



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

ANTENA LENTE BASADA EN ARREGLOS TIPO ESPIRAFASE

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. HUGO ENRIQUE MARTÍNEZ MARTÍNEZ

TUTOR:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

2013



Resumen:

En este trabajo se presenta la optimización y fabricación de la celda unitaria de un arreglo de antena lente basado en anillos ranurados con cargas con el objetivo de obtener un gran ancho de banda y obtener amplios ángulos de desvío del haz incidente, dicha optimización se basó en el circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con cargas y un modelo matemático desarrollado por el Dr. Ismael Martínez y el Dr. Oleksandr Martynyuk. Los resultados simulados de la optimización muestran un ancho de banda de 4GHz para una malla triangular a una frecuencia central de 36.5 GHz y ángulos de elevación de hasta 45° con pérdidas de conversión menores a 1.1 dB y polarización cruzada menor a -20 dB.

Se elaboraron 3 arreglos con 305 elementos cada uno distribuidos en una superficie circular de 9 cm de diámetro sobre un substrato dieléctrico con permitividad relativa de 2.9 y un grosor de 25 μm , se midieron los patrones de radiación y la polarización cruzada de cada arreglo, los resultados medidos fueron comparados con los obtenidos en la simulación.

Índice

Capítulo 1 Estado del arte.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Estado del arte del arreglo de antena lente.	1
1.3 Conclusiones:	14
Capítulo 2 Principio de operación del arreglo de antenas lente tipo Espirafase.....	17
2.1 Introducción.....	17
2.2 Principio de operación.....	17
2.2.1 Parámetros de dispersión del elemento que gira.....	17
2.2.2 Elementos desplazadores de fase ideales.....	21
2.2.3 Análisis de antena de arreglo lente tipo Espirafase	21
2.3 Circuito eléctrico equivalente de arreglo de antena lente.....	23
2.4 Conclusiones:	56
Capítulo 3 Optimizacipon del arreglo de antena lente tipo Espirafase.....	58
3.1 Introducción.....	58
3.2 Optimización del arreglo completo de cinco y siete capas.....	58
3.2.1 Celda unitaria.....	58
3.2.2 Desviación del haz.....	59
3.3 Conclusiones:	78
Capítulo 4 Resultados de Medición de la antena lente de cinco capas.....	80
4.1 Introducción.....	80
4.2 Diseño de arreglos de la antena lente.	80
4.2.1 Eficiencia de Spillover y Taper.	80
4.3 Fabricación.....	81
4.3.1 Construcción del arreglo de antena lente.....	83
4.4 Resultados de la verificación experimental.	84
4.5 Conclusiones:	88
Conclusiones Generales.....	90

Índice de Figuras:

Figura 1.1 Arreglo de antena lente reconfigurable planar de 6x6	2
Figura 1.2 Vista lateral y superior de un arreglo de antena lente multicapa de doble banda.....	4
Figura 1.3 Elementos de dobles anillos cuadrados de un arreglo de antena lente.....	6
Figura 1.4 Esquema de análisis de celda FSS.....	7
Figura 1.5 Estructura de cascada en 2D.....	10
Figura 2.1 Arreglo de antena lente basado en aperturas anulares con carga y elementos del arreglo de antena lente	18
Figura 2.2 Geometría del anillo y Celda de 10x10 elementos de doble capa.....	22
Figura 2.3 SSF tipo parche y SSF tipo apertura	24
Figura 2.4 Coeficientes de transmisión para las SSF tipo parche y tipo apertura	25
Figura 2.5 Arreglo periódico infinito de anillos con carga y circuito equivalente	26
Figura 2.6 Estructura multicapa y circuitos equivalentes	26
Figura 2.7 Modelo en líneas de transmisión para tres capas y diagrama de flujo	27
Figura 2.8 Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B=\pm 1$	29
Figura 2.9 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para tres capas.....	29
Figura 2.10 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 10 GHz.	30
Figura 2.11 Modelo en líneas de transmisión para tres capas con susceptancias diferentes y diagrama de Flujo	30
Figura 2.12 Modelo en líneas de transmisión para cinco capas y diagrama de flujo.	32
Figura 2.13 Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B=\pm 0.6180$:	34
Figura 2.14 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para cinco capas.....	34
Figura 2.15 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 10 GHz..	35
Figura 2.16 Modelo en líneas de transmisión para cinco capas con susceptancias diferentes y Diagrama de Flujo.	35
Figura 2.17 Modelo en líneas de transmisión para siete capas y diagrama de flujo.....	40
Figura 2.18 Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B=\pm 0.4450$	42
Figura 2.19 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas	42
Figura 2.20 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 10 GHz..	43
Figura 2.21 Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla rectangular de ancho de 1.1mm para $\Gamma_{\text{meta}}=0.2952$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	44

Figura 2.22 Coeficiente de reflexión para un anillo de malla rectangular de ancho de 1.1mm de cinco capas.....	45
Figura 2.23 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para cinco capas.....	45
Figura 2.24 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	46
Figura 2.25 Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla rectangular de ancho de 0.98mm para $\Gamma_{\text{meta}}=0.2172$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz	46
Figura 2.26 Coeficiente de reflexión para un anillo de malla rectangular de ancho de 0.98mm de siete capas	47
Figura 2.27 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas.	47
Figura 2.28 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	48
Figura 2.29 Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla triangular de ancho de 1mm para $\Gamma_{\text{meta}}=0.2952$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	49
Figura 2.30 Coeficiente de reflexión para un anillo de malla triangular de ancho de 1mm de cinco capas	49
Figura 2.31 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para cinco capas.....	50
Figura 2.32 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	50
Figura 2.33 Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla triangular de ancho de 0.97mm para $\Gamma_{\text{meta}}=0.2172$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	51
Figura 2.34 Coeficiente de reflexión para un anillo de malla triangular de ancho de 0.97mm de siete capas	51
Figura 2.35 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas.	52
Figura 2.36 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	52
Figura 2.37 Coeficiente de reflexión para una optimización de la estructura de cinco capas de longitudes diferentes.....	54
Figura 2.38 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión cercana a 180° para cinco capas.	54
Figura 2.39 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	55
Figura 2.40 Coeficiente de reflexión para una optimización de la estructura de siete capas de longitudes diferentes.....	55
Figura 2.41 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión cercana a 180° para siete c 6apas.	54

