forma parte del arreglo reflectivo. Esto ayudó a identificar la correspondencia entre los elementos del circuito y los parámetros físicos del anillo.

Se llevó a cabo la simulación del modelo tridimensional de un arreglo de anillos completos con los parámetros físicos del arreglo para la banda K-Ka, esto es:

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 4.5 mm .
- El radio interior $r1$ del anillo metálico de 1.32 mm .
- El radio exterior $r2$ del anillo metálico de 1.76 mm .

Este arreglo tridimensional ficticio no contiene sustrato dieléctrico ni la placa metálica detrás de él. Al arreglo se hizo incidir ondas ortogonales de polarización lineal; una con orientación horizontal y otra con orientación vertical.

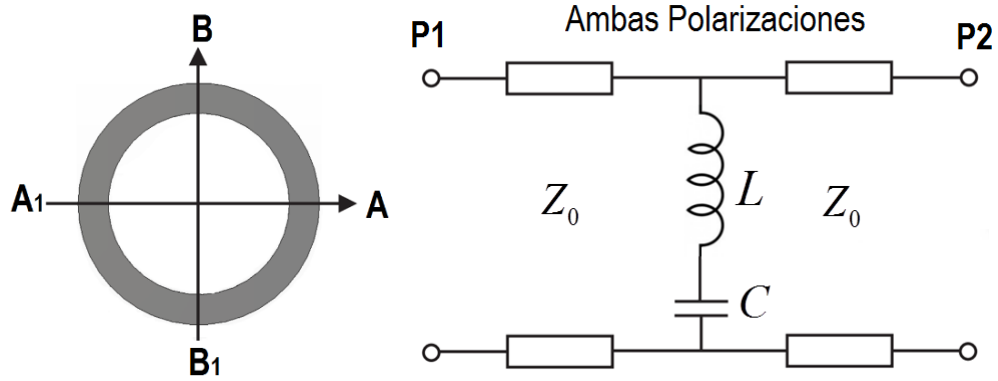


Fig. 3.4. (a) Celda unitaria de un arreglo periódico de anillos metálicos. (b) Circuito equivalente correspondiente para ambas polarizaciones (horizontal y vertical).

Se obtuvo el coeficiente de reflexión para una de las polarizaciones. En Fig. 3.5 se muestra la magnitud del coeficiente de reflexión para la onda con polarización vertical. La gráfica muestra un comportamiento resonante.

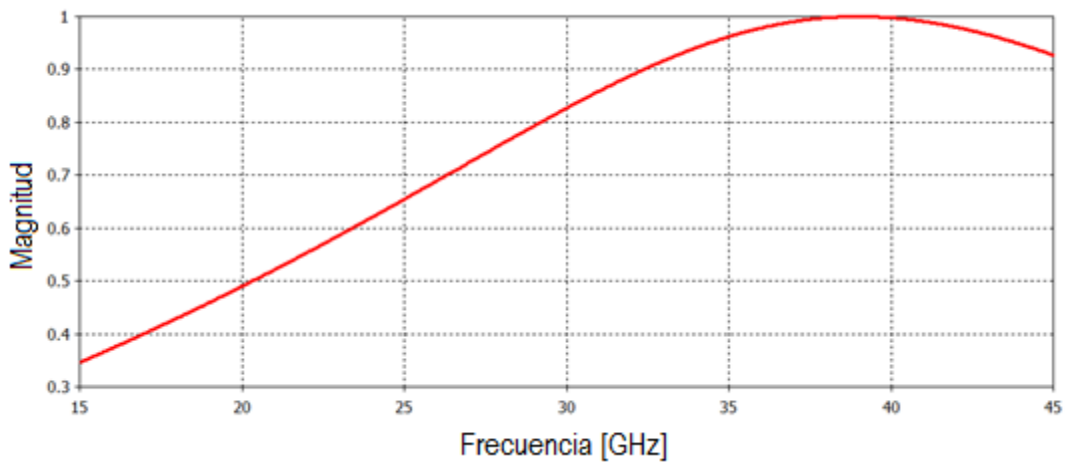


Fig. 3.5 Coeficiente de reflexión para una polarización vertical, para un arreglo de anillos metálicos ($r_1=1.32$ [mm], $r_2=1.76$ [mm] y $b=4.5$ [mm]). Simulación del modelo tridimensional.

Posterior a esto, los elementos del circuito LC, Fig. 3.4 (b), se optimizaron hasta obtener un coeficiente de reflexión que concuerde en lo mayor posible con la gráfica mostrada en Fig. 3.5. Los valores de los elementos del circuito producto de la optimización son:

Valores óptimos para el Anillo Completo

$$L = 0.972 \text{ nH}$$

$$C = 0.01742 \text{ pF}$$

La grafica de Fig. 3.6 se muestra la respuesta de la optimización del modelo circuital que se logró con estos valores, pudiéndose observar prácticamente el mismo coeficiente de reflexión al obtenido en la simulación del modelo tridimensional.

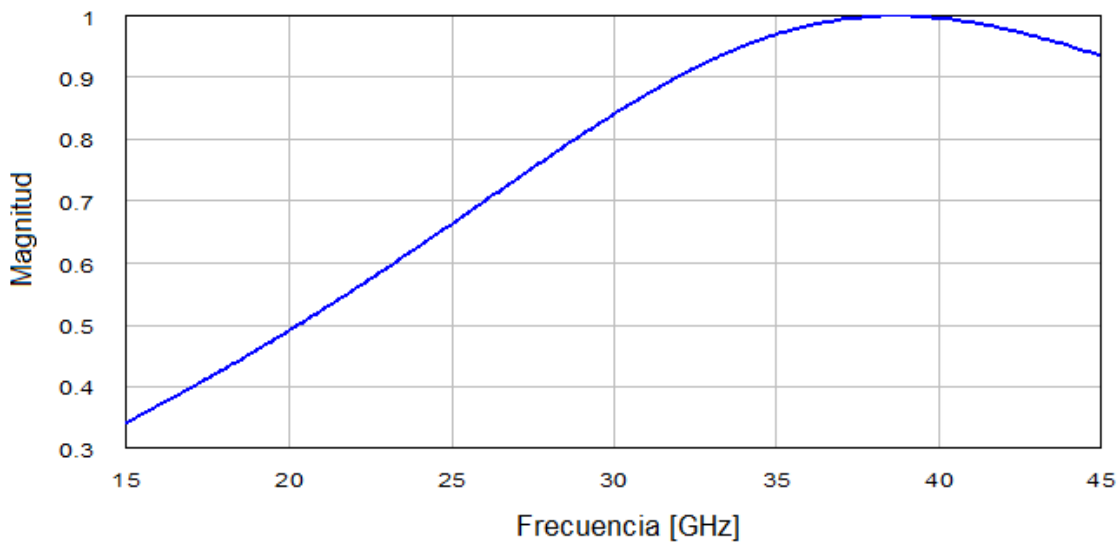


Fig. 3.6 Coeficiente de reflexión para una polarización vertical. Simulación del circuito equivalente para un arreglo de anillos metálicos ($L=0.972$ [nH] y $C=0.01742$ [pF])

Es así como se determinaron los elementos L y C asegurando una relación directa con las dimensiones de los anillos.

3.1.2 Obtención del elemento C1

Al modelo tridimensional de Fig. 3.4 (a) se le agregaron las ranuras con aperturas angulares $\Delta\varphi = 11^\circ$. El circuito equivalente correspondiente contiene el elemento adicional $C1$. De igual forma, el circuito equivalente es el mismo para ambas polarizaciones.

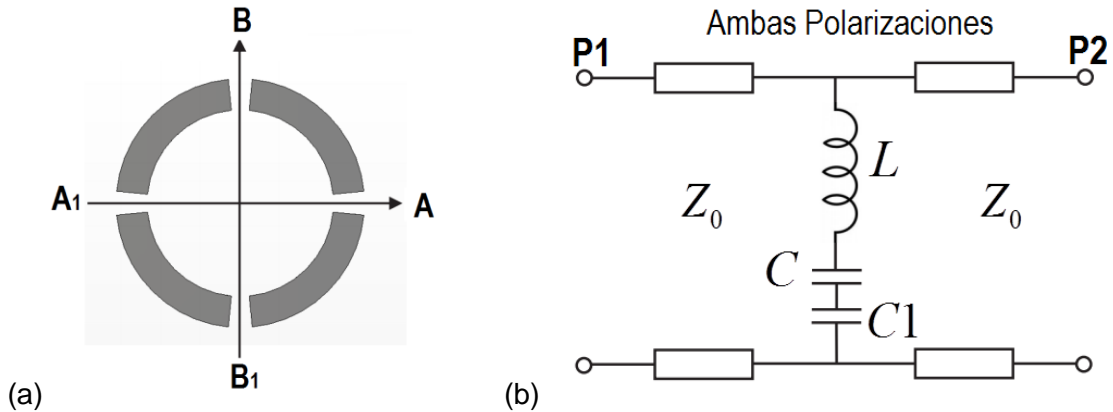


Fig. 3.7. (a) Celda unitaria de un arreglo periódico de anillos metálicos ranurados. (b) circuito equivalente correspondiente para ambas polarizaciones (horizontal y vertical).

La simulación electromagnética del modelo tridimensional mostró un desplazamiento en la frecuencia de resonancia en el coeficiente de reflexión debido al efecto de las ranuras. La resonancia se trasladó a una frecuencia mucho mayor a la que se tenía.

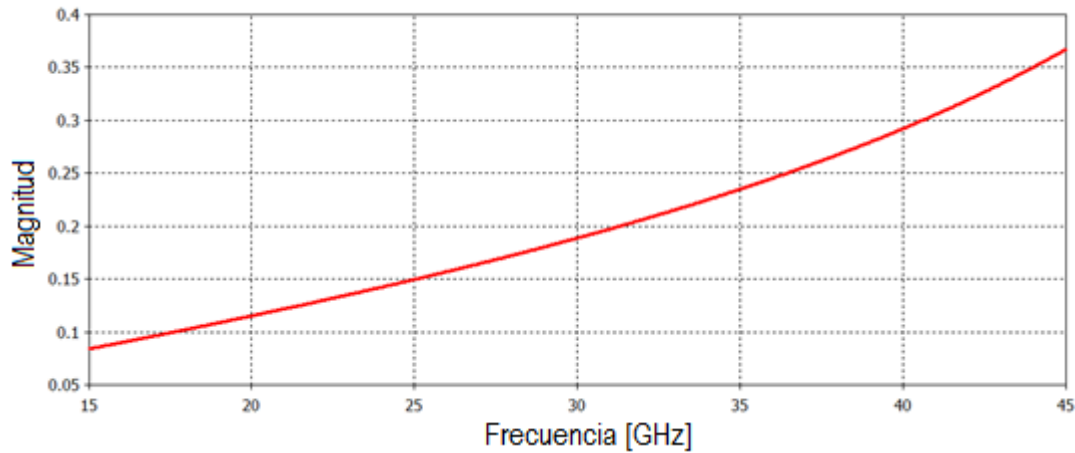


Fig. 3.8. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical, para el arreglo de anillos ranurados ($r_1=1.32$ [mm], $r_2=1.76$ [mm], $b=4.5$ [mm] y $\Delta\gamma=11^\circ$)

El circuito equivalente tiene solo un elemento incógnita, el capacitor C_1 . La optimización del circuito obtuvo un coeficiente de reflexión muy similar al obtenido en la simulación del modelo tridimensional, tal como se observa en la gráfica Fig. 3.9. Los valores de los elementos optimizados son:

Valores óptimos para el Anillo Ranurado

$$L = 1 \text{ nH}$$

$$C = 0.015 \text{ pF}$$

$$C1 = 0.00658 \text{ pF}$$

Los valores L y C tuvieron poca variación. La capacitancia C cambió debido a que las ranuras cambian la superficie exterior del anillos, mismas que actúan como placas de un capacitor entre anillos adyacentes.

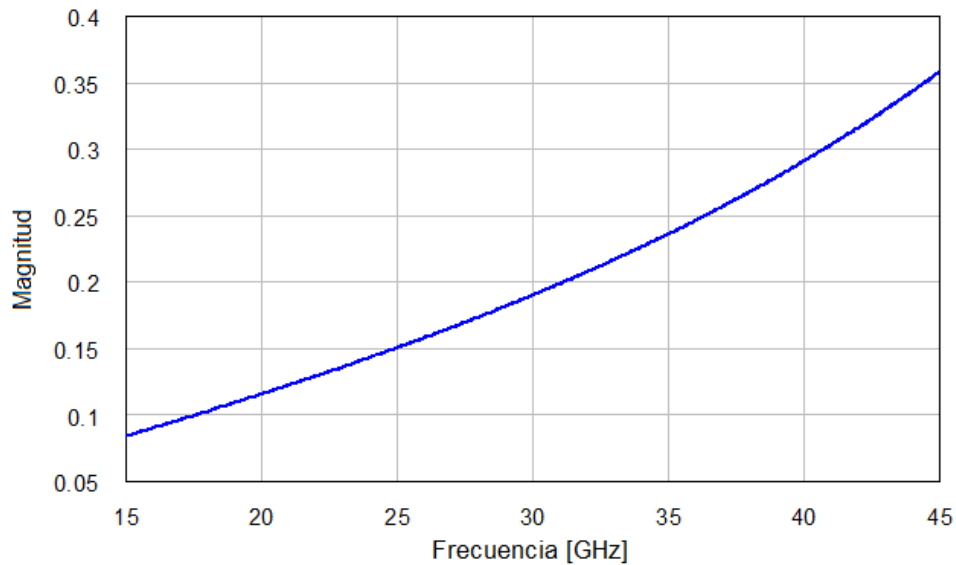


Fig. 3.9. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical. Simulación del circuito equivalente para un arreglo de anillos ranurados ($L=1$ [nH], $C=0.015$ [pF] y $C1=0.00658$ [pF])

3.1.3 Determinación del elemento L1

Por último, se creó el modelo tridimensional de un arreglo de anillos con cargas inductivas aproximadas de 0.7 nH en dos de sus ranuras. El circuito equivalente correspondiente involucra la inductancia $L1$ en el caso de una onda de polarización lineal horizontal.

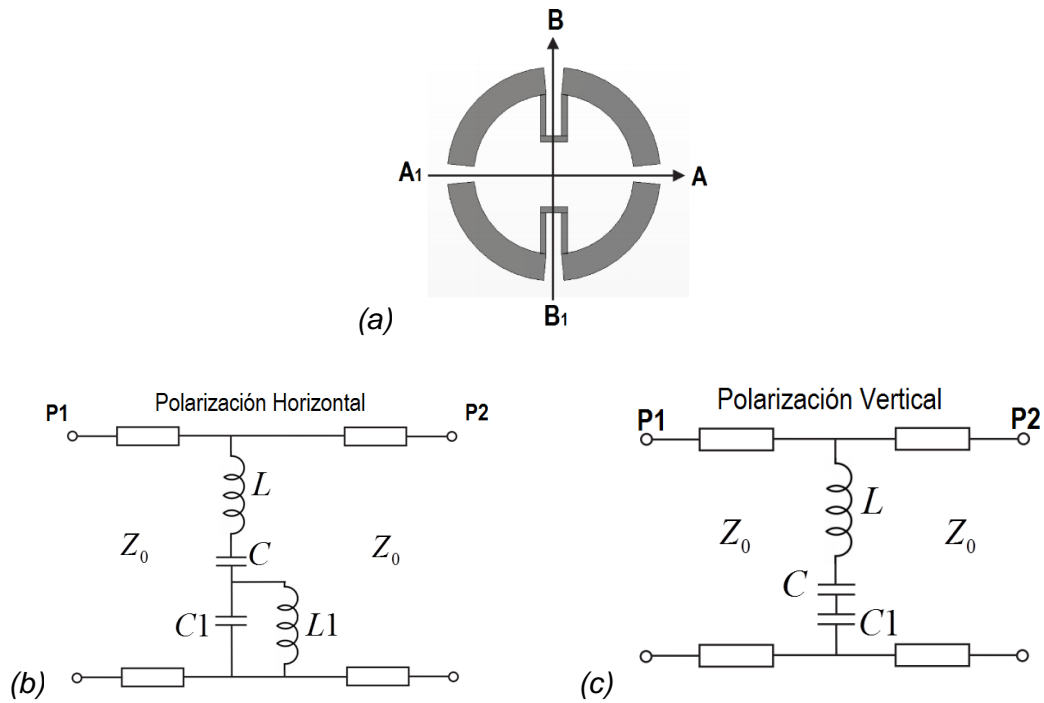


Fig. 3.10. (a) Anillo ranurado con cargas inductivas, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

Se obtuvieron los coeficientes de reflexión de los dos circuitos anteriores.

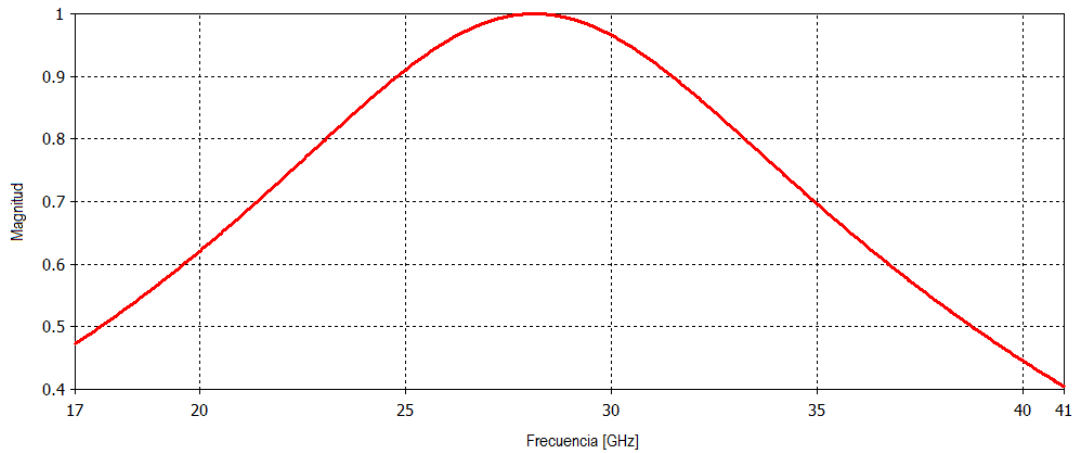


Fig. 3.11. Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal, para el arreglo de anillos ranurados con cargas ($r_1=1.32$ [mm], $r_2=1.76$ [mm], $b=4.5$ [mm], $\Delta\gamma=11^\circ$ e inductores de 0.7 [nH]).

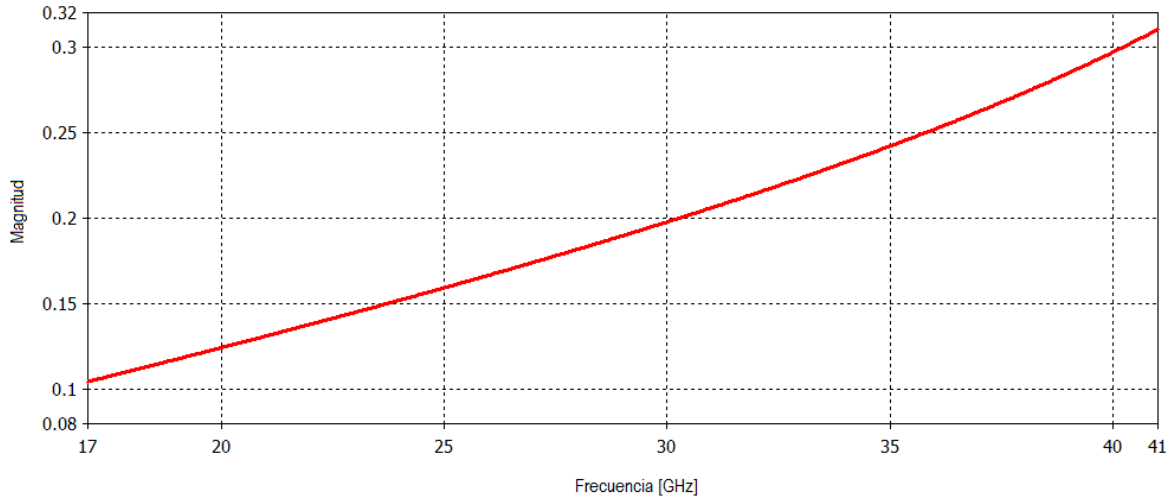


Fig. 3.12. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical, para el arreglo de anillos ranurados con cargas ($r_1=1.32$ [mm], $r_2=1.76$ [mm], $b=4.5$ [mm], $\Delta\gamma=11^\circ$ e inductores de 0.7 [nH]).

Se realizó una optimización simultánea de los dos circuitos equivalentes, Fig. 3.10 (b) y Fig. 3.10 (c) buscando igualar las curvas de Fig. 3.11 y Fig. 3.12.

El siguiente conjunto de valores es el resultado de la optimización:

Valores óptimos para el Anillo Ranurado con Inductores

$$L = 0.9 \text{ nH} \quad C = 0.019 \text{ pF}$$

$$L1 = 0.9 \text{ nH} \quad C1 = 0.007 \text{ pF}$$

En Fig. 3.13 y Fig.3.14 se observan las gráficas que muestra la magnitud del coeficiente de reflexión para la polarización horizontal y vertical, respectivamente, que se obtuvo con los valores óptimos obtenidos.