Figura 2.42 Onda controlada y no controlada de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.....	56
Figura 3.1 Estructura periódica infinita y celda unitaria mostrada en los puntos fghi con malla rectangular y con malla triangular	56
Figura 3.1.2 Configuración del arreglo periódico para $N_x=3$ y $N_y=1$	60
Figura 3.2 Anillo de malla rectangular de celda unitaria para un arreglo de cinco capas de ancho de 0.904mm; para un arreglo de siete capas se ocupa el mismo diseño con un ancho del anillo de 0.837mm.....	62
Figura 3.3 Estructura de cinco capas con un anillo de malla rectangular de 0.904mm y de longitud eléctrica de 90°	62
Figura 3.4 Estructura de siete capas con un anillo de malla rectangular de 0.837mm y de longitud eléctrica de 90°	63
Figura 3.5.a Optimización de un anillo de malla rectangular de celda unitaria para la frecuencia de operación de 36.5GHz y $\Gamma_{meta} = 0.2952$	63
Figura 3.5.b Coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas.....	64
Figura 3.5.c Diferencia de fase para un arreglo de cinco capas.....	64
Figura 3.5.d Ancho de banda para un arreglo de cinco capas	65
Figura 3.6.a Optimización de un anillo de malla rectangular de celda unitaria para la frecuencia de operación de 36.5GHz y $\Gamma_{meta} = 0.2172$	65
Figura 3.6.b Coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas	66
Figura 3.6.c Diferencia de fase para un arreglo de siete capas.....	66
Figura 3.6.d Ancho de banda para un arreglo de siete capas.....	67
Figura 3.7 Anillo de malla triangular de celda unitaria para un arreglo de cinco capas de ancho de 1.131mm; para un arreglo de siete capas se ocupa el mismo diseño con un ancho del anillo de 1.046mm.....	68
Figura 3.8 Estructura de cinco capas con un anillo de malla triangular de 1.131mm y de longitud eléctrica de 90°	68
Figura 3.9 Estructura de siete capas con un anillo de malla triangular de 1.046mm y de longitud eléctrica de 90°	69
Figura 3.10.a Optimización de un anillo de malla triangular de celda unitaria para la frecuencia de operación de 36.5GHz y $\Gamma_{meta} = 0.2952$	69
Figura 3.10.b Coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas.....	70
Figura 3.10.c Diferencia de fase para un arreglo de cinco capas.....	70
Figura 3.10.d Ancho de banda para un arreglo de cinco capas	71
Figura 3.11.a Optimización de un anillo de malla triangular de celda unitaria para la frecuencia de operación de 36.5GHz y $\Gamma_{meta} = 0.2172$	71
Figura 3.11.b Coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas	72

Figura 3.11.c Diferencia de fase para un arreglo de siete capas	72
Figura 3.11.d Ancho de banda para un arreglo de siete capas.....	73
Figura 3.12 Ángulo de escaneo y pérdidas de conversión para un arreglo de cinco y siete capas	77
Figura 3.12 Ángulo de escaneo y coeficiente de elipticidad para un arreglo de cinco y siete capas.	78
Figura 3.12 Ángulo de escaneo y pérdidas de retorno para un arreglo de cinco y siete capas	78
Figura 4.1 Máscara del arreglo de cinco capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_0=0^\circ$	82
Figura 4.2 Máscara del arreglo de cinco capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_0=20^\circ$	83
Figura 4.3 Máscara del arreglo de cinco capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_0=45^\circ$	83
Figura 4.4 Sección de un elemento de antena lente fabricado mediante litografía.....	84
Figura 4.5 Imagen del elemento de antena lente fabricado con zonas de sobre ataque del cobre por debajo de la máscara de fotoresist	84
Figura 4.6 Imagen de los arreglos de antena lente fabricados	85
Figura 4.7 Imagen del prototipo del arreglo de antena lente	85
Figura 4.8 Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_0=0^\circ$ y $\phi_0=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz	86
Figura 4.9 Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_0=20^\circ$ y $\phi_0=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz	86
Figura 4.10 Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_0=45^\circ$ y $\phi_0=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz	87

Índice de Tablas:

Tabla 2.1 Resultados del coeficiente de reflexión y la diferencia de fase para un arreglo de un anillo y dos anillos a una frecuencia de operación de 10GHz	23
Tabla 2.2 Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de tres susceptancias iguales	28
Tabla 2.3 Resultados obtenidos del modelado de un circuito de tres susceptancias diferentes.....	31
Tabla 2.5 Resultados obtenidos del modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución 2.....	36
Tabla 2.6 Resultados obtenidos del modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución 3.....	37
Tabla 2.7 Resultados obtenidos del modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución 4.....	38
Tabla 2.8 Resultados obtenidos del modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución 5.....	39
Tabla 2.9 Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de siete susceptancias iguales.....	41
Tabla 2.10 Resultados del ancho de banda y diferencia de fase de los diferentes anchos de los anillos de malla rectangular para cinco capas.....	43
Tabla 2.11 Resultados del ancho de banda y diferencia de fase de los diferentes anchos de los anillos de malla rectangular para siete capas	36
Tabla 2.12 Resultados obtenidos para arreglos de cinco y siete capas con mallas rectangulares y triangulares	53
Tabla 3.1 Resultados de las simulaciones de las variaciones de los anchos de anillos de 1mm, 2mm, 3mm y 4mm para estructuras de cinco y siete capas	61
Tabla 3.2 Resultados obtenidos para arreglos de cinco y siete capas con mallas rectangulares y mallas triangulares.....	73
Tabla 3.3 Valores de los ángulos de escaneo, conversión, coeficiente de elipticidad, pérdidas de retorno y polarización cruzada de una estructura de cinco capas	75
Tabla 3.4 Valores de los ángulos de escaneo, conversión, coeficiente de elipticidad, pérdidas de retorno y polarización cruzada de una estructura de siete capas	76
Tabla 3.5 Dimensiones físicas de la celda optimizada	79
Tabla 4.1 Medidas de eficiencia de spillover y taper para una corneta corrugada a un ángulo de 0°	81
Tabla 4.2 Ganancia teórica y medida de los arreglos para diferentes ángulos de elevación	88
Tabla 4.3 Pérdidas del arreglo de antena lente, debido a conversión, desviación del haz y errores de fabricación	89

CAPITULO 1.

ESTADO DEL ARTE.

1.1 Introducción

En los últimos años se han observado un creciente interés en la investigación de arreglos de fase ligeros y de bajo costo para aplicaciones de telecomunicaciones y de radar a frecuencias de microondas.

Las bandas de frecuencias de ondas milimétricas son muy atractivas para varias aplicaciones modernas tales como los enlaces punto a punto y punto-multipunto, sistemas de radar, incluidos los dispositivos para evitar colisiones, radio astronomía y comunicaciones satelitales. En estas frecuencias mayores a 30GHz, las lentes son aceptables en tamaño y peso para muchas aplicaciones.

Un método prometedor para obtener arreglos de fase de bajo costo y diseño simple es el desarrollo de arreglos de antenas lente pasivos planos operando a frecuencias de ondas milimétricas. En estas frecuencias debe ponerse especial atención en la reducción de pérdidas de inserción de arreglo de fase pasivo. Por lo tanto, debe realizarse una cuidadosa selección de la estructura del arreglo de antena lente.

1.2 El arreglo de antena lente.

Las antenas tipo lente constan de dos partes principales: la antena de alimentación que pueden ser cualquier otro tipo de antena (corneta, dipolos, antenas microcinta e incluso los arreglos de los elementos de las antenas) y la lente que previene que la energía se propague en direcciones no deseadas.

Existen principalmente dos diferentes diseños de lentes utilizados para la realización de diferentes objetivos. Las Canónicas (hiperbólica, elíptica, hemisférica) o antenas en forma de lente que se utilizan para colimar la energía radiada, o, bien las que dan forma al haz de radiación a los patrones requeridos. Las lentes cilíndricas y esféricas se utilizan sobre todo para la exploración de la luz, con posibilidad de alimentación simple o múltiple.

Las lentes pueden ser usadas para redireccionar, converger o divergir la radiación electromagnética. Para aplicaciones de microondas, las lentes son utilizadas a menudo para colimar la radiación desde la alimentación como parte de una antena de apertura eléctricamente grande. Las lentes dieléctricas se utilizan ampliamente en estructuras pasivas donde la curvatura del material dieléctrico crea el efecto de lente. Las lentes de arreglos de fase consisten en una serie de elementos activos y cada elemento contiene un radiador interior y exterior en la superficie, conectados por un desplazador de fase [1]. El efecto de lente es creado por los desplazadores de fase, al colimar la radiación desde la alimentación y dirigir el haz resultante en la dirección deseada.

Las Lentes dieléctricas han recibido mucha atención en la literatura, especialmente las lentes esféricas construidas obedeciendo la ley Lunebergs. Se pueden derivar los parámetros de este tipo de lentes de forma analítica, pero se ha demostrado que, por ejemplo, las lentes de Luneberg no necesariamente ofrecen un rendimiento óptimo en cuanto a la complejidad de la construcción [2].

Las Lentes cilíndricas y esféricas son atractivas porque permiten la emisión de varios haces, cada una de ellas procedentes de una alimentación primaria. Los haces pueden escanear si se mueve la antena de alimentación alrededor de la superficie de la lente o al cambiar entre una fuente y otra adyacente. Tales características de radiación son de particular interés para muchas aplicaciones, como el radar meteorológico Doppler, el sistema de aterrizaje de aviones o sistemas de imágenes en ondas milimétricas.

En el mundo investigador, en el ámbito de las antenas y los elementos radiantes, hay un especial interés por nuevas estructuras conocidas como arreglos de antenas lente. Dichas estructuras reemplazan y en su caso mejoran las prestaciones de estructuras tradicionales como pueden ser las lentes dieléctricas.

Un arreglo de antena lente, es esencialmente una lente de microondas discretizada, es una arquitectura práctica para lograr una alta directividad y baja complejidad en la implementación de una apertura reconfigurable. Los arreglos de antenas lente fijos se han estudiado durante muchos años [3, 4, 5]. Para un arreglo de antena lente reconfigurable, el reto es lograr una amplia gama de fase ajustable para cada elemento mientras se mantiene la pérdida de inserción mínima a través de la estructura; también es importante reducir la reflexión en la entrada de la lente. Como se ha señalado por los autores, uno de los retos más importantes es la complejidad en el proceso de fabricación. Por lo tanto, esto motiva el diseño de un elemento de tipo de antena lente fácil de fabricar que cuente con una amplia fase.

En [6] se presenta el diseño y caracterización experimental de un arreglo de antena lente reconfigurable planar de 6×6 a 5.7 GHz. En primer lugar, se presenta el diseño de los elementos del arreglo, que consta de dos diodos varactor cargados y acoplados por un diodo varactor de ranura cargado. El diseño consiste de una estructura de tres capas con la aplicación de antenas parche de dos ranuras acopladas. Los diodos varactor se utilizan para cargar los parches y la ranura para crear una estructura resonante de tercer orden. El elemento exhibe el comportamiento de un filtro sintonizable de tercer orden y alcanza 245° de fase con menos de 3 dB de variación en la magnitud del coeficiente de transmisión en el rango de ajuste. Este arreglo se muestra en la figura 1.1

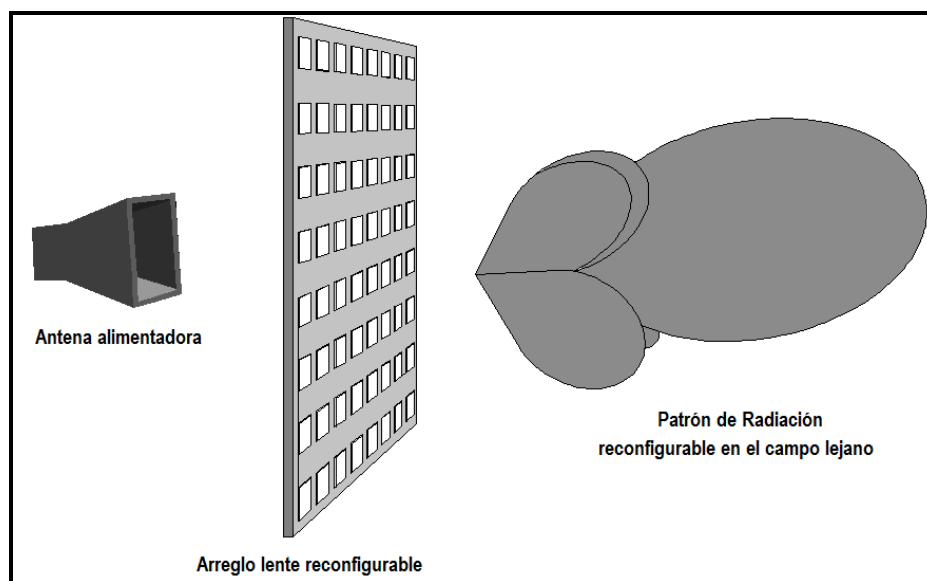


Figura 1.1. Arreglo de antena lente reconfigurable planar de 6×6 .

A continuación, se describe el diseño y la fabricación de un arreglo planar, y el esquema de polarización del varactor se discute a detalle. Es el primer arreglo tipo lente demostrado experimentalmente donde cada elemento puede ser ajustado individualmente y con formación del haz en dos dimensiones. Requiere sólo dos capas microstrip sin conexiones entre capas, este diseño es un candidato de bajo costo y fácil fabricación para formación del haz reconfigurable de alta ganancia. Además, este diseño logra una respuesta multipolo ajustable con un espesor mínimo. Tal como lo menciona el autor; el trabajo futuro se centrará en mejorar el rango de ajuste de fase de los elementos unitarios, que está limitada por la pérdida de los diodos varactor en el diseño. Aunque es poco probable que la pérdida de resistencia de los diodos puedan ser eliminados, diferentes posiciones de los diodos puede disminuir la pérdida. También se propone reducir los dos voltajes de control por un voltaje por elemento, ya que la complejidad de polarización aumenta rápidamente a medida que aumenta el tamaño del arreglo.