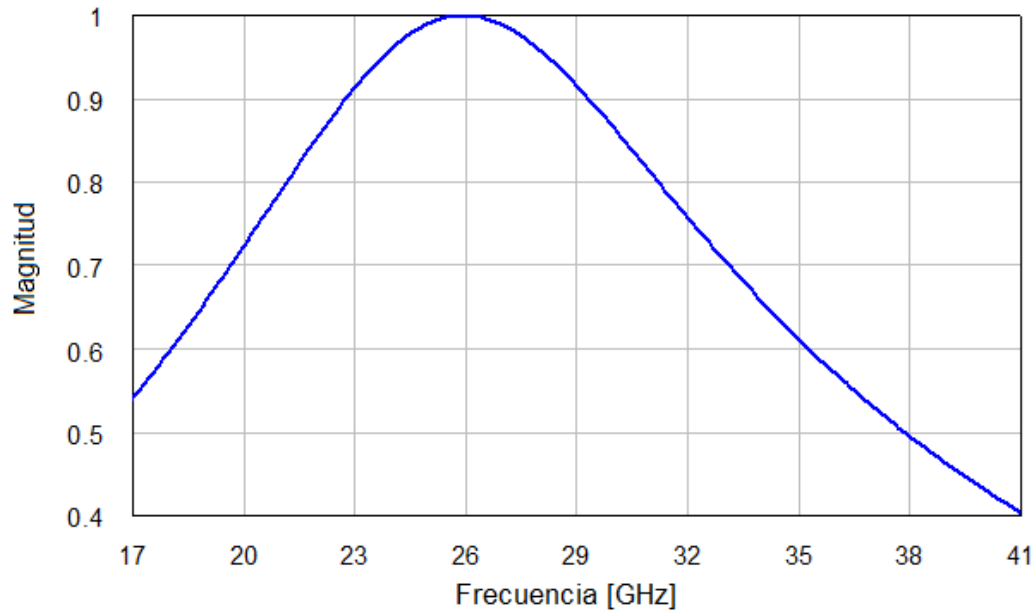


Fig. 3.13. Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal. Simulación del circuito equivalente para un arreglo de anillos ranurados con carga ($L=0.9$ [nH], $C=0.019$ [pF], $C1=0.007$ [pF] y $L1=0.9$ [nH]).

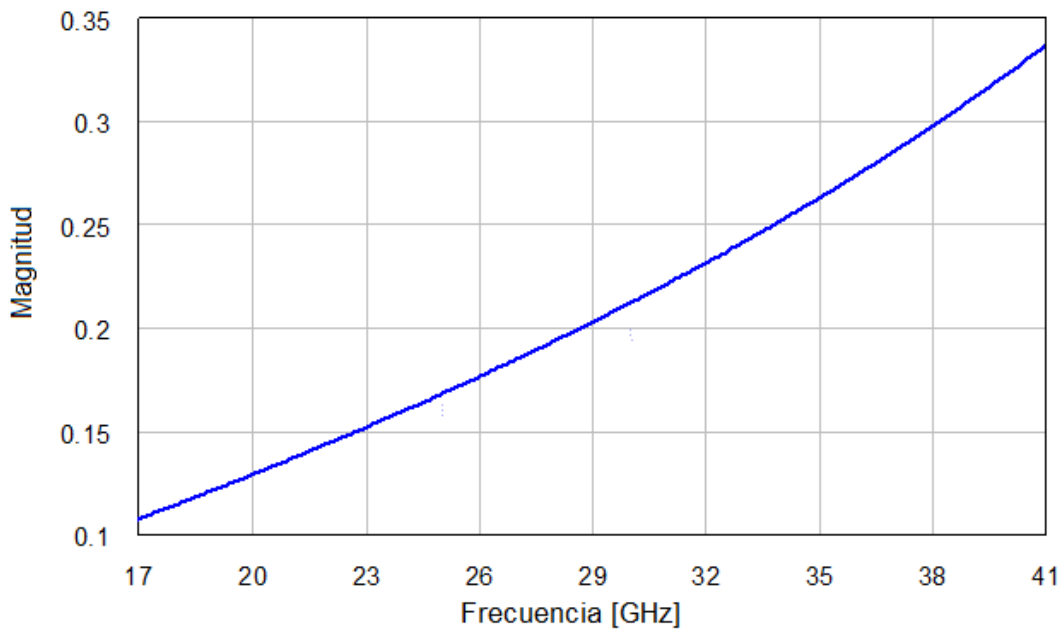


Fig. 3.14. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical. Simulación del circuito equivalente para un arreglo de anillos ranurados con carga ($L=0.9$ [nH], $C=0.019$ [pF], $C1=0.007$ [pF] y $L1=0.9$ [nH]).

La geometría de la tira metálica que funciona como inductor crea una capacitancia adicional, los segmentos largos que se unen al anillo forman un pequeño par de placas paralelas. Eso provoca pequeñas variaciones en con respecto a la optimización anterior. Sin embargo, los valores de los elementos del circuito se siguen manteniendo en valores cercanos a la primera optimización (anillo completo).

Como forma de comprobación se utilizó este conjunto de valores óptimos para el Anillo Ranurado con Inductores en el circuito equivalente para un arreglo reflectivo basado en anillos con carga. La respuesta de tal circuito muestra una *onda controlada* que va de 17 a 41 GHz (referidos a -1dB), comportamiento bastante parecido al modelo tridimensional del arreglo reflectivo para la banda K-Ka.

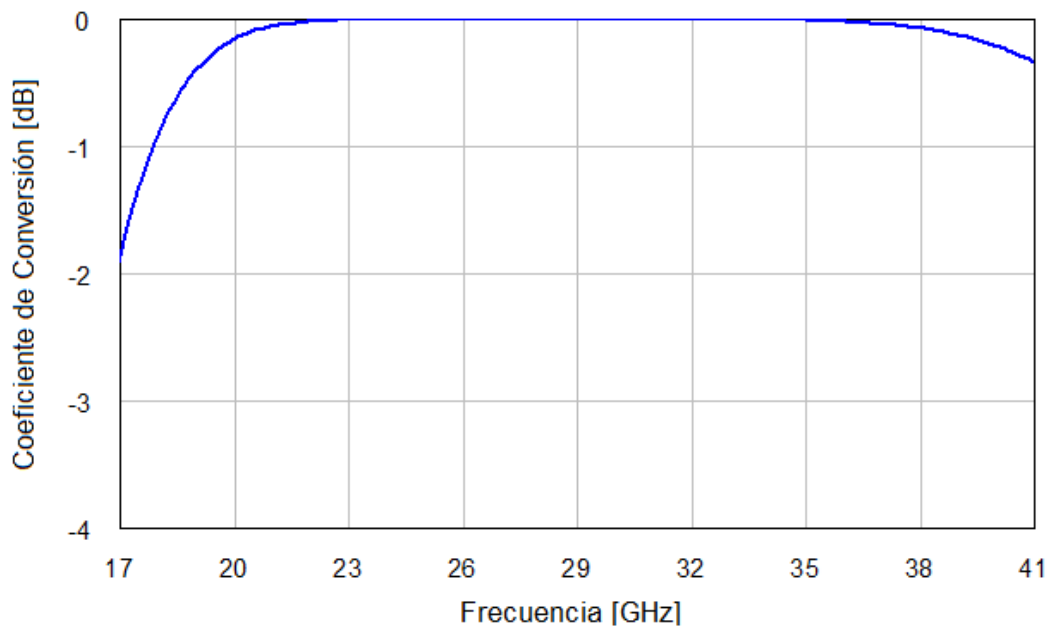


Fig. 3.15 Coeficiente de conversión para la onda controlada del circuito equivalente para el arreglo reflectivo en la banda K-Ka, usando: $L=0.9$ [nH], $C=0.019$ [pF], $C1=0.007$ [pF] y $L1=0.9$ [nH].

Una vez obtenidos los elementos L , C , $L1$ y $C1$ se continuó con el diseño de una estructura con doble capa de anillos impresos. El proceso inició con la optimización del correspondiente circuito equivalente. El paso siguiente fue crear el modelo físico del arreglo en el software de simulación electromagnética. La determinación de los parámetros físicos del arreglo no se obtuvo directamente de la optimización del circuito equivalente, sino más bien de un proceso de modificaciones progresivas hasta lograr la mejor respuesta del

arreglo. El circuito equivalente sirvió para saber qué aspectos físicos tenían que ser cambiados, por eso la necesidad de contar con valores de L , C , $C1$ y $L1$ que tuvieran una estrecha relación con las dimensiones del arreglo. Este procedimiento ahorró tiempo en la creación de los modelos tridimensionales. Aunque el software de simulaciones electromagnéticas contiene con un módulo de optimización, cada simulación tiene un tiempo de cálculo de alrededor de 30 minutos, dependiendo de la complejidad del dispositivo a estudiar. Realizar una optimización requiere de múltiples iteraciones del programa modificando en cada ejecución un parámetro del arreglo, esto tomaría una cantidad de tiempo enorme de tiempo.

3.2 Diseño una Estructura Reflectiva de Dos Capas

3.2.1 Circuito equivalente con elementos restringidos

Se optimizó el circuito equivalente para una estructura de dos capas introduciendo como valores iniciales $L=0.9\text{ nH}$, $C=0.019\text{ pF}$, $C1=0.007\text{ pF}$ y $L1=0.9\text{ nH}$. Primeramente se acotó el rango de valores que los elementos pueden tomar para que no se distancien tanto de los valores iniciales, esto debido a que no sabe con exactitud si valores muy lejanos a los valores de referencia puedan ser alcanzados físicamente.

Una primera optimización muestra un aumento en la banda de operación que va de 14 a 43 GHz, referidos a -1dB.

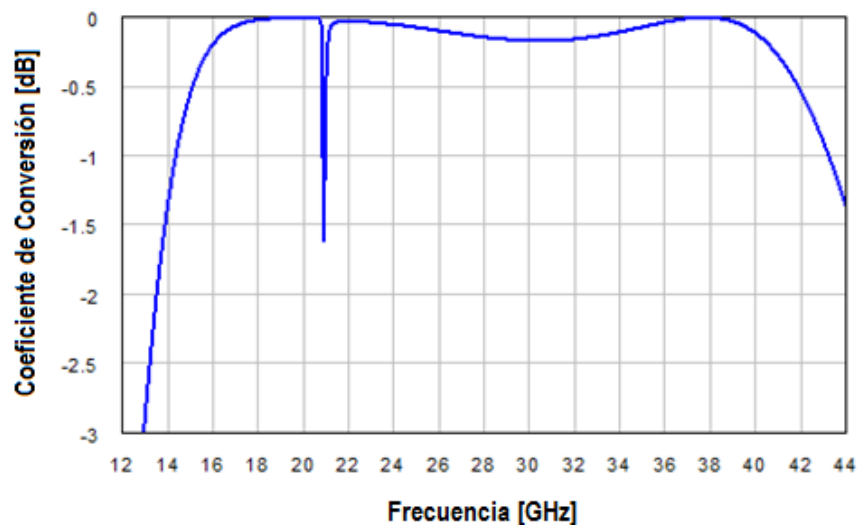


Fig. 3.16. Coeficiente de conversión para la onda controlada para un arreglo de dos capas. Resultado de la segunda optimización del circuito equivalente, elementos acotados.

Los valores optimizados son los siguientes:

Valores óptimos para Estructura Dos Capas

$$\begin{array}{lll} L = 0.7817 \text{ nH} & C = 0.02631 \text{ pF} & \theta_1 = 69.9^\circ \\ L1 = 0.8356 \text{ nH} & C1 = 0.0069 \text{ pF} & \theta_2 = 12.18^\circ \end{array}$$

Sin embargo, la gráfica de la onda controlada muestra un desvanecimiento cerca a los 21 GHz destruyendo la continuidad del ancho de banda. Otro inconveniente que se presenta es la distancia tan pequeña que hay entre la segunda capa de anillos y la placa metálica, la cual está dada por θ_2 . De acuerdo con la expresión (2), una longitud eléctrica de 12.18° significaría hablar de una distancia de 0.33 mm . Esta variable tiene un peso importante en la eficiencia del arreglo, una pequeña variación de θ_2 produce un cambio radical en la magnitud de la onda controlada. Sería difícil mantener esa distancia a lo largo de todo el arreglo y pequeños errores de manufacturación provocarían distorsiones importantes en la respuesta del arreglo. Además, la distancia tan pequeña entre las capas provoca un efecto capacitivo entre los anillos de diferentes capas por lo que se invalida el modelo circuital ya que no contempla dicho efecto.

En conclusión, este conjunto de valores aumenta la banda de frecuencias pero rompe su continuidad con la existencia de una caída abrupta en la magnitud de la onda controlada.

Una segunda optimización se llevó a cabo buscando trasladar el desvanecimiento profundo hacia frecuencias menores para no afectar la banda de operación del arreglo. La magnitud de la onda mostró pérdidas menores a 1 dB en la banda de frecuencias que va de 14.5 a 40.4 GHz. Se siguieron manteniendo acotados los elementos del circuito.

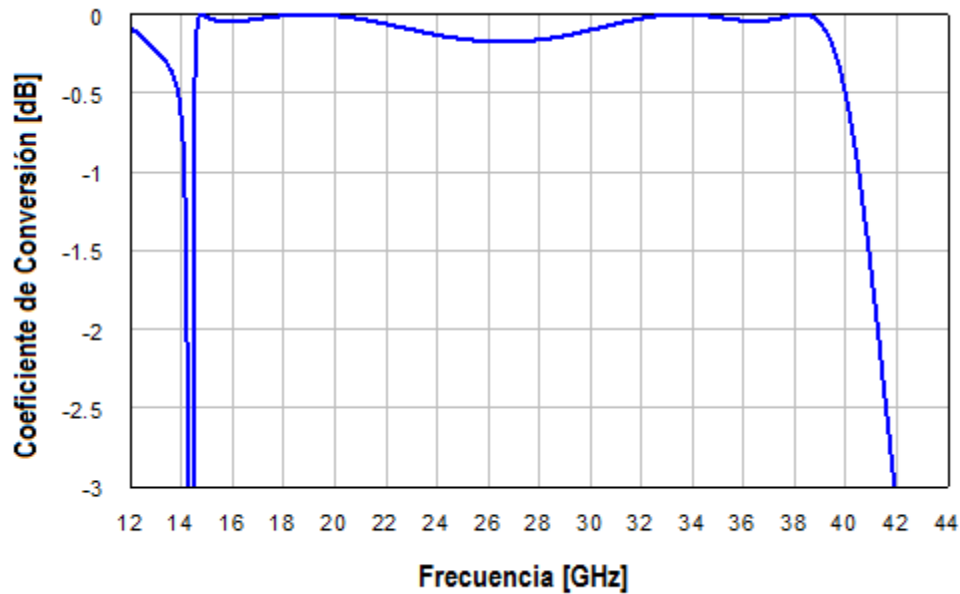


Fig. 3.17 Coeficiente de conversión para la onda controlada para un arreglo de dos capas. Resultado de la segunda optimización del circuito equivalente, elementos acotados.

Los valores de los elementos son:

Valores óptimos para Estructura Dos Capas (Segunda Optimización)

$$L = 1.122 \text{ nH} \qquad C = 0.0384 \text{ pF} \qquad \theta_1 = 68.97^\circ$$

$$L1 = 1.131 \text{ nH} \qquad C1 = 0.006958 \text{ pF} \qquad \theta_2 = 39^\circ$$

Las variaciones de los elementos L , C , $C1$ y $L1$ con respecto a los valores iniciales indican los cambios que se debieron hacer a las dimensiones originales. Para hacer crecer la inductancia L se hizo que la diferencia entre los radios r_1 y r_2 disminuyera, haciendo que la superficie del anillo disminuya de igual forma. La capacitancia C aumentó considerablemente, lo que se traduce en una mayor cercanía entre los anillos, o visto de otra manera, una disminución de la periodicidad b o el aumento del radio r_2 . Las distancias entre las placas son calculadas a partir de la expresión (3).

$$\theta_n = \beta_n \cdot d_n \qquad (3)$$

donde θ_n es la longitud eléctrica. La variable β_n es la constante de fase y está dada en radianes.

$$\beta_n = 2\pi/\lambda \quad (4)$$

Despejando, se tiene:

$$d_n = \frac{\theta_n}{\beta_n} = \frac{\theta_n \cdot \lambda}{2\pi}$$

El sustrato dieléctrico sigue manteniendo las mismas características; una permitividad relativa $\epsilon_r = 2.2$ y un grosor $t_m = 0.127 \text{ mm}$.

Los parámetros físicos son los siguientes:

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 3.17 mm .
- El radio interior $r1$ del anillo metálico fue de 1.37 mm .
- El radio exterior $r2$ del anillo metálico fue de 1.57 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 15° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d1 = 1.21 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d2 = 0.65 \text{ mm}$.

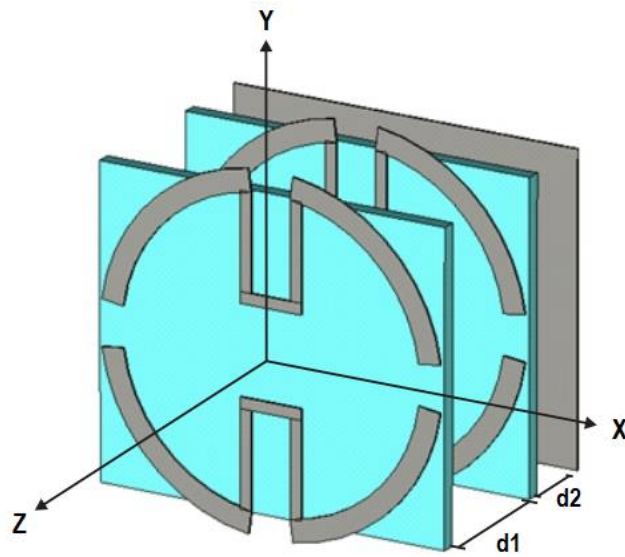


Fig. 3.18. Vista de la celda unitaria del arreglo reflectivo de dos capas. Modelo tridimensional de la segunda optimización.

Por simplicidad, la celda contempla elementos con superficie rectangular en lugar de una superficie en forma de rombo. La altura c es resultado del enrejado triangular que existe; es la proyección con el eje Y de los lados inclinados del rombo, se calcula como:

$$c = b \cdot \sin(60^\circ) \quad (5)$$

Este ajuste es necesario para que no exista traslape entre las celda unitarias.

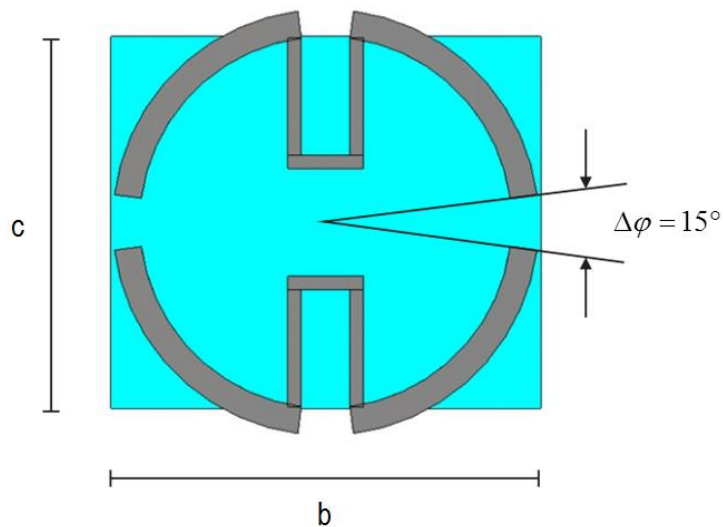


Fig. 3.19. Vista frontal de la celda unitaria.

Una vista más cercana muestra las dimensiones de los pequeños inductores.

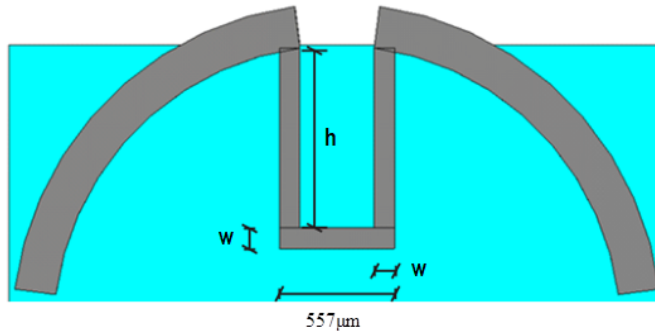


Fig. 3.20. Dimensiones de los inductores utilizados en la simulación electromagnética, $h=860 \mu\text{m}$ y $w=100 \mu\text{m}$.

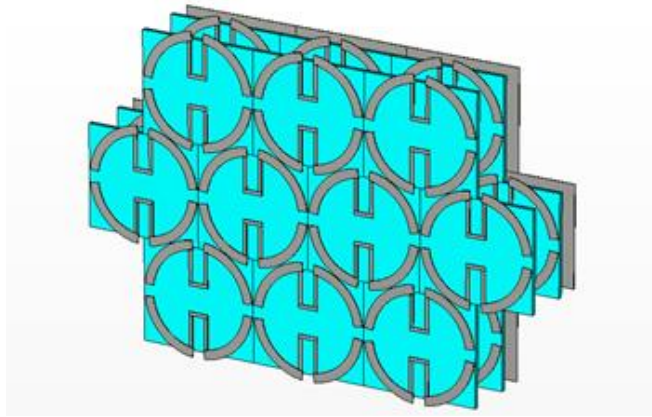


Fig. 3.21. Parte del arreglo reflectivo de dos capas.

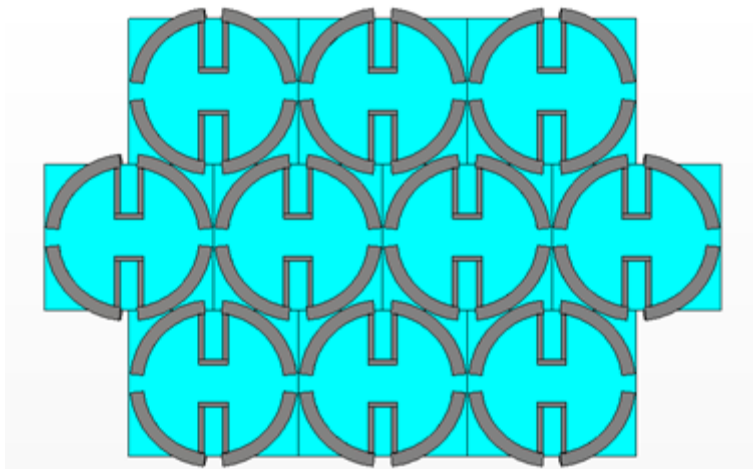


Fig. 3.22. Vista frontal del arreglo reflectivo.

En Fig. 3.22 se puede apreciar la reducida separación entre los anillos. Esto fue necesario para crear una alta capacitancia C . La separación mínima entre anillos es de apenas unos $30 \mu m$ aproximadamente, lo que nos habla de que la capacitancia C se encuentra al límite de los valores permitidos. La gráfica vista en Fig.3.23 muestra la respuesta del modelo tridimensional del arreglo reflectivo.

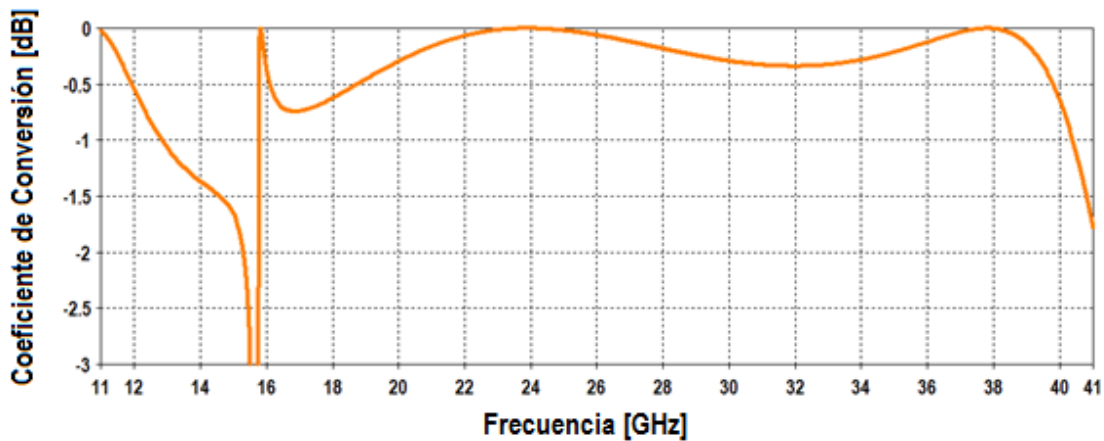


Fig. 3.23. Coeficiente de conversión para la onda controlada. Resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo de dos capas en la banda de 16 a 40 GHz.

El arreglo aumentó la banda de operación de 16 a 40 GHz. Aunque se habilita 1 GHz más, la eficiencia del arreglo es menor que la eficiencia del arreglo original de una sola capa. La respuesta no es tan estable y, en general, hay pérdidas en toda la banda.

3.2.2 Circuito equivalente sin restricción de los elementos

El anterior modelo tridimensional fue producto de una optimización del correspondiente circuito equivalente restringiendo el rango de valores que podían tener los elementos. Se realizó una tercera optimización para lograr una banda mucho mayor. Esta vez, los elementos variaron en un intervalo más grande de valores. Esto permitió que se pudiera trasladar el desvanecimiento profundo a frecuencias más bajas logrando ampliar el ancho de banda. La optimización del circuito equivalente alcanzó una banda de 12 a 42 GHz con pérdidas menores a 1 dB.

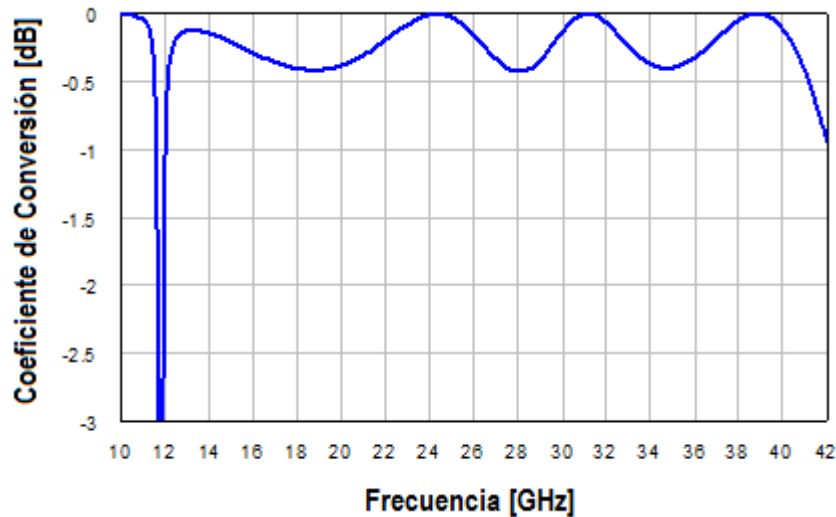


Fig. 3.24. Coeficiente de conversión para la onda controlada para un arreglo de dos capas. Resultado de la tercera optimización del circuito equivalente, elementos sin acotar.

Los valores de los elementos del circuito fueron los siguientes:

Valores óptimos para Estructura Dos Capas (Tercera Optimización, sin restricción)

$$\begin{array}{lll}
 L=1.13 \text{ nH} & C=0.045 \text{ pF} & \theta_1=81.78^\circ \\
 L_1=2 \text{ nH} & C_1=0.0095 \text{ pF} & \theta_2=75.8^\circ
 \end{array}$$

El modelo tridimensional requiere algunas modificaciones, C_1 aumento un 30% más que en la simulación anterior lo que significa que la ranura tendrá una menor apertura angular. Por otro lado, para reflejar el aumento considerable de L_1 se aumentó la longitud de los inductores y se redujo su grosor W de $100 \mu\text{m}$ a $70 \mu\text{m}$. Para habilitar frecuencias menores se aumentaron las dimensiones de los anillos cuidando que estos se encuentren lo más junto posible. Ante estas condiciones, se creó un nuevo modelo tridimensional con las siguientes características físicas:

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 3.6 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.56 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.78 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 10° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1=1.27 \text{ mm}$.

- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d2 = 1.25 \text{ mm}$.

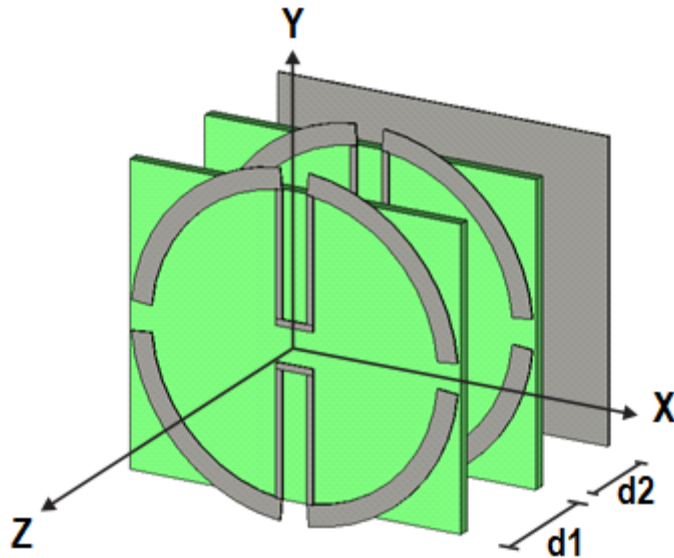


Fig. 3.25. Vista de la celda unitaria del arreglo reflectivo de dos capas. Modelo de la tercera optimización.

Las dimensiones de los inductores de muestran de igual forma en la siguiente imagen.

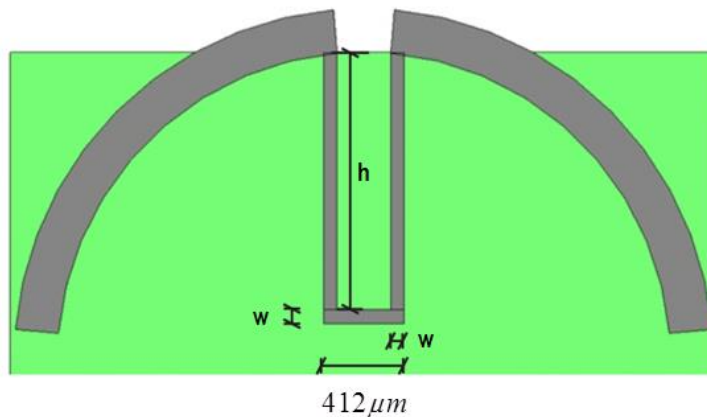


Fig. 3.26. Dimensiones de los inductores utilizados en la simulación electromagnética

El arreglo es capaz de operar en la banda de frecuencias de 12.4 a 30.6 GHz, con pérdidas menores a 1 dB, Fig. 3.27. Se logró trasladar la caída abrupta que tanto perjudica la banda a frecuencias más bajas, alrededor de los 12 GHz, sin embargo no se logró mantener una

conversión estable de la onda hasta los 40 GHz. Las características de reflexión desaparecen a medida que la las frecuencias aumentan más allá de los 31 GHz.

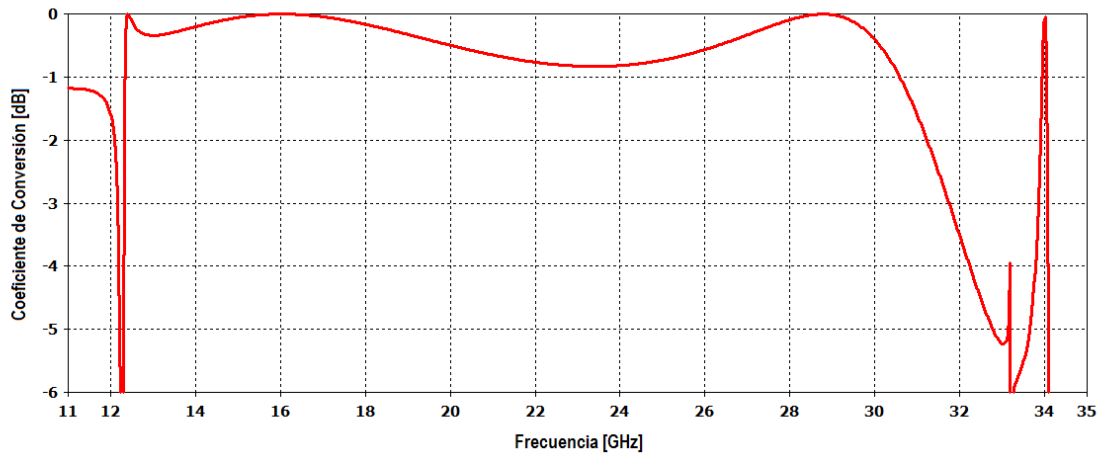


Fig. 3.27. Coeficiente de conversión para la onda controlada. Resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo en la banda de 12.4 a 30.6 GHz.

3.3 Procedimiento Alternativo de Diseño

El proceso de creación de los modelos físicos anteriores fue relativamente lento. Cada cambio en las dimensiones del anillo modifica más de una variable del circuito equivalente. Es difícil cambiar un parámetro físico sin que esto signifique la variación de varios de los elementos del circuito. Por ejemplo, si se quiere tener una alta inductancia de L se aumenta el radio interno r_1 dejando r_2 fijo, haciendo que el anillo se haga más delgado. Sin embargo, este cambio afecta la capacitancia C_1 debido a que el área de las placas del capacitor que se forma en las ranuras disminuye, y por lo tanto, la capacitancia baja. Algo similar sucede al querer intentar otros cambios específicos en los elementos del circuito equivalente. Es necesario tomar en cuenta la variación de varios elementos en cada modificación de los parámetros. Por esta razón, se realizó un procedimiento diferente, un poco más laborioso en sí, pero que permitió reducir el tiempo de diseño y mejorar el ancho de banda del arreglo de dos capas. El método consistió en optimizar el circuito equivalente para el arreglo reflectivo de dos capas. Una vez hecho, se toman los valores de los elementos y se introducen en el circuito equivalente visto en Fig. 3.28 (b) y (c). Tal circuito corresponde a un arreglo de anillos con cargas (sin sustrato ni placa metálica).

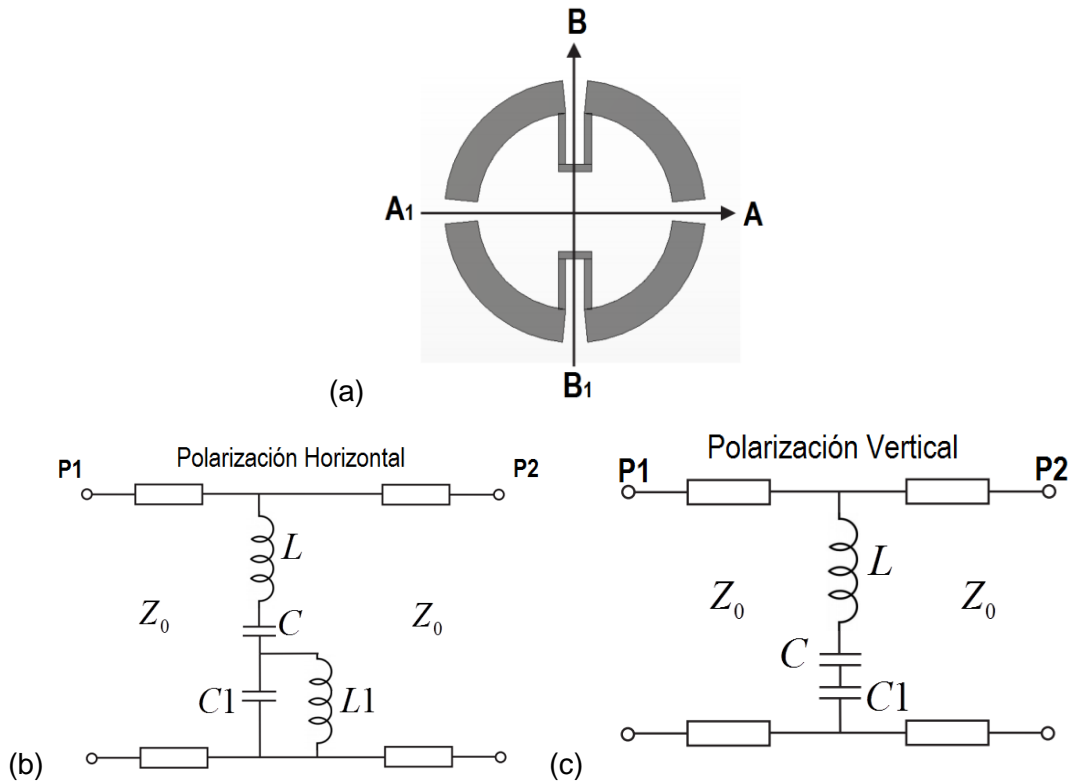


Fig. 3.28. (a) Anillo ranurado con cargas inductivas, (b) circuito equivalente para la onda de polarización lineal horizontal y (c) circuito equivalente para la onda de polarización lineal vertical.

Se obtienen los coeficientes de reflexión para ambas polarizaciones lineales (horizontal y vertical). Entonces, se realizan varias pruebas a un arreglo tridimensional que tenga como elementos anillos ranurados con cargas, Fig. 3.28 (a). En cada prueba se modifica algún parámetro físico buscando obtener los mismos coeficientes de reflexión arrojados por el circuito equivalente. De esta forma, la creación del modelo tridimensional no contempla las variables $d1$ y $d2$ reduciendo considerablemente el tiempo de cálculo del software. Hecho esto, se contará con los parámetros físicos que definirán las dimensiones de los anillos para ambas capas del arreglo reflectivo. Lo último será optimizar las distancias $d1$ y $d2$ para obtener la onda controlada deseada.

3.3.1 Aplicación del método para un arreglo reflectivo de dos capas

Se retomó los datos obtenidos de la tercera optimización cuyos valores teóricamente ofrecen una banda de 12 a 42 GHz.

Valores óptimos para Estructura Dos Capas (Tercera Optimización, sin restricción)

$$L = 1.13 [nH]$$

$$C = 0.045 [pF]$$

$$\theta_1 = 81.78^\circ$$

$$L_1 = 2 [nH]$$

$$C_1 = 0.0095 [pF]$$

$$\theta_2 = 75.8^\circ$$

Estos datos se sustituyeron en el circuito equivalente de la Fig. 3.28 (b) y (c). Se obtuvieron los coeficientes de reflexión para cada polarización lineal.

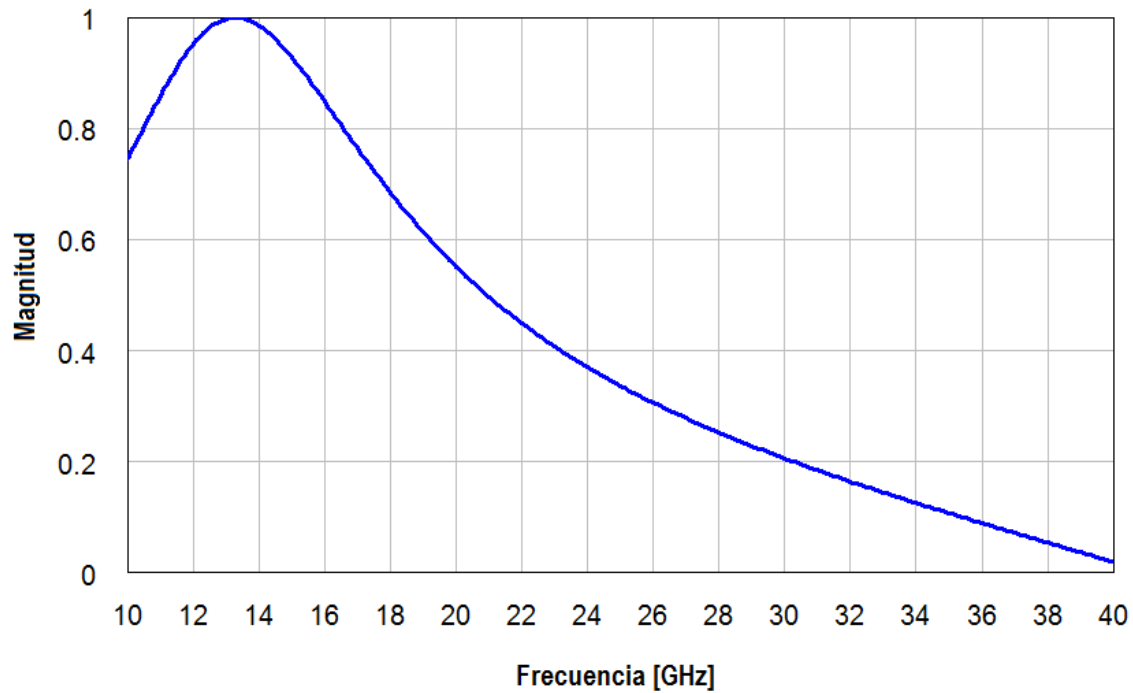


Fig. 3.29. Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal. Simulación del circuito equivalente para el arreglo de anillos ranurados con cargas.

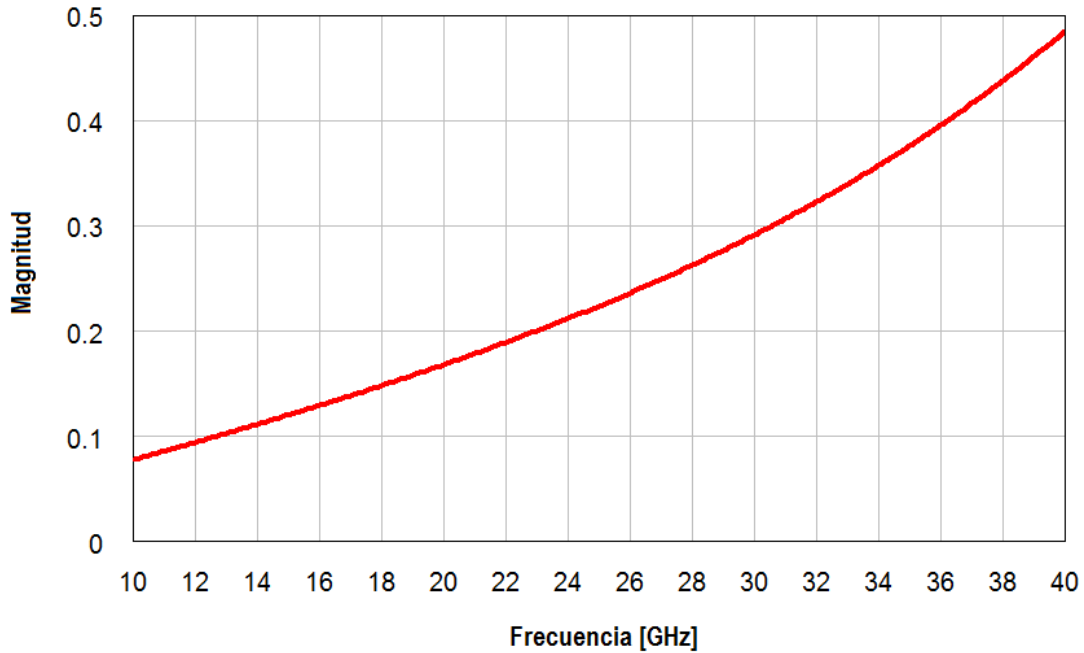


Fig. 3.30. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical. Simulación del circuito equivalente para el arreglo de anillos ranurados con cargas.

Entonces se simulará el modelo tridimensional en el cual sólo existe un arreglo de anillos ranurados con carga inductiva. Se tomarán como base las dimensiones del anillo del arreglo de una sola capa para la banda K-Ka. Los coeficientes de reflexión se muestran a continuación:

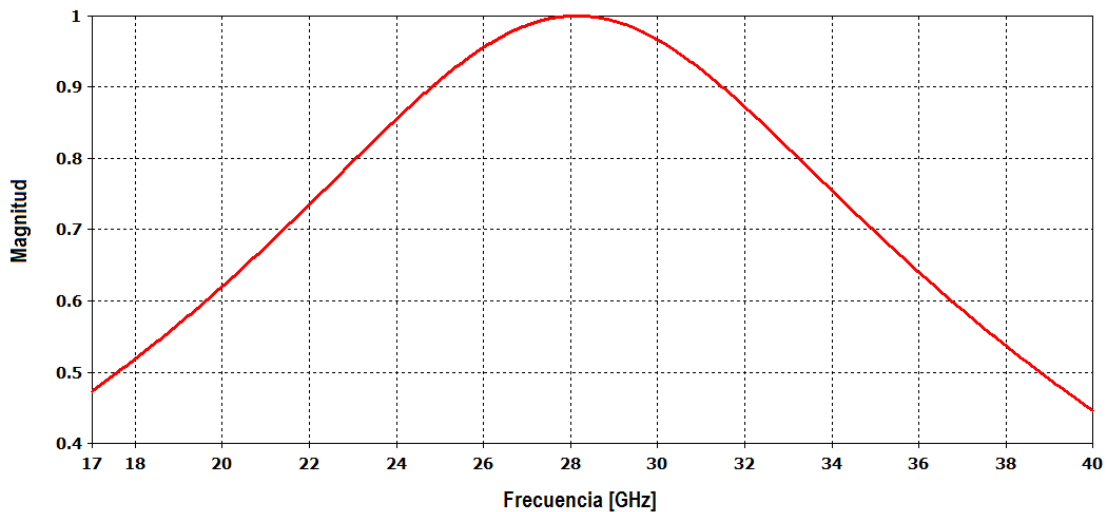


Fig. 3.31. Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal para un arreglo de anillos metálicos. Mismas dimensiones del arreglo reflectivo para la banda K-Ka.