De modo genérico, una estructura de tipo antena lente deriva de una idea sencilla, aunque no fácil de desarrollar: se recibe una determinada señal (en nuestro caso una onda electromagnética con características determinadas en cuanto al frente de onda, frecuencia, etc.), se procesa dicha señal (en esta etapa se puede pensar en un simple cambio de fase de la señal o por el contrario en un procesamiento avanzado de la señal), y se retransmite la señal procesada. A este respecto, un arreglo de antena lente consiste en tres estructuras bien diferenciadas: una primera parte de recepción de la señal, una parte de proceso de la señal recibida y finalmente una etapa de transmisión de esa señal procesada. Aunque en una fase de configuración de salida un comportamiento del dispositivo de antena lente sería similar a la obtenida con un arreglo reflectivo, el arreglo de antena lente ofrece la ventaja de eliminar el bloqueo de alimentación [7].

Existen diferentes modelos de estas estructuras en la bibliografía actual. Los enfoques explicativos de D.T. McGrath y Z. Popovic, por separado, son muy interesantes. En algunos artículos se presentan estructuras de lentes (recepción-transmisión) activas o pasivas con un esquema multilóbulo, según la cual dependiendo de la posición del transmisor con respecto a la lente tendremos un ángulo de salida distinto. En el caso de recepción sucede lo mismo.

De la literatura al respecto se desprende que el modelo más común supone, en general, un arreglo de elementos radiantes como etapa de transmisión y de recepción y una etapa central que contendrá todos los elementos correspondientes a la manipulación de la señal. Según este último punto, dependiendo de los elementos utilizados, hablaremos de antenas activas, si suponen circuitería con componentes activos, o bien de antenas pasivas en el caso de utilizar únicamente componentes de tipo capacitivo, inductivo o resistivo. En este último caso, para arreglos de antenas lente, podríamos hablar de una antena recíproca, entendido esto como que las partes de transmisión y recepción son perfectamente intercambiables.

Las lentes tradicionales desarrolladas hasta la fecha en la literatura, como las lentes dieléctricas son demasiado pesadas y con pérdidas, lo que los hace sensibles a la frecuencia y también introduce efectos de sombra. Además, se requiere que por lo menos una de la superficie de la lente sea curva haciendo difícil la fabricación, una vez más, particularmente para las aberturas grandes. Las estructuras de arreglos de antenas lente son adecuadas para la mayor parte de estas limitaciones [8].

Se ha comenzado a investigar la posibilidad de utilizar la tecnología en el diseño de antenas lente con el fin de lograr estructuras de lentes planos [9]. Una estructura de múltiples capas

compuestas de substratos dieléctricos, en la que los dipolos o dipolos cruzados de diferentes tamaños han sido grabadas, se puede utilizar para dar forma a la fase del frente de onda incidente. La separación entre las capas y el tamaño de los elementos se han optimizado para maximizar la transmisión a través de la estructura. Se han introducido arreglos de antenas lente de una sola banda y doble banda con esta tecnología. La Fig. 1.2 muestra un lado y los puntos de la vista superior de la estructura. Una vez más, un punto focal específico se puede lograr simplemente para cada banda, que está en contraste con el complicado diseño y procedimiento de fabricación que se requieren para realizar lo mismo con las lentes convencionales.

Recientemente, se utilizan elementos de circuito en el diseño de arreglos de antenas lente para mejorar el ancho de banda de estas antenas.

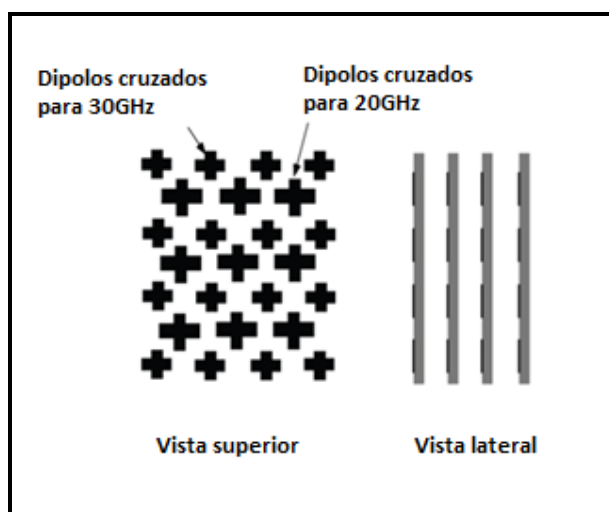


Figura 1.2. Vista lateral y superior de un arreglo de antena lente multicapa de doble banda.

En [10] se presenta un desarrollo de lente activa con el comportamiento de un arreglo de antena lente, de importancia en lo que el análisis de este tipo de estructuras se refiere, y todas las diferentes partes que los constituyen, principalmente amplificadores (LNA) en la etapa de procesamiento. Además, algunas arquitecturas para los módulos de transmisión / recepción asociados con arreglos de antenas relativamente grande. Estas arquitecturas se distribuyen en el transmisor y el receptor, y las señales se acoplan a los amplificadores distribuidos a través del espacio libre a ambos lados de la radiación y la alimentación. Una variedad de prototipos se presentan, para la banda X y Ka, con el sistema de procesamiento adecuado y los circuitos correspondientes. Se discuten algunos de los principales problemas de estas estructuras, como son el aislamiento entre las interfaces y la eficiencia de la lente en función de la transmisión y recepción del número de elementos del arreglo.

En algunos artículos [11] y [12] se presentan novedades de importancia, se refieren a los elementos radiantes empleados (parches, parches apilados, etc.), así como la forma de excitación (vías, acoplamientos con ranuras, etc) y en la forma de transmitir la señal. Además, aunque en muchos casos los arreglos de antenas lente ofrecen un arreglo regular para el muestreo de la onda, es posible configurar la forma de los arreglos para el muestreo de la onda de manera que las propiedades de la señal recibida se cambien no sólo por el procesamiento de la interfaz, sino también por el muestreo de la onda en particular. En [8] se dan las ecuaciones de la lente para tal fin. En [13] algunas restricciones existentes en el diseño son visibles (por ejemplo, el aislamiento entre las interfaces). Uno de ellos se encuentra cuando se trata del acoplamiento de los parches: cuando en [7] los autores tratan de diseñar un

arreglo de antena lente utilizando este tipo de acoplamiento, no se encontraron soluciones adecuadas a causa de los modos de excitación de la guía de onda de placas paralelas que resulta de la presencia de los dos planos de tierra necesaria en esta configuración.

En [14] se presenta un arreglo de antena lente basado en arreglos tipo espirafase multicapa con anillos ranurados con carga. Estos arreglos de antenas se construyen de tal manera que la incidencia normal de la onda polarizada circularmente se convierte en una onda transmitida viajando en una dirección deseada. Esto demuestra que la dirección de propagación de la onda transmitida puede ser efectivamente cambiada por la posición correcta de las cargas. Un arreglo periódico infinito de anillos ranurados es bien conocido como superficie selectiva de frecuencia (FSS) [15]. La principal propiedad de esta superficie FSS es el comportamiento resonante del coeficiente de reflexión. La resonancia se produce cuando el perímetro promedio de los anillos ranurados es aproximadamente igual a la longitud de onda λ . En la frecuencia de resonancia esta superficie FSS es transparente a la incidencia normal de la onda. En este caso se puede considerar un circuito equivalente que incluye una línea de transmisión y un circuito resonante paralelo.

Se obtuvo que el efecto que el ángulo de incidencia tiene en el ancho de banda de un radio axial de 3dB muestra que las pérdidas de transmisión de la estructura aumentan como el ángulo de incidencia aumenta. También se muestra la diferencia de fase entre los dos coeficientes de transmisión del campo eléctrico como una función del ángulo de incidencia. Con el incremento del ángulo de incidencia la diferencia de fase incrementa también y el ancho de banda de un radio axial de la onda polarizada circularmente transmitida decrece. Con el incremento de las pérdidas de transmisión y la diferencia de fase el ancho de banda de un radio axial de la señal polarizada circularmente transmitida decrece [15].

También en [15] se presenta el diseño de un FSS de doble capa la cual puede producir una diferencia de fase cercana a 180 grados. La señal polarizada circularmente se invierte debido al cambio de fase de 180 grados, y se demuestra que la señal de salida polarizada circularmente puede ser en fase avanzada o fase retardada de 180 grados sobre la rotación de los elementos que componen la estructura.

Esta característica permite que la superficie actúe como un desplazador de fase espacial. La capacidad de orientación del haz de un arreglo de 10 x 10 de tales elementos son demostrados en este artículo. Aquí los elementos individuales que comprenden el arreglo se rotan con respecto a los demás con el fin de generar un cambio de fase progresivo. Con este arreglo se demuestra que es capaz de dirigir un haz de -40° a 40° .

En este artículo se han encontrado que en esta estructura de dos placas se tiene una pérdida de potencia del 40% y con un coeficiente de transmisión del 0.7. Lo cual presenta un reto y que será el motivo principal de nuestro trabajo de tesis el atacar este problema. Lo que se buscará como objetivo principal es optimizar un arreglo lente tipo espirafase en donde podamos reducir la reflexión en comparación de lo que se presenta en [15].

Cabe señalar que para el diseño de nuestra antena lente tipo espirafase es importante lograr una alta directividad y una baja complejidad en la implementación de una apertura reconfigurable, este tema es muy importante al analizar el elemento del celda unitaria con las dimensiones optimizadas para demostrar que con nuestro diseño es más fácil la reconfigurabilidad comparado con los demás autores.

En [9] se discute un arreglo de antena lente de banda ancha usando elementos de dobles anillos cuadrados, en donde se presenta, como una opción para superar la limitación de ancho de banda y reducir al mínimo el espesor de la antena, este documento presenta un arreglo de antena lente operando a los 30 GHz.

Para aumentar el cambio de fase que se puede obtener a partir de este elemento, se añade un segundo anillo concéntrico, como se muestra en la figura. 1.3. La adición del segundo anillo presenta una segunda frecuencia de resonancia y por lo tanto permite un mayor cambio de fase total que se obtiene de este elemento mediante el aumento de la pendiente de la fase en función de la curva de frecuencia entre las dos resonancias [16]. Este aumento en el cambio de fase es importante, ya que menos capas, estarán obligados a lograr la plena cobertura de 360° y el grosor de la antena, el peso, el costo y la complejidad de fabricación son en consecuencia menores. Sin embargo, el anillo interior también introduce una mayor complejidad en el diseño ya que ahora hay dos frecuencias de resonancia donde la magnitud del coeficiente de transmisión es pobre, y que debe evitarse en el diseño de la celda unitaria. En la optimización de la posición de las dos resonancias, por lo tanto, el mayor grado de libertad se puede usar para encontrar el mejor equilibrio entre el cambio de fase y el ancho de banda y la magnitud del coeficiente de transmisión.

Las medidas de la ganancia a 30GHz de 28dB corresponden a una eficiencia de radiación de 41%, y el nivel del primer lóbulo es cercano a -17dB por debajo del pico principal. Se encontró que el ancho de banda con una ganancia de 1dB es de 2.25GHz, o 7.5%.

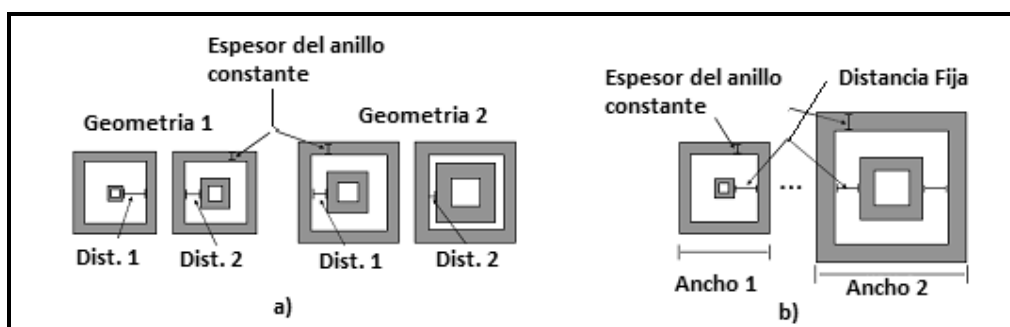


Figura 1.3 Elementos de doubles anillos cuadrados de un arreglo de antena lente. a) Distancia variable y b) Ancho variable.

Es fundamental la elección de una arquitectura adecuada para la construcción de estos dispositivos, dadas las dificultades existentes al diseñar un esquema de arreglo de antena lente en lo que se refiere a aislamiento entre etapas. Es importante señalar que en el caso de lentes de transmisión/recepción, el procesado se realiza en cada dupla de elementos radiantes de forma independiente, con la complejidad que ello pueda suponer (desfase controlado electrónicamente, uso de diodos PIN, MEMs, amplificadores, etc.).