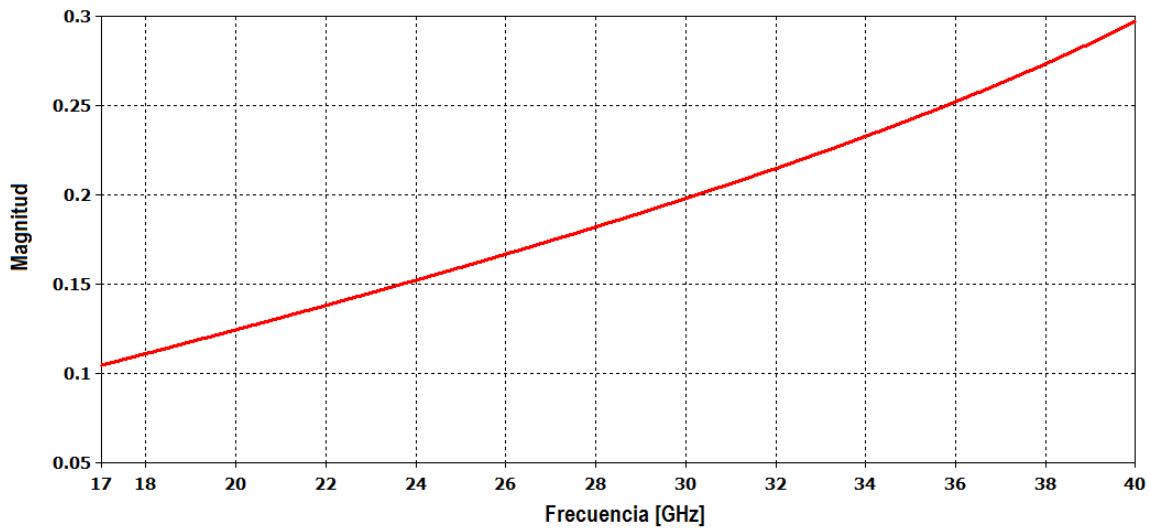


Fig. 3.32. Coeficiente de reflexión para una polarización vertical para un arreglo de anillos metálicos. Mismas dimensiones del arreglo reflectivo para la banda K-Ka.

Se observa que para la reflexión de la onda lineal con orientación horizontal la frecuencia de resonancia ocurre en 28 GHz. Es necesario trasladar la frecuencia de resonancia a frecuencias menores hasta llegar a los 14 GHz, tal como se observa en Fig. 3.29.

La variación de los elementos del circuito indican que la frecuencia de resonancia cambia de manera más directa con las variables C y $L1$. Para lograr que la resonancia de los anillos ocurra a bajas frecuencias fue necesario disminuir la capacitancia C y aumentar $L1$. Se realizaron las modificaciones correspondientes, sin embargo, la frecuencia de resonancia para la polarización horizontal no disminuyó a frecuencias menores de 17.8 GHz.

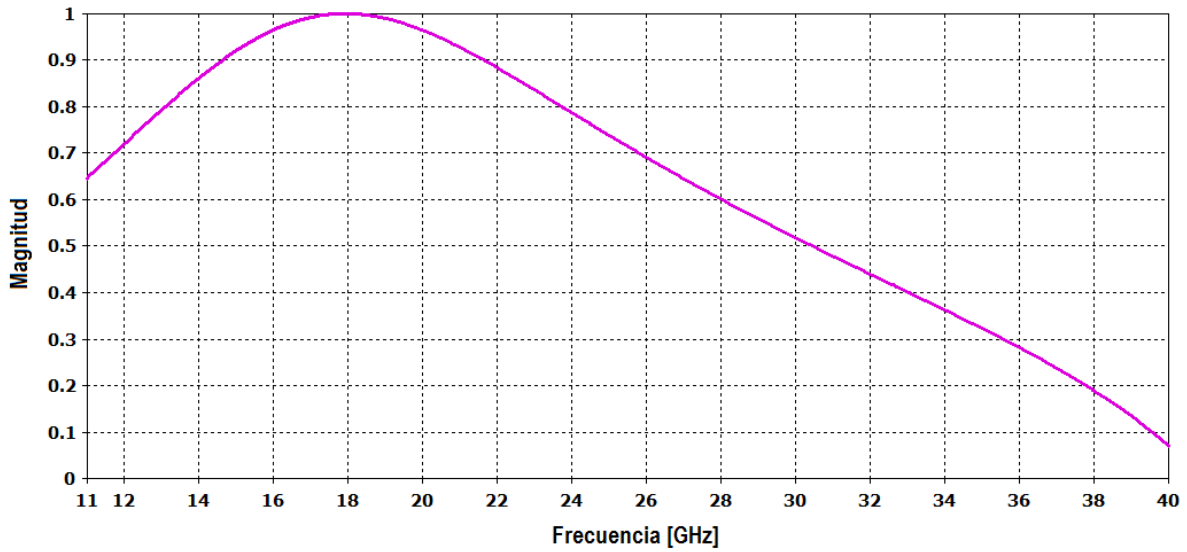


Fig. 3.33. Coeficiente de reflexión para la polarización horizontal. Simulación del modelo tridimensional para un arreglo de anillos ranurado con carga

El coeficiente de reflexión para la polarización vertical no presentó cambios en la mayoría de las modificaciones realizadas, pero esto cambió cuando la resonancia del coeficiente de reflexión para la onda lineal horizontal comenzó a acercarse a los 18 GHz. El coeficiente de reflexión (polarización vertical) presenta una discrepancia en las frecuencias altas, alrededor de 38.5 GHz.

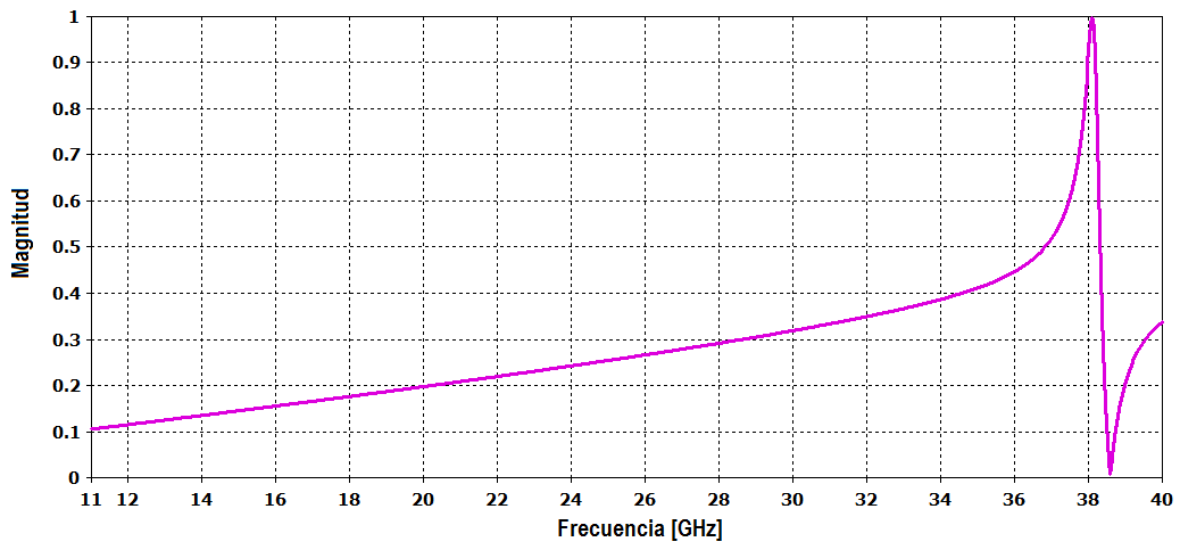


Fig. 3.34. Coeficiente de reflexión para la polarización vertical. Simulación electromagnética para un arreglo de anillos ranurado con carga

Los parámetros del anillo modificado son:

- Un mallado triangular con periodo b igual a 3.6 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.67 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.76 mm .
- El tamaño angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 5° .

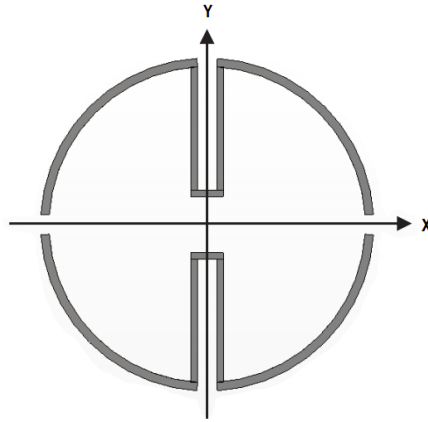


Fig. 3.35. Vista frontal de la celda unitaria.

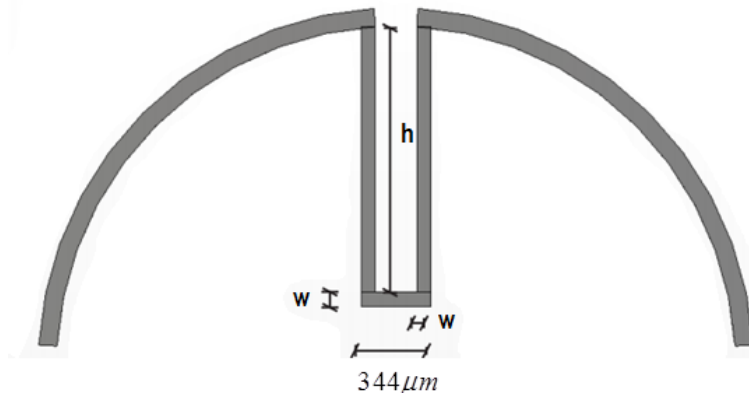


Fig. 3.36. Dimensiones de los inductores utilizados en la simulación electromagnética.

$$W=0.07\text{ mm}, h= 1.3\text{ mm}.$$

Como se observa en las imágenes del anillo, las dimensiones del anillo cambiaron demasiado en comparación con los anteriores modelos físicos. La optimización de los parámetros no pudo continuar ya el grosor del anillo como del inductor se redujeron hasta los $70\ \mu\text{m}$, medidas que comienzan a complicar el proceso de fabricación del arreglo.

Los parámetros del anillo optimizado se utilizaron en una estructura doble capa para observar el comportamiento del arreglo. Las distancias entre las placas fueron los siguientes

- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d1 = 1.27 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d2 = 1.25 \text{ mm}$.

La grafica para la onda controlada de la estructura muestra un pequeño aumento en la banda de operación. La banda de frecuencias del arreglo era de 12.4 a 30.6 GHz. La banda obtenida por este procedimiento va de 12.8 a 33.5 GHz.

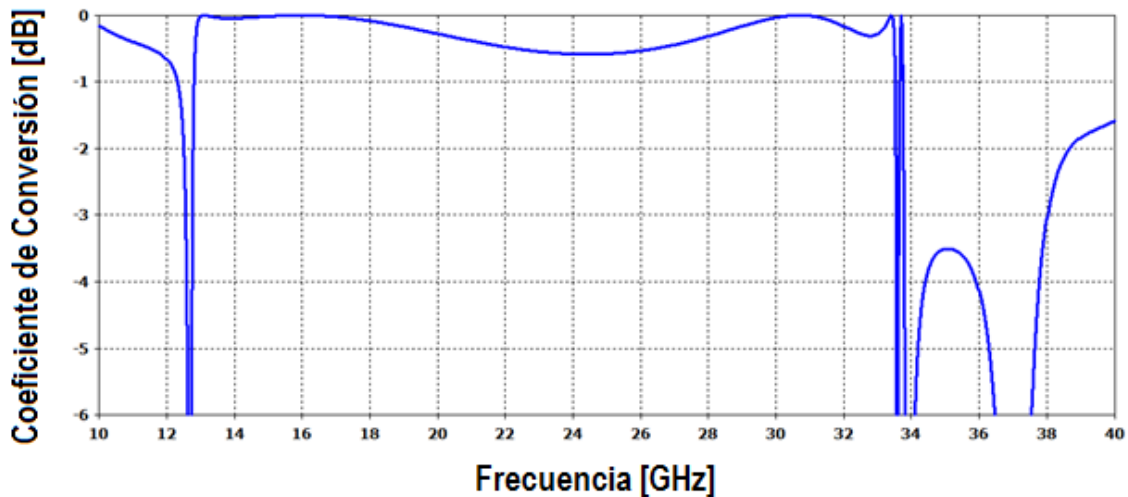


Fig. 3.37. Coeficiente de conversión para la onda controlada. Resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo en la banda de frecuencias de 12.8 a 33.5 GHz.

3.4 Estructura Reflectiva de Tres Capas

Se optimizó el circuito equivalente para tres capas con el fin de saber si las mismas implicaciones que hubo en la estructura de dos capas seguían impidiendo obtener una gran banda de operación, nuestro objetivo principal. Una primera optimización del circuito equivalente para una estructura de tres capas se realizó. Se permitió que los valores de los elementos puedan tomar cualquier valor. El resultado de la simulación fue la siguiente:

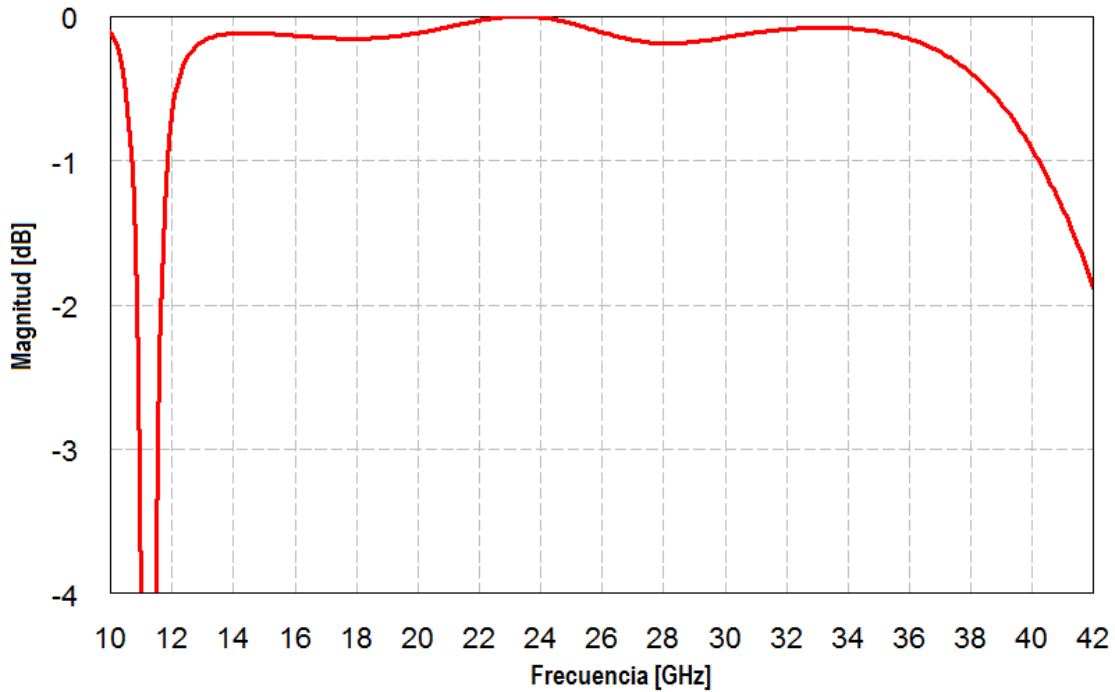


Fig. 3.38. Coeficiente de conversión para la onda controlada. Simulación del modelo circuital para una estructura reflectiva de tres capas.

La banda frecuencias va de 12 a 41 GHz mostrando una buena estabilidad en la reflexión de la onda, con pérdidas menores a 1 dB. El resultado de la optimización muestra los siguientes valores para los elementos del circuito:

Valores óptimos para Estructura Tres Capas (primera optimización, sin restricción)

$$L = 2.94 \text{ nH} \quad C = 0.025 \text{ pF} \quad \theta_1 = 98.42^\circ$$

$$L_1 = 2.71 \text{ nH} \quad C_1 = 0.0031 \text{ pF} \quad \theta_2 = 0.25^\circ \quad \theta_3 = 83.4^\circ$$

Ahora que sabemos las limitaciones físicas y electromagnéticas que tiene el anillo para compensar las reactancias que el circuito equivalente describe se puede saber si estos elementos se pueden materializar en una estructura reflectiva. Primeramente, se observa que la capacitancia C no es un problema pues no es tan grande. La limitación real es otra, las inductancias tan altas de L y L_1 . En las optimizaciones anteriores se vio que tanto los anillos como los inductores llegaron a un punto donde no se pudieron hacer más delgados, alcanzando una inductancia máxima de 2 nH . Por lo tanto, no es posible la realización de la estructura donde se necesita una inductancia de 2.94 nH . Sumándose a lo anterior, la

distancia eléctrica θ_2 es demasiado pequeña que provocaría una interacción mutua entre los anillos de la segunda y tercera capa.

Una segunda optimización se realizó teniendo una restricción de los valores del circuito equivalente. El mejor resultado que se pudo obtener se muestra a continuación.

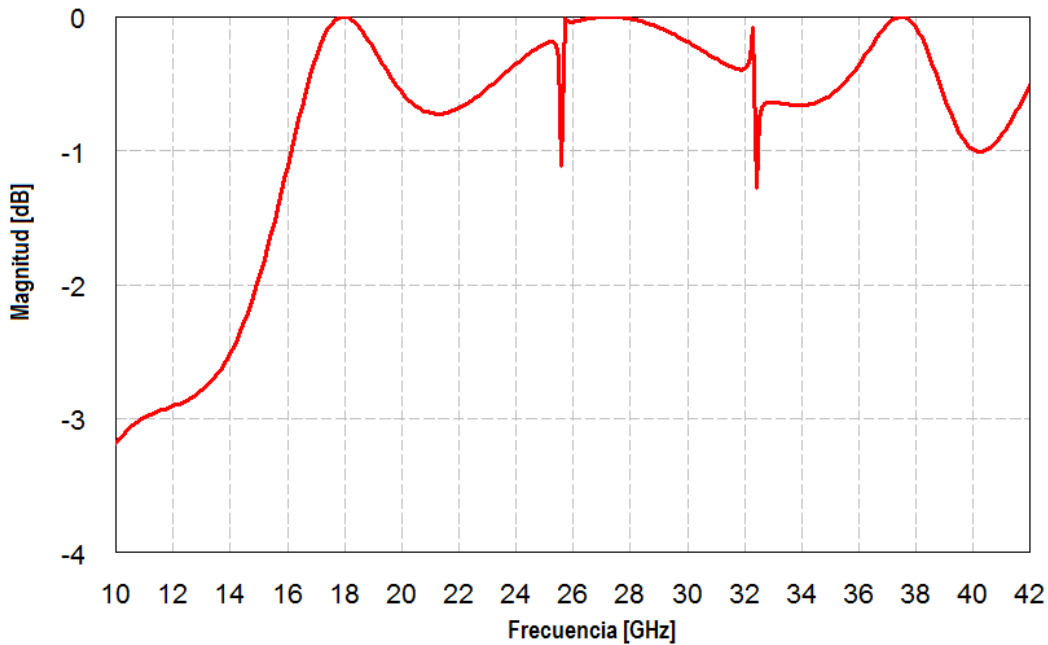


Fig. 3.39. Coeficiente de conversión para la onda controlada. Circuito reflectivo para una estructura de tres capas.

Los valores óptimos de los elementos del circuito son los siguientes:

Valores óptimos para Estructura Tres Capas (segunda optimización, valores restringidos)

$$L = 1.975 \text{ nH} \qquad C = 0.014 \text{ pF} \qquad \theta_1 = 95^\circ$$

$$L_1 = 0.259 \text{ nH} \qquad C_1 = 0.001139 \text{ pF} \qquad \theta_2 = 20.14^\circ \qquad \theta_3 = 149.8^\circ$$

La gráfica muestra pérdidas e inestabilidad de la onda controlada dejando ver que esta estructura no es capaz de operar en una banda amplia de frecuencias. En esta última gráfica se puede apreciar la existencia de una interacción entre placas contiguas. Cuando se tienen dos capas hay solo una caída abrupta de potencia en la onda controlada pues solo existe un par de placas de anillos. La estructura con tres capas, por su parte, involucra dos interacciones; una debida a la resonancia entre la primera y segunda capa, la segunda, consecuencia de la interacción entre la segunda y tercera capa.

Conclusiones

- 1) El circuito equivalente del arreglo reflectivo de una sola capa juega un papel importante en el diseño de estructuras con dos capas o más capas reflectivas pudiendo conocer parte del comportamiento que tendrán dichas estructuras físicamente.
- 2) La respuesta teórica del circuito equivalente corresponde al comportamiento del arreglo solo en una cierta banda de frecuencias. las inductancias y capacitancias que se generan en el arreglo de anillos depende de la frecuencia con la que incida la onda, de modo que el arreglo responde de manera esperada a solo en cierto intervalo de frecuencias provocando una degradación de la banda de operación esperada.
- 3) En la respuesta tanto del modelo circuital como del modelo tridimensional del arreglo de dos capas aparecieron atenuaciones abruptas de potencia en frecuencias pertenecientes a la banda de operación. Estas discontinuidades hicieron que se modificaran los parámetros físicos de manera drástica para trasladar el desvanecimiento profundo a frecuencias menores fuera de la banda de interés. Esto provocó que la respuesta entre el circuito equivalente y el modelo tridimensional dejaran de tener cierta correspondencia.
- 4) La estructura de dos capas es capaz de reflejar una onda controlada en la banda de 16 a 40 GHz con pérdidas de inserción menores a 1 dB. Esta estructura brinda un aumento de 1 GHz a la banda de frecuencias ya ofrecida por el arreglo reflectivo de una sola capa para la banda K-Ka (banda de 17 a 40 GHz). Sin embargo, la nueva estructura introduce pérdidas prácticamente en toda la banda de operación mientras que la magnitud de la onda controlada del arreglo reflectivo para la banda K-Ka se mantiene sin pérdidas en la mayoría de la banda.
- 5) Una estructura doble capa es capaz de operar en una banda ultra ancha y con una alta eficiencia si las capas contienen un arreglo de anillos periódicos con una resonancia a frecuencias muy bajas, por debajo al límite inferior de la banda de operación buscada, para una polarización lineal. Por su parte, para la polarización lineal y transversal, la resonancia debe ocurrir a frecuencias muy altas superiores a la banda de operación.