Los dispositivos de arreglos de antenas lente y reflectivos están muy relacionados, ya que comparten un gran número de principios de funcionamiento.

Para un arreglo reflectivo, el funcionamiento es análogo al de un arreglo de antena lente, excepto por el hecho de tener la misma interfaz para recibir y transmitir, en el caso de un arreglo reflectivo. En [17] se muestra un prototipo de arreglo reflectivo pasivo. El arreglo reflectivo se comporta como si se tratara de un reflector: cada elemento de la celda introduce el cambio de fase necesaria para generar una onda reflejada con características específicas en el frente de onda.

El efecto del retardo de fase para cada elemento radiante se puede conseguir de diferentes maneras. Encinar en [17] y [18], así como Pozar en [19], proponen la corrección de fase por medio de la variación en las dimensiones de los parches, utilizados como elementos radiantes. Al variar sus dimensiones, el punto de resonancia de trabajo se altera y la respuesta de fase se

modifica. Otra forma de obtener el cambio de fase requerido para cada elemento radiante es la introducción de una línea de transmisión abierta más allá de los parches, por lo que la señal pasa a través, se refleja y vuelve hacia el parche. La longitud de esta línea proporciona la fase deseada para cada celda [20].

Análisis y Caracterización Electromagnética

Los dispositivos tipo lente presentan una cantidad de componentes electromagnéticos y dispositivos que han de ser convenientemente caracterizados y diseñados, integrables en el dispositivo final, sin tener en cuenta su naturaleza activa o pasiva. Los elementos radiantes, líneas de transmisión, desplazadores de fase y todo el resto de los elementos tienen que ser analizados correctamente, desde el punto de vista electromagnético.

Las opciones en términos de posibles técnicas de estudio electromagnéticas son amplias, pero susceptibles de clasificarse en dos categorías: por un lado, el estudio electromagnético con el software de simulación comercial, ya sea para uso general o geometrías particulares, por otro lado, el software de simulación electromagnética desarrollado ad hoc por el autor, con el fin de analizar y diseñar las estructuras. Existen dos técnicas útiles para el análisis electromagnético:

Análisis Electromagnético con Modos Floquet y Matriz de Dispersión Generalizada (GSM)

Una gran cantidad de dispositivos de arreglos de antenas lente y reflectivos muestran una arquitectura plana para sus interfaces de radiación. Dependiendo de la arquitectura plana seleccionada y para un tipo particular de distribución (conjunto de parches alimentados mediante una línea acoplada, por ejemplo), es posible utilizar las técnicas de la expansión de onda para el análisis de superficies selectivas de frecuencia (FSS), por lo que se obtiene la respuesta electromagnética de la estructura. Si las condiciones de periodicidad se agregan, lo cual es deseable en el caso de estas estructuras, será posible completar la técnica de análisis añadiendo la excitación de los modos Floquet [21] [22].

En el análisis de la estructura por medio de esta técnica, se obtiene la matriz de dispersión generalizada de la estructura, que permite caracterizar completamente la estructura [23].

El análisis geométrico se presenta en la figura 1.4.

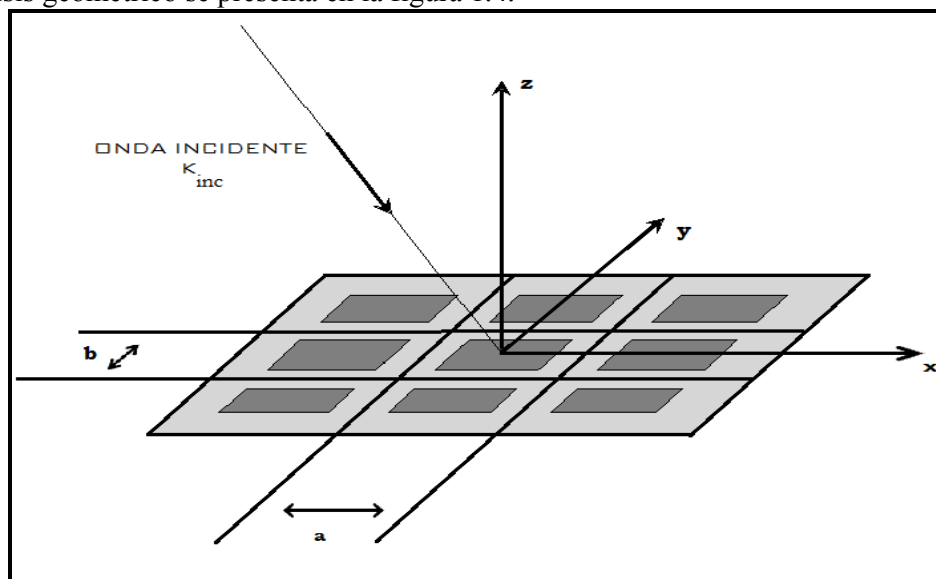


Figura 1.4 Esquema de análisis de celda FSS.

En [22] se presenta de forma clara un posible desarrollo de esta técnica. Para una mejor comprensión, es necesario comprender los principios del método electromagnético. En un principio, se asume para la excitación, un campo eléctrico incidente (normal a la onda incidente) como una expansión del modo armónico Floquet [24], en lugar de una onda plana única.

$$\vec{E}_E(x, y) = \sum_{l=1}^L [A_l^{TE} \vec{e}_l^{TE}(k_{xl}, k_{yl}) + A_{l+L}^{TM} \vec{e}_l^{TM}(k_{xl}, k_{yl})] \exp(jk_{xl}x + jk_{yl}y) \quad (1.1)$$

Donde los diferentes modos Floquet se dividen en TE o TM y se definen de la siguiente manera:

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

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

$$k_{xl} = \sqrt{\epsilon_{rl}} k_o \sin(\theta) \cos(\phi) + \frac{2m\pi}{a} \quad (1.4)$$

$$k_{yl} = \sqrt{\epsilon_{rl}} k_o \sin(\theta) \sin(\phi) + \frac{2n\pi}{b} \quad (1.5)$$

Los índices m y n se recombinan, produciendo l, mientras los modos TE y TM se piden por separado. El vector de propagación se debe determinar, en términos de la componente z.

$$k_{zl} = \sqrt{\epsilon_{rl} k_o^2 - k_{xl}^2 - k_{yl}^2} \quad (1.6)$$

El campo incidente (E_i) provoca una respuesta electromagnética en la estructura, es decir, un campo disperso (E_s). Teniendo en cuenta los efectos reales de la conductividad para metalizaciones:

$$\vec{E}_e(x, y) + \vec{E}_s(x, y) = Z_s \vec{J}(x, y) \quad (1.7)$$

Aplicando la transformada. El campo disperso se expresa como:

$$\vec{E}_S(x, y) = - \sum_{l=1}^L [\vec{G}(k_{xl}, k_{yl}) \vec{J}(k_{xl}, k_{yl})] \exp(jk_{xl}x + jk_{yl}y) \quad (1.8)$$

Donde G(k_{xl}, k_{yl}) es la función de Green para el dominio espectral, la cual es una función de interacción entre la distribución de la corriente sobre la estructura de un campo generado en el punto de observación. Atendiendo a [24], G(k_{xl}, k_{yl}) es definida, en notación diádica, como sigue:

$$\vec{\vec{G}}(k_{xl}, k_{yl}) = \begin{pmatrix} \vec{\vec{G}}_{xx}(k_{xl}, k_{yl}) & \vec{\vec{G}}_{xy}(k_{xl}, k_{yl}) \\ \vec{\vec{G}}_{yx}(k_{xl}, k_{yl}) & \vec{\vec{G}}_{yy}(k_{xl}, k_{yl}) \end{pmatrix} = \vec{\vec{G}}^* \begin{pmatrix} k_o^2 - k_{xl}^2 & -k_{xl}k_{yl} \\ -k_{xl}k_{yl} & k_o^2 - k_{yl}^2 \end{pmatrix} \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \quad (1.9)$$

$$\vec{\vec{G}}^* = \begin{pmatrix} \frac{-j}{\sqrt{k_o^2 - k_{xl}^2 - k_{yl}^2}} & \text{if } k_o^2 > k_{xl}^2 + k_{yl}^2 \\ \frac{1}{\sqrt{-k_o^2 + k_{xl}^2 + k_{yl}^2}} & \text{for the rest} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Una vez aquí, es fundamental para obtener la distribución de la corriente sobre la estructura. Esta distribución nos permite obtener el resto de los parámetros característicos de la estructura (campo generado, parámetros de dispersión (S), etc.). Para determinar la distribución de la corriente, se aplica el método de momentos (MoM), lo cual significa dividir la estructura en celdas y la distribución de la corriente como una sumatoria de las componentes de cada celda.

$$\vec{J}(x, y) = \sum_{p=1}^P C_p^P \vec{j}_x^p(x, y) + \sum_{q=1}^Q C_q^Q \vec{j}_y^q(x, y) \quad (1.11)$$

Aplicando el método de momentos MoM, con la condición de Galerkin (mismas funciones par las funciones base y las funciones de prueba), el problema a resolver es lineal, con 2xi ecuaciones, como sigue:

$$\begin{pmatrix} \langle \vec{J}_{xi}, \vec{E}_{inc} \rangle \\ \langle \vec{J}_{yi}, \vec{E}_{inc} \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{j}_x^{is} \cdot \vec{\vec{G}}_{xx} \sum_{j=1}^P \vec{j}_x^j & \vec{j}_x^{is} \cdot \vec{\vec{G}}_{xy} \sum_{j=1}^Q \vec{j}_y^j \\ \vec{j}_y^{is} \cdot \vec{\vec{G}}_{yx} \sum_{j=1}^P \vec{j}_x^j & \vec{j}_y^{is} \cdot \vec{\vec{G}}_{yy} \sum_{j=1}^Q \vec{j}_y^j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{xj} \\ C_{yj} \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

Y con esto, se determina la distribución de la corriente sobre la estructura.

Es muy importante verificar que el método es válido para un plano en 2D. Con el fin de evaluar una estructura plana con diferentes capas planas, cada superficie metalizada tiene que ser analizada por separado, con la cascada subsecuente de los diferentes resultados para cada superficie (GSM cascada) [23] para obtener el comportamiento global de la estructura, como se muestra en la figura 10.

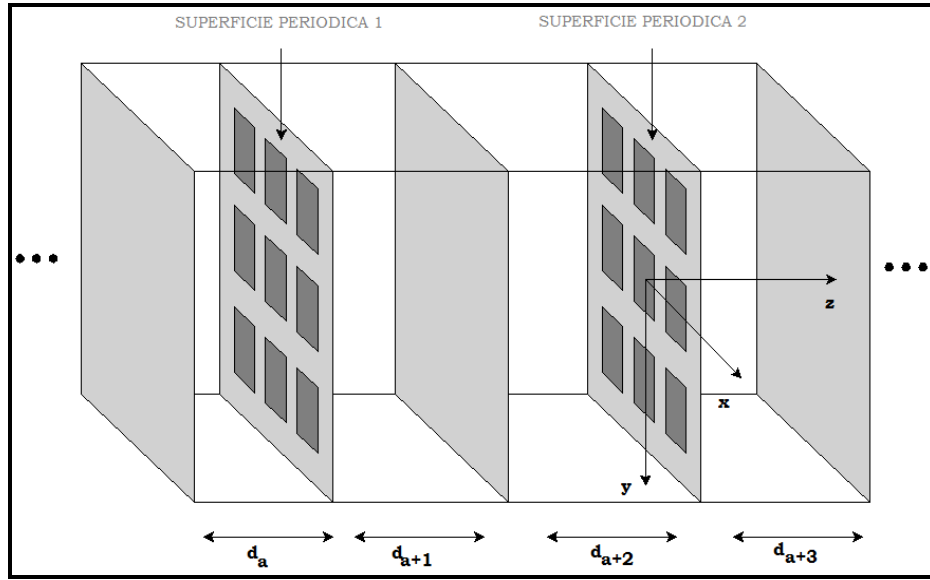


Figura 1.5 Estructura de cascada en 2D.

Análisis Electromagnético con la Ecuación Integral Potencial Mixta (MPIE)

Como se mencionó anteriormente, existen diversos métodos de análisis electromagnético. Un segundo método, es la Ecuación Integral Potencial Mixta (MPIE). Este procedimiento MPIE implica la aplicación del indicador de Lorenz cuando se trata de campos eléctricos o magnéticos y la obtención de las ecuaciones de Maxwell como las expresiones anteriores. Diferentes elecciones conducen a otros métodos (EFIE, etc.).

Cualquiera de los dispositivos electromagnéticos o estructuras radiantes pueden ser analizadas de manera precisa, tomando como base el electromagnetismo constitutivo de las ecuaciones de Maxwell. Con estas cuatro reglas electromagnéticas y el de la continuidad, la aplicación de las herramientas adecuadas del análisis vectorial, es posible determinar el comportamiento electromagnético de una determinada estructura, considerada como la relación entre la interacción electromagnética entre los elementos de la estructura y su geometría, para un modo de alimentación particular (Excitación de onda plana, excitación de un punto único, etc.).