4) La dificultad de realizar una estructura de doble capa de anillos se debió a las limitaciones físicas y de construcción. Por la misma razón no es posible crear una estructura de tres capas. Además, la optimización del correspondiente circuito equivalente, utilizando elementos físicamente posibles de alcanzar, mostro un coeficiente de conversión de la onda controlada bastante distorsionada no factible para su realización.

Capítulo 4

Estructura Reflectiva de Doble Capa Basado en Anillos Interconectados

4.1 Antecedentes

En un primer intento de diseño se propuso que la orientación del inductor fuera hacia el exterior del anillo, y no hacia el interior como se ha hecho en los modelos tridimensionales hasta ahora. El propósito de lo anterior era evitar que pequeñas capacitancias aparecieran entre el cuerpo del inductor y el cuerpo del anillo. Se llevaron a cabo las primeras optimizaciones electromagnéticas del modelo tridimensional bajo esta propuesta. Todas las simulaciones se realizaron ajustando una CPW de mano derecha incidiendo perpendicularmente a la superficie de la estructura con una misma posición angular de los anillos a lo largo de todo el arreglo. En un principio, el proceso de diseño se realizó directamente en el modelo físico del arreglo. Consecuentemente, se determinó que era necesario el uso de un circuito equivalente debido a los largos tiempos de procesamiento para las simulaciones electromagnéticas del modelo. Sin embargo, esto permitió crear un nuevo dispositivo reflectivo novedoso e interesante en cuanto a eficiencia y ancho de banda llamada *estructura reflectiva de doble capa de anillos ranurados interconectados*. Un pequeño contacto entre los inductores de los anillos adyacentes se produjo en ambas capas de la estructura, Fig. 4.1 y Fig. 4.2. Ese pequeño traslape de celdas constituye una estructura completamente distinta y desconocida a la estructura bajo estudio. Sin embargo, contrario a lo que se esperaría, la respuesta del dispositivo satisfizo la propuesta inicial de esta tesis, lograr un aumento en la banda de operación mediante la utilización de dos capas idénticas separadas a una misma distancia con una placa plana de metal detrás de ellas. Esta configuración de anillos rompe totalmente con la teoría circuital que se venía desarrollando y el circuito equivalente para una estructura de dos capas ya no es válido para esta estructura.

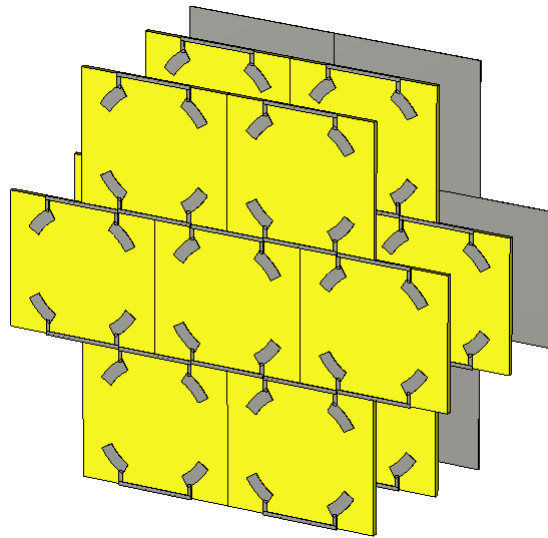


Fig. 4.1. Parte del arreglo reflectivo de dos capas.

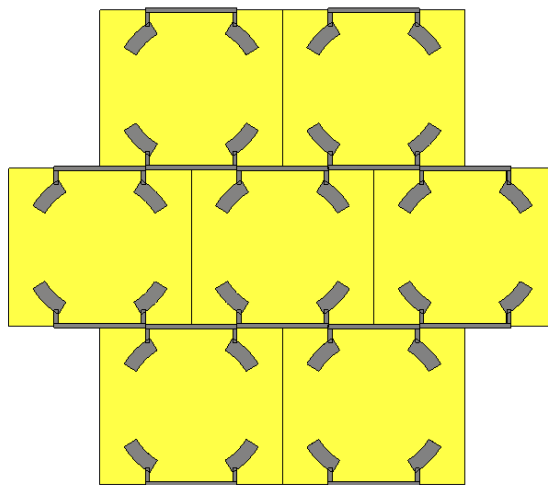


Fig. 4.2. Vista frontal del arreglo reflectivo

La alta inductancia que requieren tener los inductores para lograr un aumento en el ancho de banda provocó que la longitud de los mismos aumentara. De igual forma, la alta capacitancia que debe existir entre los anillos próximos requirió una disminución de la periodicidad de los anillos haciendo que los anillos se encuentren cada vez más cercanos entre ellos. Esto fue justamente lo que provocó el contacto entre los inductores de los anillos adyacentes, Un acercamiento de la imagen muestra cómo los inductores de un anillo tienen contacto con los inductores de los anillos más cercanos, Fig. 4.3.

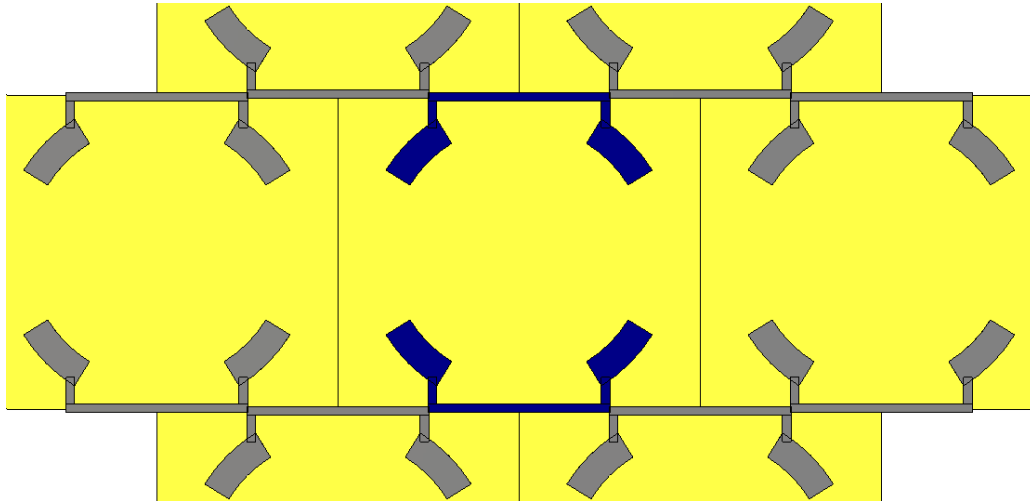


Fig. 4.3. Contacto entre los inductores de las celdas adyacentes.

Al ajustar los parámetros del anillo para evitar el contacto entre inductores se pierden las características de reflexión. Si no hay contacto físico entre los inductores, por pequeña que sea la distancia entre ellos, la degradación de la onda reflejada se hace presente.

Es importante resaltar que el concepto de *onda controlada* no existe para esta nueva estructura ya que no hay control de la fase de la onda. Para poder controlar la fase de la onda reflejada es necesario cambiar el ángulo de rotación de los anillos, provocando que los anillos no tengan contacto entre sí. La estructura, al igual que el arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con carga, añade un desplazamiento de 180° entre los componentes ortogonales a la onda reflejada. Esto provoca que entre la CPW incidente y la CPW reflejada exista un sentido de giro opuesto. Entonces, se utilizará el término *onda de giro inverso* sólo para referirse a la conversión de una CPW incidente de mano derecha a una CPW reflejada de mano derecha, o bien, una conversión de una CPW incidente de mano izquierda a una CPW reflejada de mano izquierda.

En Fig. 4.4 se muestra el coeficiente de conversión de la *onda de giro inverso* de la estructura. Tal respuesta fue resultado de una simulación ajustando una incidencia normal de una CPW de mano derecha.

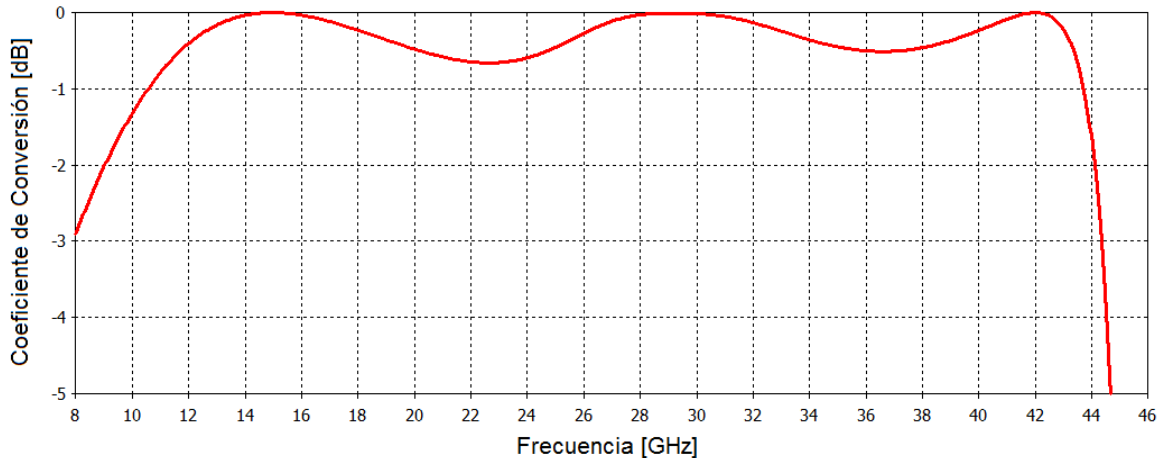


Fig. 4.4. Coeficiente de conversión para la onda de giro inverso.

La *onda de giro inverso* de la estructura tiene pérdidas menores a 1 dB en una banda de frecuencias de 11 a 43 GHz. Esto fue un aumento significativo en la banda de frecuencias de operación pues el arreglo reflectivo original de una sola capa opera en una banda de frecuencias que va de 17 a 40 GHz aunque, como ya se dijo, se pierde la posibilidad de utilizar la estructura como un arreglo tipo espirafase.

Los parámetros físicos de la celda unitaria del arreglo se listan a continuación:

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 4.21 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.49 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.82 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 63.4° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1=3 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d_2=2.1 \text{ mm}$.

Las dimensiones del inductor se muestran en la Fig. 4.6.

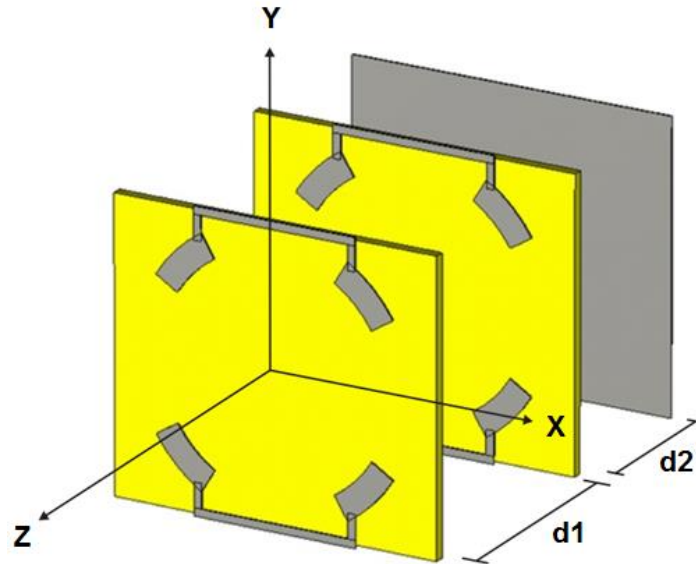


Fig. 4.5. Celda unitaria del arreglo reflectivo simulado.

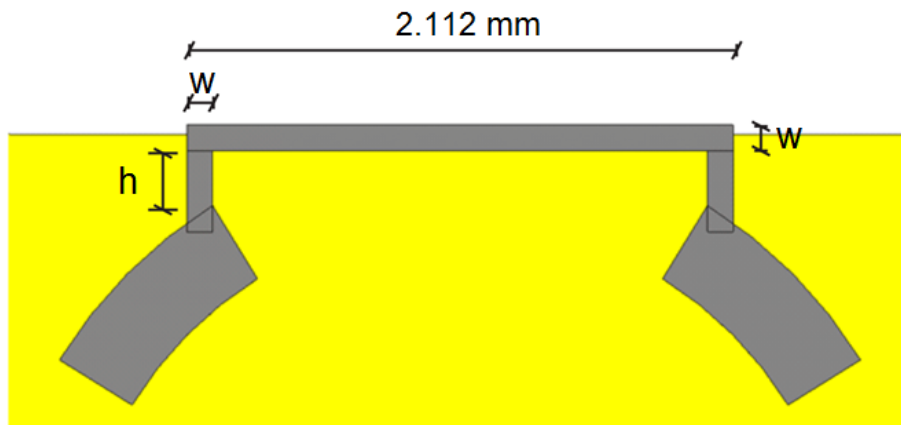


Fig. 4.6. Dimensiones de los inductores utilizados en la simulación electromagnética.

4.2 Configuración de la celda unitaria

La celda unitaria se modificó para hacer más fácil futuras optimizaciones del arreglo. Observando la imagen de Fig.4.2 y Fig. 4.3 se puede notar que el cuerpo de los inductores forma una gran línea metálica horizontal. De esta manera la nueva celda unitaria contempla pistas de material conductor eléctrico perfecto (por su acrónimo en inglés, PEC) en la parte superior e inferior de cada capa de la celda unitaria con anchura W_y . Los anillos ranurados se unen a estas pistas con pequeños segmentos de material conductor con una anchura

W_x . En Fig. 4.7 se observa la vista frontal de la celda unitaria. Las pistas en la parte superior e inferior de la celda hacen contacto con las pistas de las celdas adyacentes, por lo tanto, los segmentos metálicos horizontales de la estructura tienen un ancho de dos veces W_y .

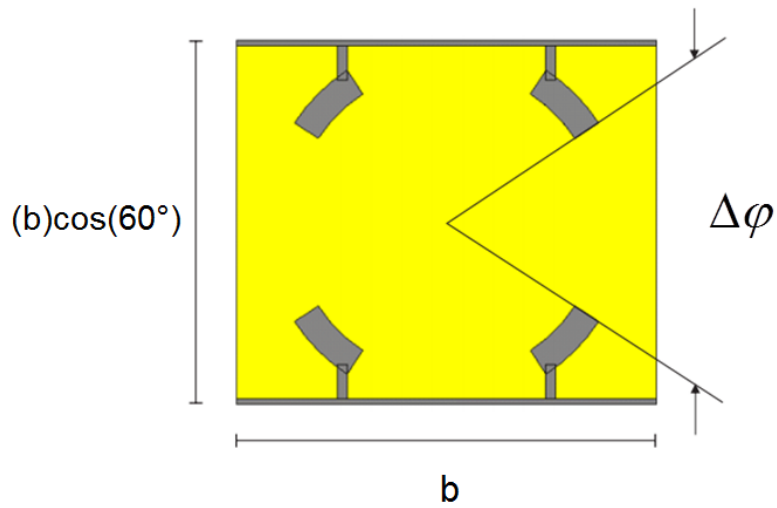


Fig. 4.7. Vista frontal de la celda unitaria de la estructura basada en anillos interconectados. Ambas capas contienen celda de la misma configuración y medidas.

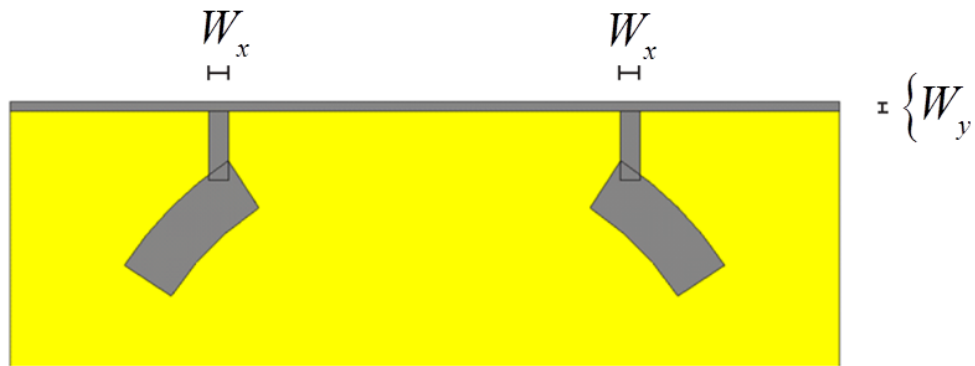


Fig. 4.8. Dimensiones de las cintas metálicas dadas por W_x y W_y .

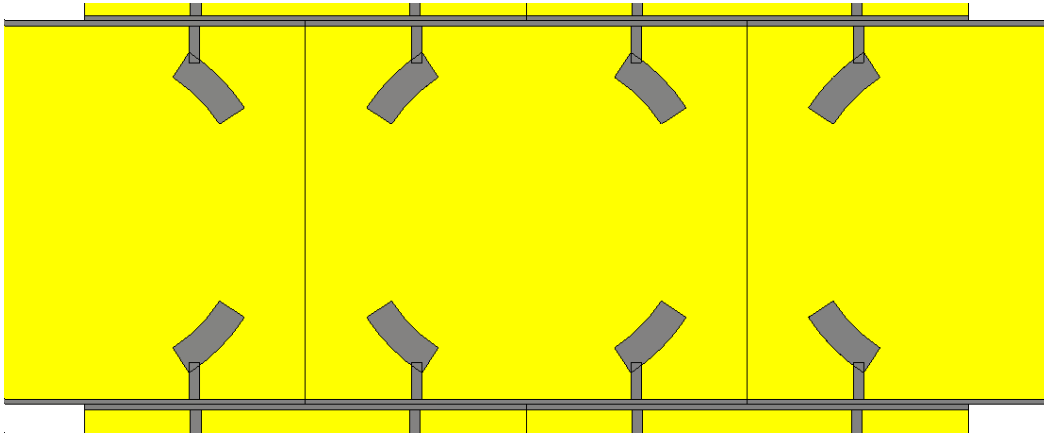


Fig. 4.9. Interacción entre las celdas formando una larga cinta metálica

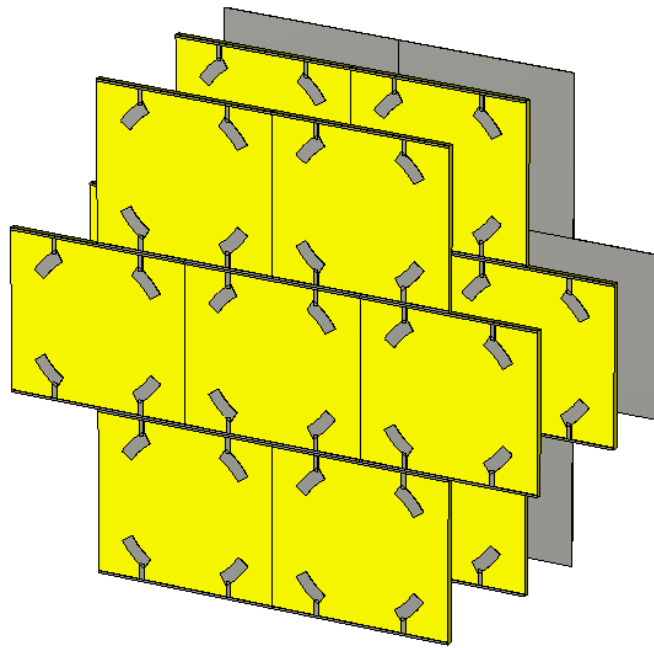


Fig. 4.10. Estructura reflectiva de dos capas basado en anillos ranurados interconectados.

4.3 Twist Polarizer

El gran ancho de banda operacional alcanzado por esta estructura puede ser aprovechada usándolo como un polarizador de giro (*twist polarizer*, en la literatura anglosajona). El twist polarizer es un tipo de dispositivo pasivo capaz de soportar ondas libres (no guiadas) de polarización lineal y es usado para girar 90° el plano de polarización de la onda reflejada con respecto a la onda incidente.

4.3.1 Introducción

El twist polarizer, también llamado *twist reflector* [1], cuenta con una superficie conductora unidireccional, a la cual debe mucho su funcionamiento. Esta superficie idealizada se comporta como un conductor perfecto en una dirección y como un aislante en la dirección perpendicular. Detrás de esta superficie se encuentra un plano de tierra a una separación aproximada de un cuarto de longitud de onda.

En el pasado, los twist polarizer eran construidos colocando tiras metálicas delgadas o alambres sobre un sustrato dieléctrico (usualmente en forma de panal) de un grosor aproximado de un cuarto de longitud de onda y detrás de él una placa metálica que funciona como plano de tierra [2-4]. La construcción es sencilla, sin embargo, el funcionamiento de estos está limitado a pequeños ángulos de escaneo y un reducido ancho de banda. El modo de operación de aquellos polarizadores consiste en tener una onda plana incidente con el campo eléctrico polarizado a 45° con respecto a longitud de las tiras metálicas. El campo incidente se puede considerar como la suma de dos componentes iguales, una paralela y otra perpendicular a la orientación de las tiras. Estas componentes están en fase al viajar hacia el twist polarizer. Cuando el campo incidente llega a la superficie del sustrato las componentes paralelas a las tiras son reflejadas mientras que las componentes horizontales pasan llegando al plano de tierra y se reflejan, creándose así un desplazamiento de fase de 180° entre las componentes ortogonales (correspondiente a la distancia entre la superficie y el plano de tierra). El plano de polarización del campo reflejado resultante tendrá un giro de 90° con respecto al campo incidente, de ahí se debe el nombre del dispositivo. Aunque existen muchos diseños de construcción para el twist polarizer, el principio de operación es el mismo para todos.

Kastner *et al.* [5] presentaron otro tipo de polarizador usando una estructura de superficie corrugada con pequeños canales o ranuras, Fig. 4.11. Cuando una onda plana polarizada paralelamente a estos incide habrá una reflexión esencialmente debida a la superficie superior del polarizador. En cambio, cuando la polarización de la onda es transversal a los canales la onda será reflejada por la superficie del fondo del polarizador, dando como resultado un retardo en la fase correspondiente a dos veces la profundidad del canal. La onda incidente tiene un plano de polarización con una inclinación de 45° con respecto a los canales. En teoría, una diferencia de fase de 180° entre las componentes horizontal y vertical de la onda reflejada será producida si la profundidad del canal es de un cuarto de longitud de onda. El trabajo de Kastner consistió en desarrollar y aplicar una técnica llamada

spectral-iteration para analizar con eficiencia y precisión el twist polarizer de superficie corrugada. El polarizador fue construido y probado experimentalmente. La relación a/b fue de 0.5, con $a=21\text{mm}$ y $d=7.62\text{mm}$. Se probó el polarizador para diferentes frecuencias obteniendo la mejor respuesta a una frecuencia central de 8.5 GHz para un ángulo de incidencia de 5° . El ancho de banda reportado no va más allá de 1.5 GHz.

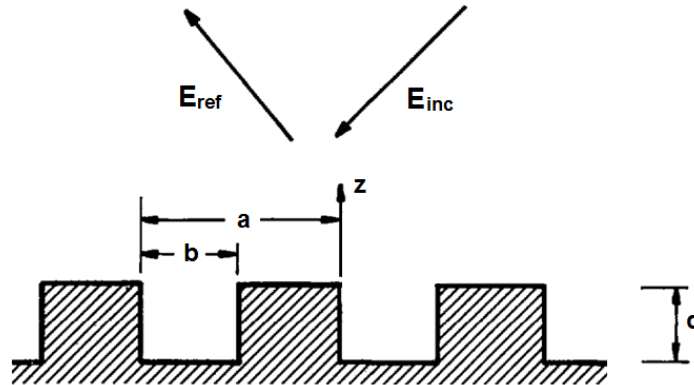


Fig. 4.11. Configuración de la superficie corrugada.

En [6] se propuso otro diseño de twist polarizer, esta vez alcanzando grandes ángulos de escaneo. El dispositivo consta de cintas metálicas colocadas en forma de serpiente impresos en un sustrato con plano de tierra debajo de ella. La construcción y medición del polarizador dejó ver que se puede alcanzar hasta un ángulo de escaneo 85° con una supresión de polarización cruzada en la onda reflejada de 15 dB, por lo menos. Las pruebas se realizaron para diferentes frecuencias entre 9.4 a 10.6 GHz. En Fig. 4.12 se observa la orientación de la onda incidente y la forma de las cintas impresas.

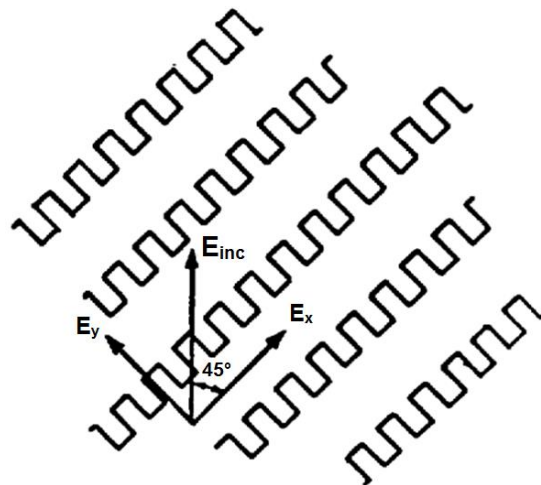


Fig. 4.12. Cintas metálicas impresas en forma de serpiente.

En 1991 se investigó una nueva configuración de twist polarizar con el mismo propósito de trabajar con la banda de operación del sistema pero al mismo tiempo permitir el paso de otras señales fuera de la banda de operación. Se trata entonces de un twist polarizer selectivo de frecuencias [7]. Tal dispositivo está formado por dos superficies selectivas de frecuencia (FSS, por sus siglas en inglés) constituidas por arreglos de dipolos. Fue construido por dos capas de material FSS separados por a un cuarto de longitud de onda, la orientación de los elementos de las dos capas son perpendiculares una de otra, Fig.4.13. En la banda de operación, una onda polarizada paralelamente a los elementos de la capa superior será reflejada directamente mientras una onda polarizada perpendicularmente, después de viajar a través de la primera capa, será reflejada por la capa trasera y pasara a través de la capa frontal otra vez. El resultado esperado es una fase diferencial de 180° . Si una onda polarizada a 45° de inclinación en la dirección de los elementos incide, el plano de polarización de la onda reflejada tendrá un giro de 90° después de la reflexión. Ahora bien, las ondas de frecuencias no pertenecientes a la banda de operación del polarizador podrán pasar libremente a través de las dos capas de FSS, característica que los polarizadores descritos hasta ahora no tienen. En Fig. 4.14 se muestra la respuesta teórica y experimental del polarizador para un ángulo de incidencia 20° .

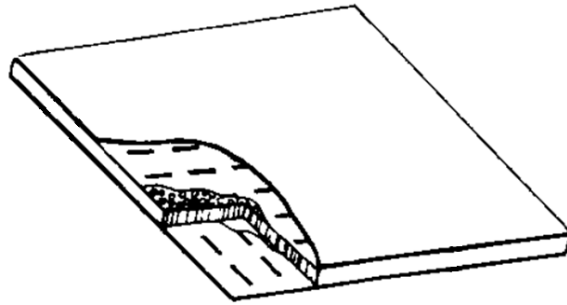


Fig. 4. 13. Configuración del twist polarizer selectivo de frecuencia.

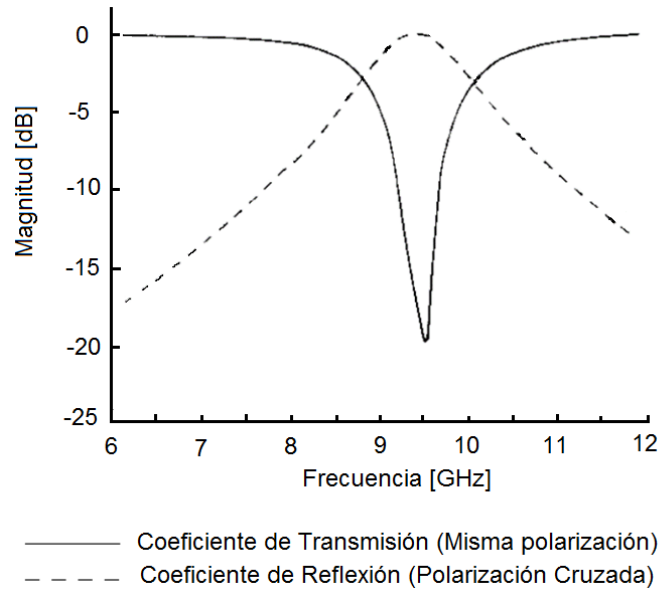


Fig. 4.14. Respuesta a la frecuencia del twist polarizer.

4.3.2 Twist polarizer basado en estructura doble capa de anillos interconectados

El comportamiento natural de reflexión de una CPW en un material conductor es que el sentido de giro permanezca igual para la onda incidente y para la onda reflejada; una CPW de mano derecha incidente en una placa de metal se refleja como una CPW de mano izquierda, el sentido de giro no cambia. Este comportamiento no corresponde con la operación de la estructura reflectiva de dos capas, donde sucede precisamente lo contrario. Esto se debe a que el dispositivo introduce un desplazamiento de fase de 180° entre las componentes ortogonales de la onda reflejada y que, como se había visto en el capítulo 2, es la condición que se tiene que cumplir para que el arreglo tenga la capacidad de controlar la fase de la onda reflejada polarizada circularmente. Entonces, si se hace incidir una onda de polarización lineal a la estructura con una inclinación de 45° , las componentes horizontal y vertical correspondientes a la onda reflejada tendrán un desfase de 180° entre sí. El resultado será que el campo eléctrico reflejado tenga un giro de 90° con respecto al campo eléctrico incidente.

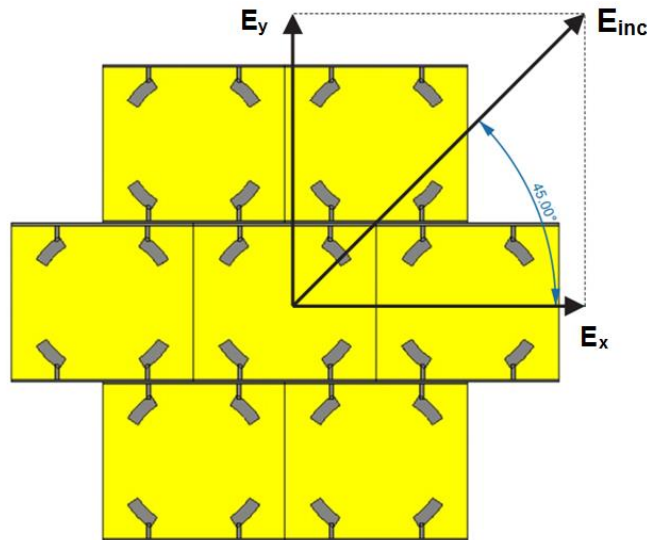


Fig. 4.15. Estructura doble capa de anillos interconectados funcionando como Twist Polarizer

Si se tiene una onda de polarización lineal a 45° de inclinación incidiendo sobre la estructura, el cálculo de la relación de potencias entre la onda reflejada y la onda incidente será el coeficiente de conversión para la *onda transversal*. Este factor indicará la eficiencia del dispositivo para convertir una onda incidente en una onda reflejada con una orientación transversal (girada 90°) con respecto a la orientación de la onda incidente. Este factor de conversión, a pesar de tener un significado totalmente distinto, numéricamente es igual al coeficiente de conversión para la *onda de giro inverso* usada para caracterizar la eficiencia de la estructura para una onda de polarización circular. De manera que una misma grafica puede darnos diferente información en función de la polarización que se use.

4.3.3 Aplicaciones

Tal polarizador encuentra aplicaciones en sistemas de antenas reflectivas de escaneo donde un rápido escaneo mecánico es alcanzado mediante el movimiento de un polarizador ligero [2]. En Fig. 4.16 se muestra un ejemplo de este sistema. La antena alimentadora radia un campo polarizado horizontalmente, el cual es reflejado por el radomo “transparente-reflectivo”. El radomo tiene pequeñas tiras horizontales las cuales reflejan el campo hacia el twist polarizer. El twist polarizer es diseñado para que la onda incidente polarizada horizontalmente sea cambiada a una onda reflejada de polarización vertical a la cual el radomo es virtualmente transparente [5]. Así el radomo sirve además de colimador. Y de esta manera se tiene una antena ligera y compacta.

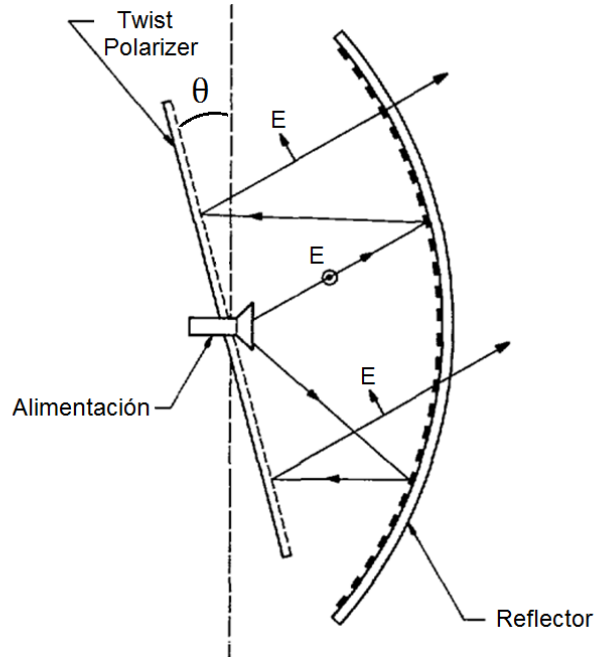


Fig. 4.16. Sistema de antena reflectiva de escaneo.

Los twist polarizer son usados a veces en antenas Cassegrain [8] para reducir el efecto de bloqueo y mejorar algunos desajustes en la alimentación. También son utilizados en arreglo de antenas *space-fed* o de alimentación cuasi-óptica [9] para reducir las pequeñas reflexiones especulares. La antena es alimentada por una antena de bocina y recibida por un arreglo de pequeñas antenas que modifican la fase de la señal y las emiten de nuevo.

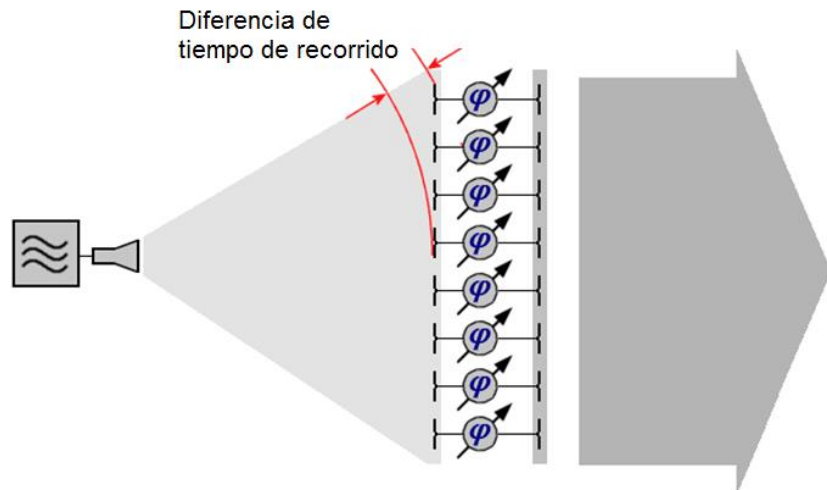


Fig. 4.17. Transmisión tipo *space-feeding*

4.4 Optimización de la Estructura Doble Capa de Anillos Interconectados

4.4.1 Optimización para la banda Ku-K-Ka

Posteriormente, se optimizaron las dimensiones de la celda para obtener una respuesta con pérdidas de potencia aún menores. La optimización se realizó directamente al modelo tridimensional ya que el circuito equivalente ya no es válido para esta nueva estructura. La optimización permitió obtener una eficiencia de conversión con menores pérdidas en una banda más amplia de frecuencias. Las pérdidas de inserción son menores a un 1 dB en la banda [11-46] GHz y en un 90% de la banda las pérdidas son menores a 0.3 dB, Fig. 4.18.

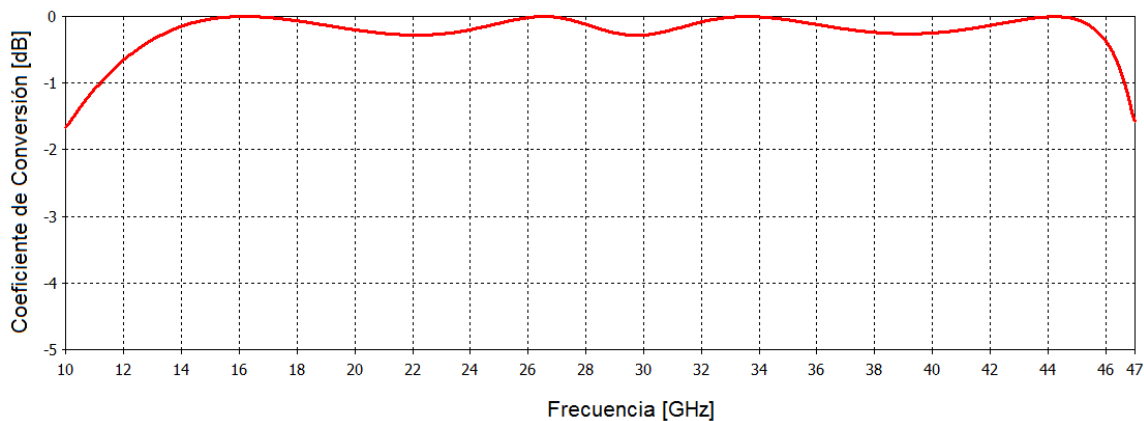


Fig. 4.18. Coeficiente de conversión para la onda transversal resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda Ku-K-Ka.

Los parámetros físicos de la celda unitaria son los siguientes.

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 4.21 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.53 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.82 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 66.33° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1 = 3.09 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d_2 = 1.89 \text{ mm}$.
- El grosor de las pistas metálicas $W_x = 100 \mu\text{m}$ y $W_y = 50 \mu\text{m}$.

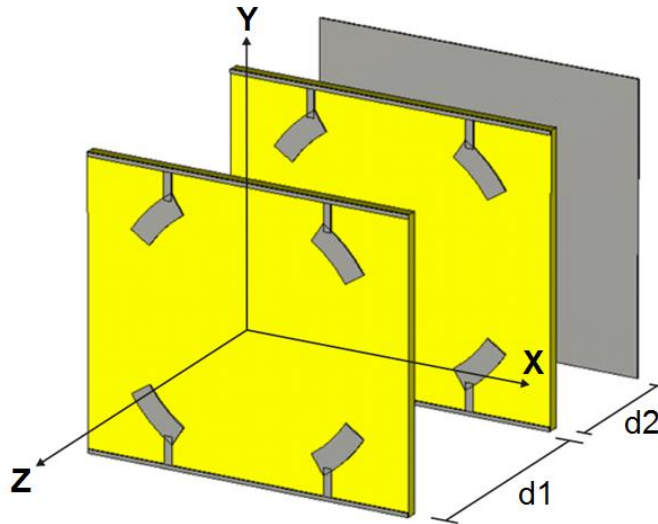


Fig. 4.19. Vista de la celda unitaria de la estructura de dos capas de anillos interconectados. Modelo optimizado para operar en la banda Ku-K-Ka.

4.4.2 Optimización para la banda K-Ka-U

La eficiencia que ofrece esta nueva estructura como dispositivo polarizador abre la posibilidad de construcción y medición. Actualmente la Universidad cuenta con equipo de microondas para realizar tales pruebas. Se tienen equipos que trabajan en la banda Ka (26 a 40 GHz) y en la banda U (40 a 60 GHz). Por esta razón se diseñará una estructura que trabaje en estas bandas y ver su viabilidad de construcción.

Para crear una estructura que trabaje hasta los 60 GHz fue necesario reducir los parámetros físicos del arreglo. Esta reducción fue en proporción al aumento de las frecuencias con las que operará la estructura. Si se quiere trasladar la frecuencia superior del ancho de banda de 46 GHz a 60 GHz es necesario reducir los parámetros físicos por un factor $\alpha = 46/60$. Todos los parámetros se multiplicaron por este factor excepto las pistas metálicas que no deben tener un ancho menor a los $70 \mu m$, por lo tanto, no se modificó la anchura de las pistas. De manera que, después de reducir los demás parámetros, se optimizaron nuevamente las distancias que hay entre las diferentes placas junto con la apertura angular de las ranuras del anillo

El resultado de la optimización se muestra en la siguiente gráfica, Fig. 4.20. La estructura optimizada opera en la banda K-Ka-U, específicamente de 15 a 64 GHz, una banda poco mayor a 4:1 con pérdidas de inserción menores a 1 dB.

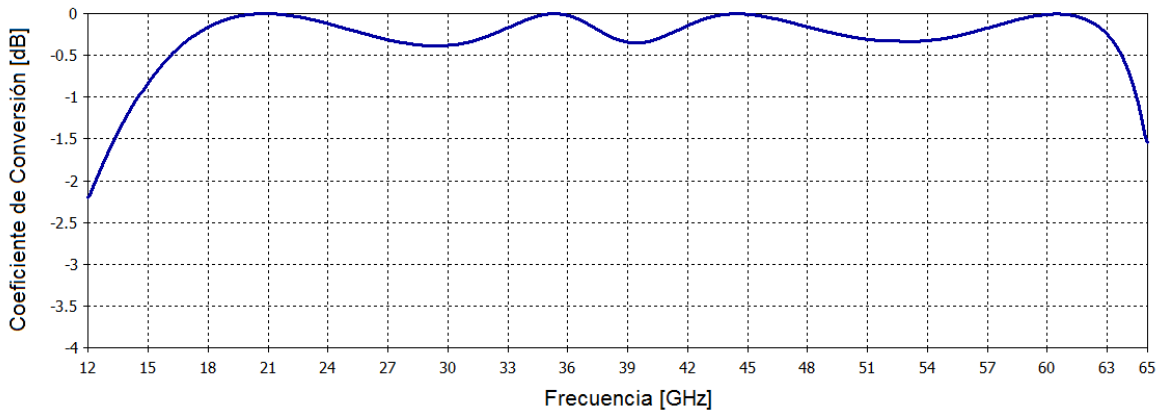


Fig. 4.20. Coeficiente de conversión para la onda transversal resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka-U.

Los parámetros físicos de la celda unitaria son los siguientes.

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 3.22 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.18 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.4 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 69.8° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1=2.4 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d_2=1.3 \text{ mm}$.
- El grosor de las pistas metálicas $W_x = 100 \mu\text{m}$ y $W_y = 50 \mu\text{m}$.

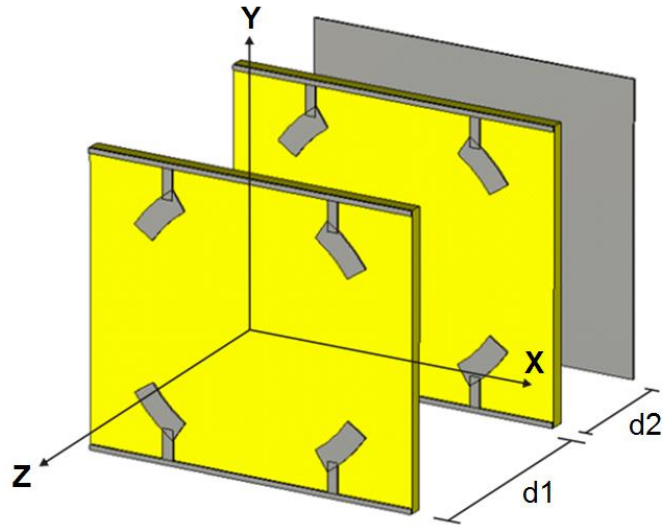


Fig. 4.21. Vista de la celda unitaria de la estructura de dos capas de anillos interconectados. Modelo optimizado para operar en la banda K-Ka-U.

4.4.3 Optimización para la banda K-Ka-U-E

Trasladar la frecuencia superior del ancho de banda permite tener un ancho de banda mucho mayor ya que la frecuencia inferior de la banda no se desplaza demasiado. Con el fin de ver si el comportamiento del ancho de banda con pocas pérdidas continúa se creó un modelo tridimensional que abarque la banda E, es decir, de los 60 hasta los 90 GHz. Se tomará como base la estructura que cuya banda de operación va de 15 a 64 GHz. Para esto se redujo una vez más el tamaño de la celda unitaria, ahora por un factor $\alpha = 64/80$. Los parámetros físicos se multiplicaron por este factor, a excepción de las pistas metálicas. Después se llevó una optimización que dio por resultado una banda operacional con pocas pérdidas en una banda ultra ancha. La banda de operación va de 18 a 86 GHz con pérdidas por conversión menores a 1 dB. Habilitar frecuencias cada vez mayores no modifica radicalmente la frecuencia inferior del ancho de banda permitiendo extender la banda de operación de la estructura.

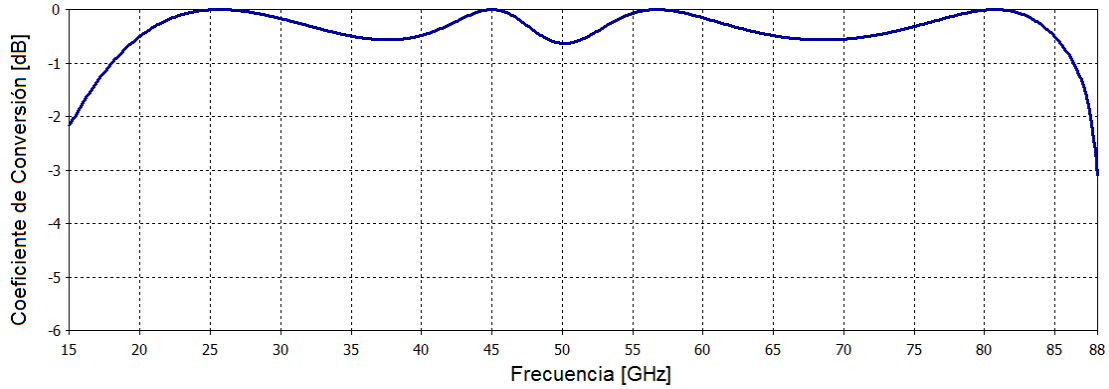


Fig. 4.22. Coeficiente de conversión para la onda transversal resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda K-Ka-U-E.

Los parámetros físicos de la celda unitaria son los siguientes.

- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a 2.42 mm .
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 0.88 mm .
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.05 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 68.11° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1=2.08 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d_2=0.82 \text{ mm}$.
- El grosor de las pistas metálicas $W_x=100 \mu\text{m}$ y $W_y=50 \mu\text{m}$.

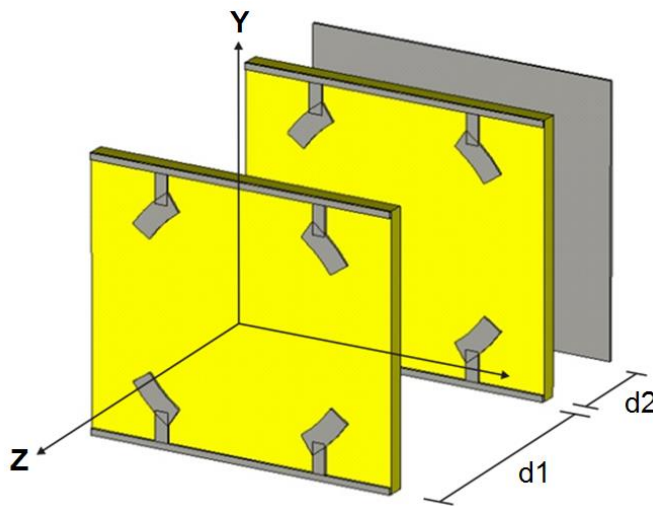


Fig. 4.23. Vista de la celda unitaria de la estructura de dos capas de anillos interconectados. Modelo optimizado para operar en la banda K-Ka-U-E.

4.4.4 Optimización para la banda Ka-U

Se realizó nuevamente una optimización de la estructura pero cambiando las características del sustrato. La permitividad relativa ϵ_r fue de 2.9 y el grosor t_s fue de $25 \mu m$. Este material dieléctrico es más delgado al usado en los modelos anteriores pero la cantidad con la que dispone la Universidad es mayor que el dieléctrico anterior (permitividad relativa $\epsilon_r = 2.9$ y grosor $t_s = 25 \mu m$).

La respuesta de cada uno de los modelos anteriores deja ver que la onda reflejada tiene atenuaciones en todo el ancho de banda, sin importar en qué bandas opere la estructura reflectiva. Se creó un modelo optimizando la eficiencia de la estructura reflectiva, la meta de la optimización fue reducir al máximo esas pequeñas pérdidas de potencia. Como resultado se obtuvo una estructura operando en la banda Ka-U, específicamente de 27 a 59 GHz, pero asegurando pérdidas mínimas en la banda. La atenuación máxima de potencia dentro de esta banda es de 0.11 dB. Esto implica que la estructura pierde aproximadamente 2.2 % de la potencia de la CPW incidente en generar un desplazamiento de fase de 180° entre los componentes ortogonales de la CPW reflejada. Esto se traduce en una eficiencia de la estructura de 97.8%. La gráfica en Fig. 4.24 muestra el coeficiente de conversión de la estructura.

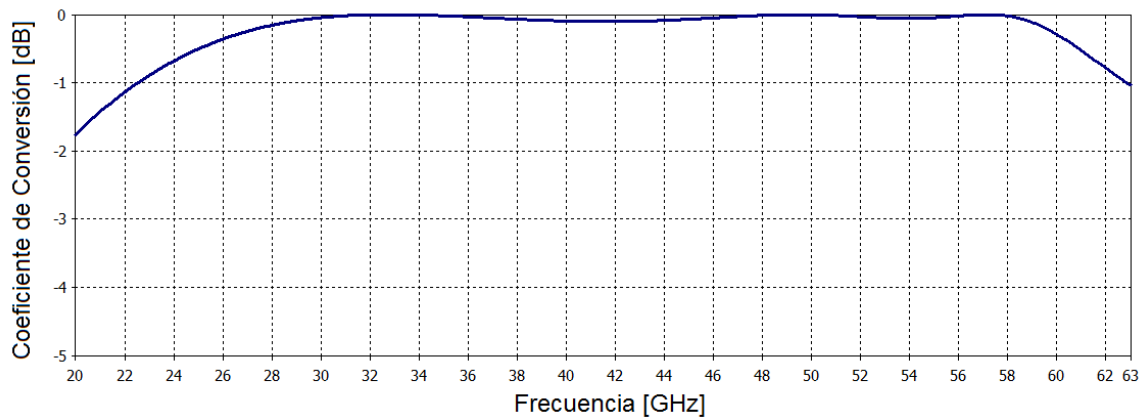


Fig. 4.24. Coeficiente de conversión para la onda transversal resultado de la simulación electromagnética para el arreglo reflectivo diseñado para la banda Ka-U.

Los parámetros de la estructura y características del sustrato son:

- Sustrato dieléctrico de permeabilidad relativa $\epsilon_r = 2.9$ con un grosor $t_s = 25 \mu m$.
- Un mallado triangular equilátero con periodo b igual a $2.582 mm$.
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de $0.941 mm$.

- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.116 mm .
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 56° .
- La distancia entre el sustrato de la primera capa y la superficie de los anillos de la segunda capa es $d_1=1.571 \text{ mm}$.
- La distancia entre el sustrato de la segunda capa y la placa metálica es $d_2=0.906 \text{ mm}$.
- El grosor de las pistas metálicas $W_x = 100 \mu\text{m}$ y $W_y = 35 \mu\text{m}$.

Posteriormente se realizaron simulaciones electromagnéticas para diferentes ángulos de incidencia $\theta= 15, 30, 45$ y 60° , Tales ángulos se forman entre el vector normal a la superficie de la estructura y la dirección de propagación de la onda incidente, la cual está contenida en el plano XOZ. Los coeficientes de conversión se muestran a continuación:

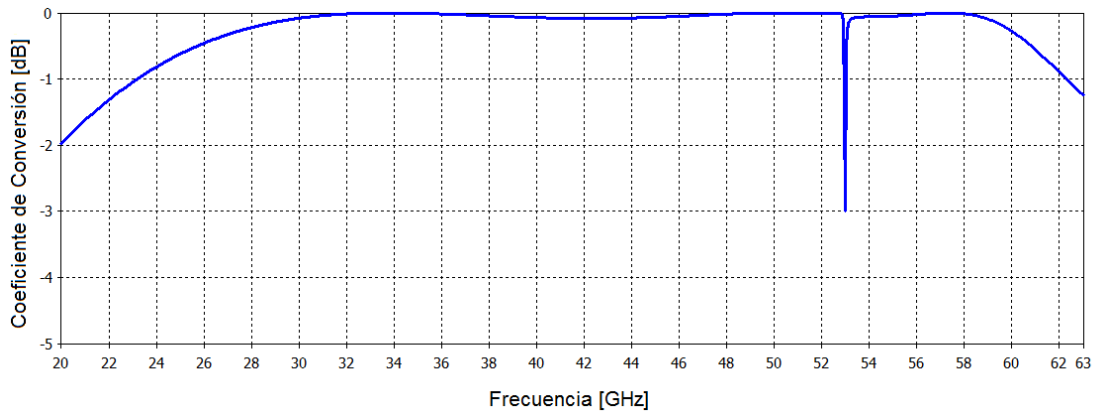


Fig. 4.25. Coeficiente de conversión para la onda transversal para un ángulo de incidencia de 15 grados.

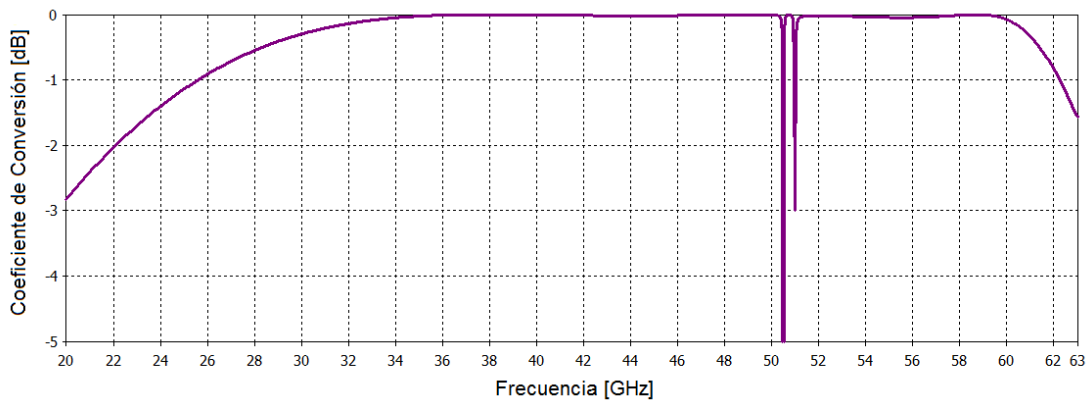


Fig. 4.26. Coeficiente de conversión para la onda transversal para un ángulo de incidencia de 30 grados.

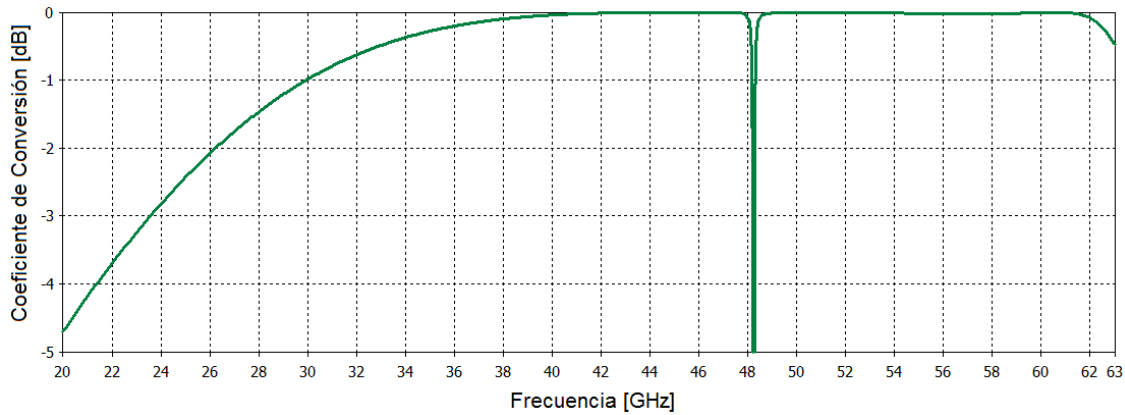


Fig. 4.27. Coeficiente de conversión para la onda transversal para un ángulo de incidencia de 45 grados.

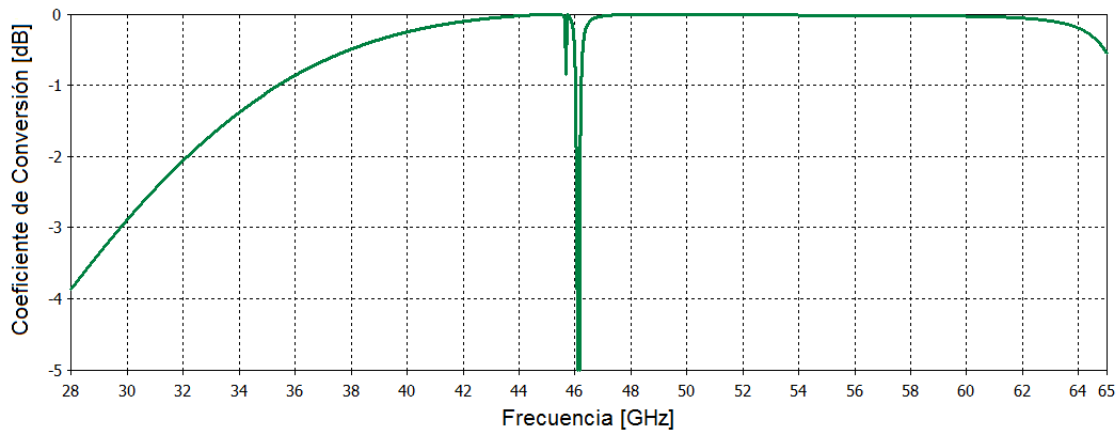


Fig. 4.28. Coeficiente de conversión para la onda transversal para un ángulo de incidencia de 60 grados.

Se observa que a mayor ángulo de incidencia la eficiencia de la estructura para generar ondas de polarización cruzada es menor. Aun así, el arreglo reflectivo ofrece una amplia gama de frecuencias para operar en donde las pérdidas de conversión son muy cercanas a 0 dB, a excepción de aquellas frecuencias que quedan inhabilitadas debido a la presencia de fluctuaciones rápidas. Esta caída de potencia puede deberse a una capacitancia parásita existente entre las capas de la estructura más que a un error de software, ya que tal desvanecimiento aparece desde un ángulo de incidencia igual a 5° . En conclusión, la estructura ofrece una gran eficiencia en una banda de frecuencias, de 42 a 65 GHz (por lo menos) con pérdidas menores a 0.2 dB, con ángulos de incidencia de hasta 60° .

4.5 Análisis de la Estructura Doble Capa de Anillos Interconectados Para el Diseño de un Reflectarray de Dos Capas Tipo Espirafase

Esta estructura nos ayudó a comprender mejor las necesidades que se debían cumplir para la construcción de un arreglo reflectivo de dos capas basado en anillos ranurados con carga. Se retomó la estructura de Fig. 4.19, la cual opera en la banda Ku-K-Ka (11 a 46 GHz). Se simuló solo una capa de la estructura haciendo incidir ondas de polarización lineales y transversales entre sí, una con orientación horizontal y otra en orientación vertical. La capa no cuenta con la delgada capa de sustrato, como puede verse en la Fig.4.29. Si bien se pudo incluir el sustrato en la simulación dado que su presencia no afecta en absoluto las características de reflexión, no se hizo así para ir acorde a las simulaciones del capítulo anterior donde solo se tenían los anillos ranurados sin sustrato. Los parámetros físicos para el arreglo de anillos impresos en una sola capa son los siguientes:

- Un mallado triangular equilateral con periodo b igual a 4.21 mm.
- El radio interior r_1 del anillo metálico fue de 1.53 mm.
- El radio exterior r_2 del anillo metálico fue de 1.82 mm.
- Una apertura angular $\Delta\varphi$ de la ranura de 66.33° .
- El grosor de las pistas metálicas $W_x = 100 \mu m$ y $W_y = 50 \mu m$.

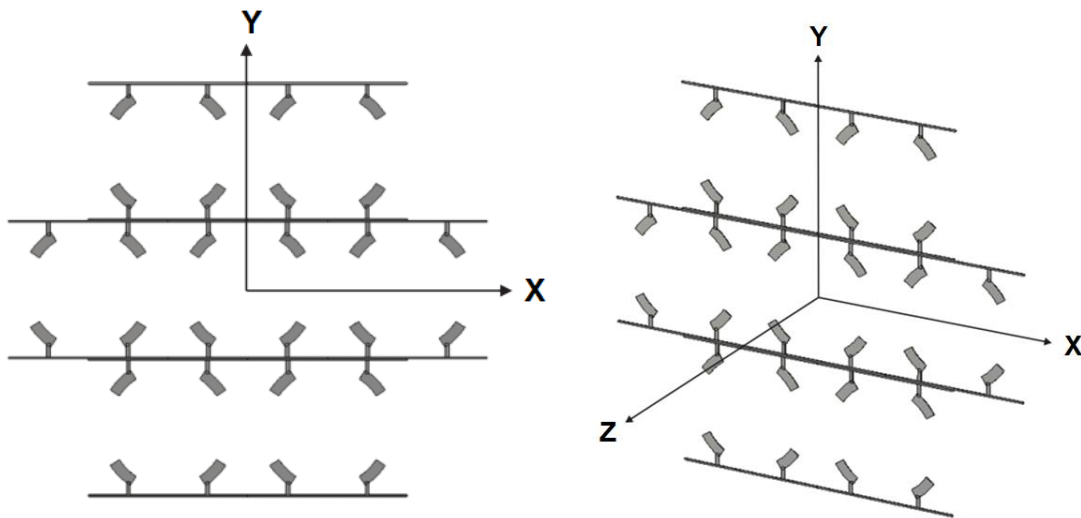


Fig. 4.29. Parte del arreglo de anillos usados en las capas de la estructura operando en la banda de Ku-K-Ka.

Este arreglo, considerado como periódico e infinito, tiene las siguientes características de reflexión, mostradas en Fig. 4.30 y Fig. 4.31.

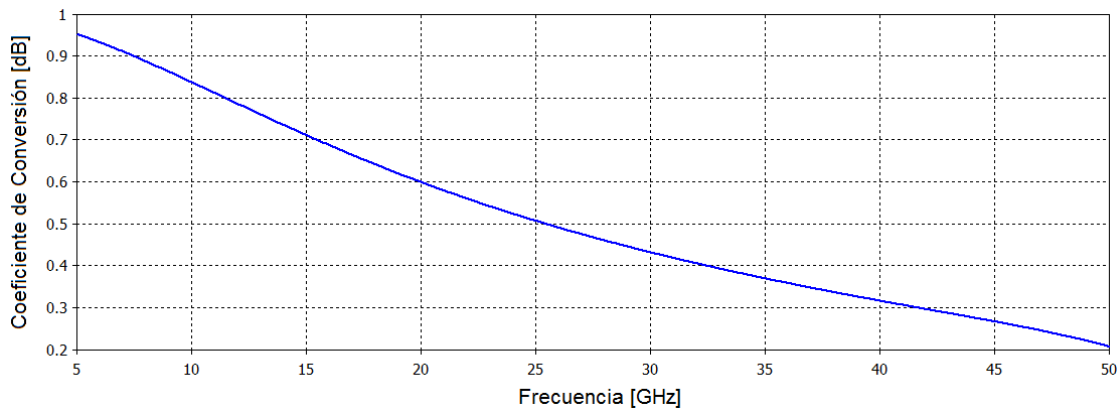


Fig. 4.30 Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal, para un arreglo de anillos ranurados interconectados ($r_1=1.53$ [mm], $r_2=1.82$ [mm], $b=4.21$ [mm], $\Delta\gamma=66.33^\circ$, $W_x=0.05$ [mm] y $W_y=0.1$ [mm]).

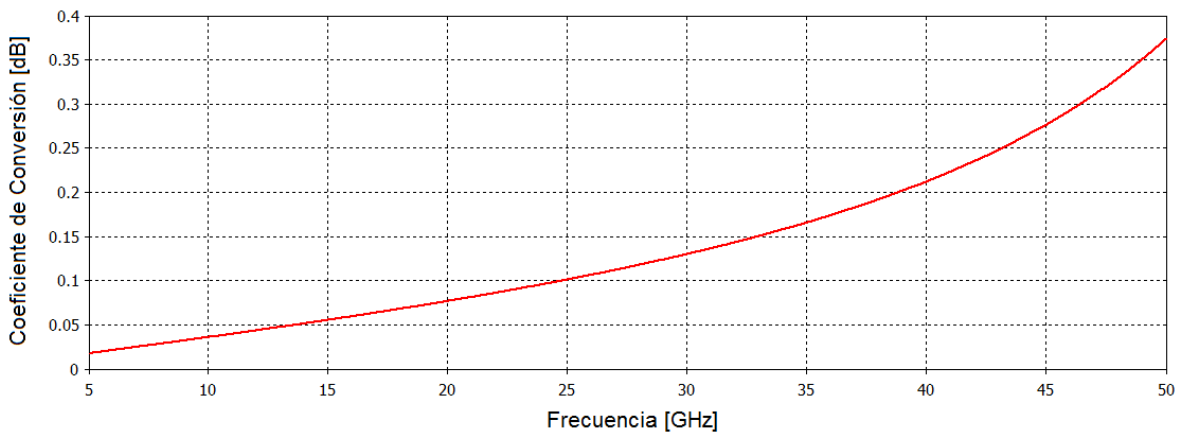


Fig. 4.31 Coeficiente de reflexión para una polarización vertical, para un arreglo de anillos ranurados interconectados ($r_1=1.53$ [mm], $r_2=1.82$ [mm], $b=4.21$ [mm], $\Delta\gamma=66.33^\circ$, $W_x=0.05$ [mm] y $W_y=0.1$ [mm]).

Recordando el procedimiento explicado en el capítulo anterior (subtítulo 3.3), la tarea que se debía realizar era optimizar un arreglo periódico de anillos ranurados con carga, Fig. 4.32. Este arreglo ficticio no contempla ni el sustrato dieléctrico ni la placa metálica,

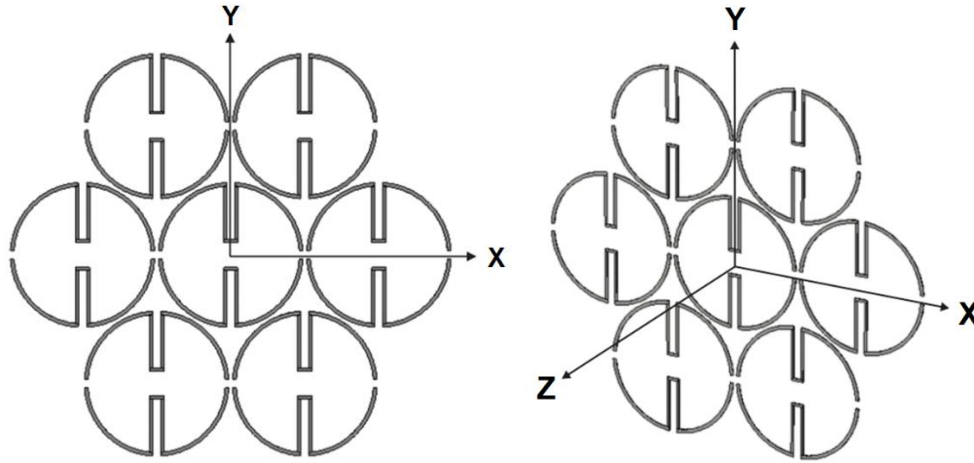


Fig. 4.32. Parte del arreglo periódico de anillos ranurados con carga.

Estos anillos debían tener las siguientes características de reflexión para cada una de las polarizaciones lineales:

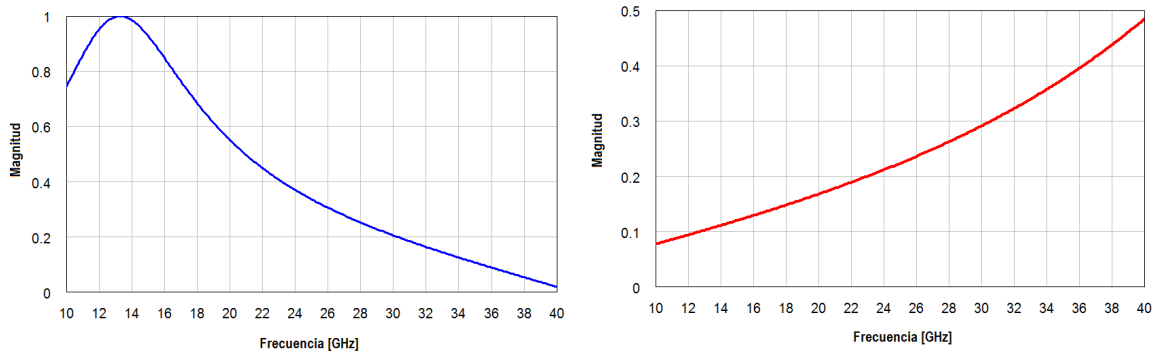


Fig. 4.33. Coeficiente de reflexión para una polarización horizontal (izquierda) y vertical (derecha). Resultado de la simulación del circuito equivalente para el arreglo de anillos ranurados con cargas.

Pero a pesar de llevar límite permitido los parámetros físicos de la celda unitaria no fue posible obtener características de reflexión similares. El problema más grande fue trasladar la frecuencia de resonancia del anillo para una polarización horizontal a frecuencias bajas. Intentarlo provocó la aparición de una resonancia no deseada en la respuesta para la onda de polarización lineal vertical. Los mejores resultados que se pudieron obtener se muestran en Fig. 4.34 y Fig. 4.35. Los parámetros físicos resultantes fueron utilizados para crear un arreglo reflectivo de dos capas consiguiendo una banda de operación de 12.8 a 33.5 GHz con pérdidas menores a 1 dB. La banda que se pretendía obtener era de 12 a 42 GHz.

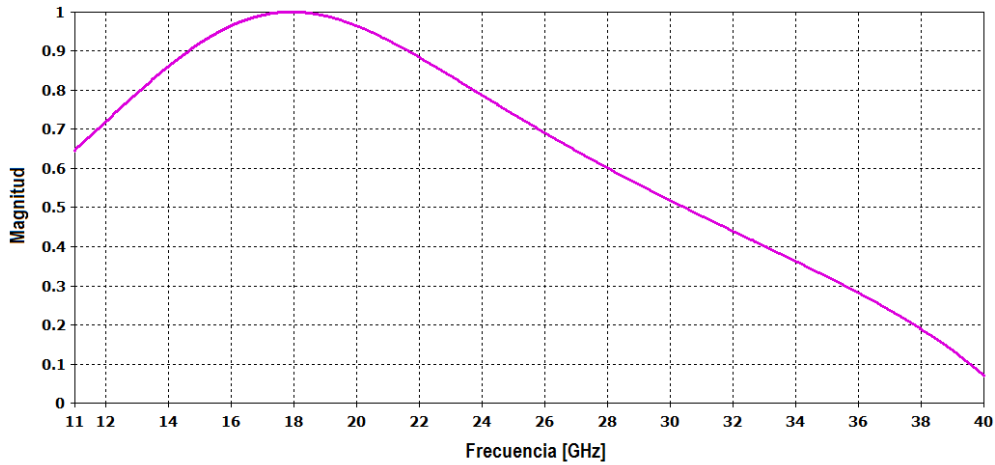


Fig. 4.34. Coeficiente de reflexión para la polarización horizontal. Simulación del modelo tridimensional para un arreglo de anillos ranurado con carga ($r_1=1.67$ [mm], $r_2=1.76$ [mm], $b=3.6$ [mm] y $\Delta\gamma=5^\circ$).

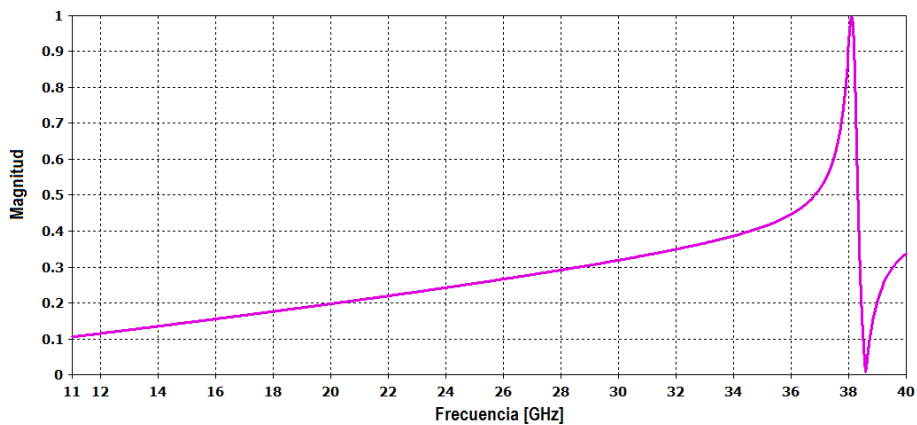


Fig. 4.35. Coeficiente de reflexión para la polarización horizontal. Simulación del modelo tridimensional para un arreglo de anillos ranurado con carga ($r_1=1.67$ [mm], $r_2=1.76$ [mm], $b=3.6$ [mm] y $\Delta\gamma=5^\circ$).

El diseño de un arreglo reflectivo de dos capas basado en anillos ranurados con carga para un gran ancho de banda se vio obstaculizado por no contar con arreglos de anillos que tengan una respuesta como la vista en Fig. 4.33. Debido a esto no se pudo lograr una gran banda operacional. Por otro lado, si observamos el coeficiente de reflexión de la Fig. 4.30, podemos ver que la frecuencia de resonancia para la onda polarización horizontal se encuentra a frecuencias muy bajas. Esta misma tendencia se observa en los resultados obtenidos de la optimización del circuito equivalente, Fig. 4.33. La optimización del modelo

de un arreglo de anillos ranurados con carga no pudo alcanzar tales respuestas, pero de haberlo hecho la estructura que utilice en sus capas ese arreglo de anillos logrará una banda de operación de va de 12 a 42 GHz aproximadamente. Las respuestas de la Fig. 4.30, vinculada a una capa de la nueva estructura de anillos interconectados, tiene una frecuencia de resonancia menor a la de la Fig. 4.33 (grafica izquierda) y la estructura que utiliza en sus capas esos anillos interconectados opera fácilmente en una banda que va de 11 a 46 GHz. Incluso puede operar hasta los 86 GHz con pocas modificaciones en los parámetros de la celda unitaria.

Por lo tanto, para construir un arreglo reflectivo de dos capas idénticas que opere un gran ancho de banda es necesario que cuente en cada una de sus capas un arreglo con frecuencias de resonancia espectralmente distanciadas en lo mayor posible. Cada frecuencia de resonancia corresponde a la dispersión que provoca la capa para dos ondas lineales y transversales entre sí.

Conclusiones

1) El arreglo de anillos ranurados con carga en el que existe contacto físico entre anillos cercanos tiene una buena estabilidad y eficiencia de conversión. Las pérdidas que introduce son menores a 1 dB en la banda de frecuencias de 11 a 43 GHz. Sin embargo, tal arreglo no permite la rotación de los anillos de las celdas, funcionalidad básica para operar como antena reflectiva tipo espirafase.

2) Se aprovechó el efecto de dispersión del arreglo que tiene sobre la onda incidente para usarlo como un dispositivo un polarizador conocido como twist polarizer. Tal dispositivo es capaz de reflejar ondas de polarización lineal y cambiar 90° la inclinación del plano de polarización. El arreglo de anillos ranurados trabaja con ondas de polarización lineal, sin embargo, comparte la característica operacional con el twist polarizer de añadir un desplazamiento de fase de 180° entre las componentes ortogonales del campo eléctrico reflejado.

3) La estructura doble capa de anillos interconectados es una modificación del arreglo de anillos ranurados con carga que contempla la conexión eléctrica que hay entre los anillos impresos de las celdas adyacentes. Esta nueva estructura genera corrientes eléctricas a lo largo del eje horizontal cuyo comportamiento no contempla el circuito equivalente que se venía manejando de modo que todas las optimizaciones se hicieron directamente al modelo físico mediante un proceso iterativo de pequeñas modificaciones a los parámetros físicos de la celda unitaria.

4) La optimización del modelo permitió definir los parámetros físicos de la celda unitaria para operar las diferentes bandas Ku, K, Ka, U y E. el más interesante de ellos, a mi parecer, fue la estructura operando en la banda Ka-U por introducir mínimas pérdidas de potencia. Tal arreglo asegura pérdidas de potencia menores a 0.11 dB en una banda de frecuencias de 29 a 59 GHz para una incidencia normal de la onda, lo cual habla de una eficiencia mayor a 97%. Además, permite amplios ángulos de incidencia con pérdidas cercanas a 0 dB; una banda de frecuencias de 37 a 62 GHz para 45° y de 41 a 63 GHz para 60° . Solamente se ve afecto el rendimiento de la estructura por una fluctuación casi puntal que hay dentro de la banda de operación. Esta pérdida de potencia se puntualiza alrededor de una frecuencia que, en comparación con el demás ancho de la banda operacional, es una pérdida mínima de banda.

5) Las características de reflexión de las capas que conforman la nueva estructura de anillos interconectados permiten saber el comportamiento necesario que deben tener las capas con elementos espirafase para diseñar una estructura doble capa capaz de operar en una gran banda de frecuencias. El comportamiento de reflexión que se requiere no puede ser cubierto por los anillos ranurados con carga pero puede haber otro tipo de elementos espirafase que si lo hagan. De esta forma, se crea una herramienta más de diseño que ayude al estudio y desarrollo de antenas reflectivas en arreglos de fase de banda ancha.

Referencias

- [1], S.R. Seshadri, "Polarization control by a twist reflector", *Journal of Applied Physics* (Volume: 70, Issue: 4), Agosto 1991, pp. 1952 – 1956.
- [2] O. B. Kesler, W. F. Montgomery, y C. C. Liu, "A millimeter-wave scanning antenna for radar application," *Proc. 1979 Antenna Applications Symposium*. Robert Allerton Park, Monticello, IL.
- [3] E. O. Houseman, Jr., "A millimeter wave polarization twist antenna," *Proc. IEEE 1978 AP-S Int. Symp.*, Washington, DC, pp. 51-52
- [4] D. K. Waiteo y J. F. Konieczyn, "Millimeter wave monopulse antenna with rapid scan capability," *Proc. IEEE 1979 AP-S Int. Symp.*, Seattle, WA, pp 477-480.
- [5] R. Kastner, "A spectral-iteration technique for analyzing a corrugated-surface twist polarizer for scanning reflector antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, (Volume: 30, Issue: 4), Julio 1982, pp. 673 – 676.
- [6] Te-Kao Wu y Darrell Helms, "Wide-angle-scanning polarization twister," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1983 (Volume: 21), Houston, Tx, USA, 23-26 Mayo 1983, pp. 429 – 431.
- [7] W. M. Shi, W. X. Zhang y M. G. Zhao, "Novel frequency-selective twist polarizer," *Electronics Letters* (Volume: 27, Issue: 23), Noviembre, 1991, pp. 2110 – 2111.
- [8] P. W. Hannan, "Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope," *IRE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP-9, no. 2, marzo, 1961, pp. 140-153.
- [9] J. D. Hanfling, G. Jerinic y L. R. Lewis, "Twist reflector design using E-type and H-type modes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vo. AP-29, No. 4, Julio 1981, pp. 622-628.

Conclusiones Generales

El desarrollo de arreglos reflectivos tipo espirafase es una alternativa a las antenas en arreglos de fase debido a su bajo costo, fácil fabricación y alta eficiencia. Este tipo de antenas tiene aplicación en sistemas de comunicación y sistemas de radar permitiendo el seguimiento o detección de objetos estáticos o móviles. El continuo estudio y desarrollo tanto de los arreglos de fase como de arreglos reflectivo de elementos espirafase buscan mitigar el problema del reducido ancho de banda. Este trabajo tuvo el propósito de obtener una banda amplia de frecuencias mediante la colocación de dos o más capas de anillos impresos. Las conclusiones principales de este trabajo son las siguientes:

1) El arreglo reflectivo de una sola capa basada en anillos ranurados con carga es capaz de operar en una banda de frecuencias de 17 a 40 GHz, frecuencias que pertenecen a la banda K y Ka. La estructura reflectiva doble capa basada en anillos ranurados con carga tiene un pequeño aumento en la banda de frecuencias, de 1 a 2 GHz. Sin embargo, las capacitancias parasitas existentes entre los anillos de diferentes capas crean una resonancia que se ve reflejada en la respuesta de la estructura. Tal efecto produce una caída pronunciada de potencia en la respuesta de la estructura en frecuencias dentro de la banda operacional. De no ser por tal interacción existente entre los anillos el arreglo sería capaz de mejorar el ancho de banda aumentando de 1 a 2 GHz la banda operacional.

2) El circuito equivalente para el arreglo reflectivo de dos capas basado en anillos ranurados con carga tiene una buena correspondencia con el comportamiento físico del arreglo solo si las dimensiones de la celda unitaria del arreglo no se alejan demasiado de los valores originales. Las discrepancias entre las características que se obtienen utilizando el modelo circuital y el modelo físico del arreglo se acentúan al intentar obtener una banda de operación mayor a 3:1 (12 a 40 GHz referidos a 1 dB de atenuación en la magnitud de la onda controlada). La frecuencia mínima de la banda operacional del modelo físico es correctamente trasladada a una frecuencia cercana a 12 GHz, lo cual no sucedió con la frecuencia máxima de la banda. La estabilidad en la respuesta del arreglo

no se mantiene hasta los 40 GHz, frecuencia máxima de diseño, llegando solamente hasta los 33 GHz. La limitación principal de diseño del arreglo de dos capas para una banda ancha es la imposibilidad física de alcanzar inductancias L y L_1 tan elevadas, resultado de la optimización del circuito equivalente. Para lograr tales valores inductivos es necesario reducir demasiado la anchura de los anillos (una diferencia entre r_1 y r_2 muy pequeña) y hacer más delgados los inductores de los anillos. La técnica de fabricación de circuitos impresos usado para crear el arreglo de anillos impresos sobre el sustrato impone una restricción de dimensiones de $70 \mu\text{m}$ como mínimo. Las dimensiones de los anillos e inductores se llevaron hasta ese límite sin poder alcanzar el ancho de banda deseado.

3) Los parámetros físicos de los anillos ranurados con carga están ligados entre sí, lo que no permite cambios drásticos en las dimensiones del arreglo. Mientras que en el circuito equivalente los elementos son ajustados libre e independientemente de los demás, las dimensiones de los anillos condicionan la variación que puedan tener las capacitancias e inductancias. Al hacer más delgados los anillos, el área de las placas del inductor que se forma en las ranuras de los anillos disminuyen, por ejemplo. Este condicionamiento es otra limitación importante de diseño que no permite alcanzar grandes anchos de banda de operación del arreglo.

4) El diseño contempló respuestas para diferentes polarizaciones lineales, una horizontal y vertical. Estas respuestas también están condicionadas una con otra, lo que no permite realizar un cambio en un parámetro físico sin que en las dos respuestas haya una variación también. Esto se debe a que ambas respuestas (coeficientes de reflexión) son producto de los mismos parámetros físicos. La inductancia L_1 se contempla solo en el circuito equivalente para la dispersión de la una onda polarizada horizontalmente. Sin embargo, se puede observar que el cuerpo del inductor crea una capacitancia extra para la dispersión de una onda polarizada verticalmente. Un elemento cuyo efecto se creía solo para la polarización horizontal también afecta la respuesta para una polarización vertical, lo que en conjunto lleva a discrepancias entre la respuesta teórica del circuito equivalente y la respuesta real del modelo físico.

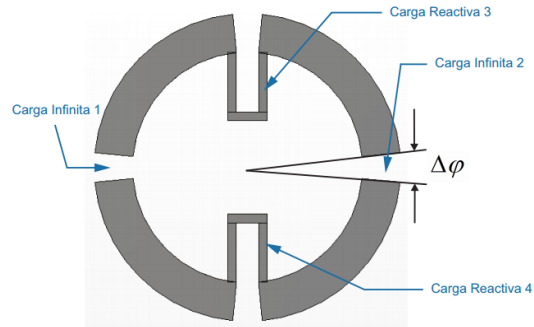


Fig. 1 Vista frontal de anillo. Cuerpo del inductor crea un par de placa paralelas vista para una polarización vertical.

5) Las mismas dificultades aparecen en el diseño de una estructura de tres capas sumándose una resonancia más provocada por la interacción entre los anillos de la segunda y tercera capa de anillos. Queda claro que la superposición de dos o tres capas no es una técnica eficaz para el aumento de ancho de banda para un arreglo reflectivo tipo espirafase, al menos no con este tipo de anillo como elemento radiante.

6) La estructura doble capa basado en anillos interconectados tiene una potencial aplicación como dispositivo polarizador; como twist polarizer. Este dispositivo es capaz de crear una onda de polarización lineal con una orientación ortogonal a una onda incidente. Se trata de un dispositivo pasivo que solo refleja el campo incidente cambia la orientación del campo eléctrico con 90° de giro. En la literatura consultada no se ha reportado algún twist polarizer con esa capacidad de funcionar en grandes rangos de frecuencia. Se crearon modelos de la celda unitaria para estructuras que operen en algunas de las bandas Ku-K-Ka-U. Un modelo más fue optimizado para operar en la banda Ka-U, específicamente de 27 a 59 GHz, asegurando pérdidas mínimas en la banda. La atenuación máxima de potencia dentro de esta banda es de 0.11 dB. Esto implica que la estructura pierde aproximadamente 2.2 % de la potencia onda incidente en generar un desplazamiento de fase de 180° entre los componentes ortogonales y reflejar una onda de polarización lineal con un giro de 90° . Esto se traduce en una eficiencia aproximada de la estructura de 97%. Este mismo modelo ofrece una banda de operación de 38 a 62 GHz con pérdidas de inserción menores a 0.1 dB para ángulos de incidencia de 45° .

7) Otros modelos fueron creados para trabajar en las bandas: Ku-K-Ka (11 a 46 GHz), K-Ka-U (15 a 64 GHz) y K-Ka-U-E (18 a 86 GHz) con pérdidas máximas por conversión de 1 dB. Las modificaciones en los parámetros físicos de la celda para cada uno de los modelos son viables para su construcción mediante la técnica de fotolitografía debido a la fácil configuración de los anillos.

8) El existente contacto que hay entre los anillos interconectados de la nueva estructura llamada de *anillos interconectados* permite conocer las características de resonancia que deben tener los elementos radiantes para formar parte de una estructura doble capa de banda ancha. Esto constituye un aporte importante con perspectivas futuras de investigación y desarrollo en el área de arreglos reflectivos tipo espirafase. Es posible crear arreglos de doble capa que operen en una banda hasta en una relación 4:1 con elementos radiantes apropiados que generen frecuencias de resonancia bastante distanciadas para las ondas de polarización lineal y trasversales. El reto será encontrar nuevas configuraciones de elementos radiantes que brinden tales características. Esa es la importancia de la estructura de dos capas con anillos interconectados porque deja ver la que posibilidad de creación de elementos con dos capas para banda ancha existe