Las ecuaciones de Maxwell ofrecen las siguientes relaciones del electromagnetismo constitutivo.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \quad (1.13)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.14)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \mu \vec{J} + j\omega\mu\epsilon \vec{E} \quad (1.15)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (1.16)$$

Estas ecuaciones juntan los campos eléctricos y magnéticos con sus fuentes y nos permite determinar el comportamiento del campo eléctrico y, por medio de este último, el campo magnético, o viceversa. Con estas ecuaciones, con un razonamiento adecuado, la aplicación de ciertas identidades vectoriales, las expresiones de campo eléctrico y magnético se obtienen, como se detalla a continuación.

Hay una tipo de relaciones vectoriales que son útiles para esta aclaración:

$$\nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (1.17)$$

$$\nabla \times \vec{N} = 0 \rightarrow \vec{N} = \nabla V \quad (1.18)$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} \quad (1.19)$$

La ecuación (1.17) permite reescribir la expresión (1.14):

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (1.20)$$

Donde A es conocido como el potencial vectorial magnético
Insertando (1.20) en (1.13), se obtiene la ecuación (1.21).

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \nabla \times \vec{A} \quad (1.21)$$

Reorganizando (1.21), obtenemos:

$$\nabla \times (\vec{E} + j\omega \vec{A}) = 0 \quad (1.22)$$

El resultado anterior nos indica la presencia de un campo vectorial irrotacional que, de acuerdo con (1.18), se puede expresar como un potencial de campo:

$$\vec{E} + j\omega \vec{A} = -\nabla V \quad (1.23)$$

Reorganizando (1.23) y (1.15), y combinando los resultados, tenemos que:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \times \vec{B} - \frac{1}{j\omega\epsilon} \vec{J} \quad (1.24)$$

Por otro lado, el uso de (1.20) y (1.24) permite reescribir la ecuación (1.15) en la forma:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \mu \vec{J} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{A} - j\omega\mu\epsilon \nabla V \quad (1.25)$$

En este punto, la tercera relación vectorial a destacar es aplicada, expresada en la ecuación (1.19).

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{A} - \nabla [\nabla \cdot \vec{A} + j\omega\mu\epsilon V] = -\mu \vec{J} \quad (1.26)$$

Hay una consideración adicional no despreciable con respecto a la ecuación (1.17) y (1.20). Cualquiera que sea el campo expresado como (1.27) genera el mismo campo, expresada en (1.20). El razonamiento de (1.28), utilizando (1.18), nos permite afirmar esta consideración.

$$\vec{A}' = \vec{A} + \nabla \Psi \quad (1.27)$$

$$\nabla \times \vec{A}' = \nabla \times (\vec{A} + \nabla \Psi) = \nabla \times \vec{A} + \nabla \times \nabla \Psi = \nabla \times \vec{A} = \vec{B} \quad (1.28)$$

Todo esto se traduce en la existencia de un grado de libertad en la definición y el origen de B y, en consecuencia, un grado de libertad establecido de una manera conveniente, después de nuestra elección. Al establecer este grado de libertad, la expresión A se puede definir, por lo que su valor viene dado por la divergencia (1.29).

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\mu\varepsilon V \quad (1.29)$$

Esta elección se conoce como condición de Lorenz o indicador (también erróneamente conocido como condición de Lorentz, como lo fue Ludvig Lorenz, y no Hendrik Lorentz, el autor de esta condición). Otras elecciones para este grado de libertad son condiciones de Coulomb, la condición de Weyl, etc.

Aplicando (1.29), se simplifica (1.26), como la condición que se elija.

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (1.30)$$

Es la expresión conocida como la ecuación de Helmholtz para un potencial vectorial A. De la misma manera, se busca una expresión equivalente para el potencial escalar V, atendiendo a la ecuación (1.16) con la ayuda de la expresión (1.23).

$$\nabla \cdot [-j\omega \vec{A} - \nabla V] = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1.31)$$

Lo que resulta en (1.32).

$$\nabla^2 V + j\omega \nabla \cdot \vec{A} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1.32)$$

Recordando una vez más la condición de Lorenz (1.29), se obtiene:

$$\nabla^2 V + \omega^2 \mu \varepsilon V = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1.33)$$

Es la expresión conocida como la ecuación de Helmholtz para el potencial escalar V. Con las ecuaciones de Helmholtz para el potencial escalar V (1.33) y el potencial vectorial A (1.30), que se deriva de los valores precisos de V y A. A partir de estos valores, atendiendo a (1.23) el valor del campo eléctrico en un punto determinado es fácil de obtener, producida por una fuente ubicada arbitrariamente.

Una de las maneras de resolver las expresiones (1.30) y (1.33) implica la suposición de fuentes puntuales. De esta manera, se obtiene:

$$\nabla^2 G_V(\vec{r}, \vec{r}') + \omega^2 \mu \epsilon G_V(\vec{r}, \vec{r}') = -\frac{\delta(\vec{r}, \vec{r}')}{\epsilon} \quad (1.34)$$

$$\nabla^2 \vec{G}_A(\vec{r}, \vec{r}') + \omega^2 \mu \epsilon \vec{G}_A(\vec{r}, \vec{r}') = -\mu \vec{I} \delta(\vec{r}, \vec{r}') \quad (1.35)$$

Donde $\vec{r}$ y $\vec{r}'$ son la posición del observador y la posición de la fuente, respectivamente. G_V y G_A son las funciones de interacción (funciones de Green) entre el punto de origen de la fuente y la posición del observador, asociados a los potenciales escalares o vectoriales, respectivamente. Las ecuaciones (1.34) y (1.35) tienen que verificar (1.32) y (1.33), para un conjunto completo de fuentes puntuales ubicadas arbitrariamente (la densidad de distribución de corriente $\vec{J}$ y la densidad de las cargas eléctricas ρ). De este modo, se verifica:

$$\vec{A} = (\vec{G}_A \otimes \vec{J}) \quad (1.36)$$

$$V = (G_V \otimes \rho) \quad (1.37)$$

Y finalmente el campo eléctrico:

$$\vec{E} = -j\omega(\vec{G}_A \otimes \vec{J}) - \nabla(G_V \otimes \rho) \quad (1.38)$$

Tomando el campo eléctrico, la derivación del campo magnético es inmediato, recordando las ecuaciones constitutivas (1.39) y (1.40). La ecuación (1.39), aplicado en la primera ecuación de Maxwell (1.13) se obtiene el campo magnético, como se expresa en (1.41).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.39)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (1.40)$$

$$\vec{H} = \frac{\nabla \times \vec{E}}{-j\omega\mu} \quad (1.41)$$

Una vez conocidas las expresiones de los campos eléctricos y magnéticos, se aplica a un problema convencional: la obtención del comportamiento electromagnético de una estructura particular, en términos de su excitación. Cualquier problema electromagnético, como el presentado, implica la existencia de un campo de excitación, así como un campo disperso debido a la respuesta del campo de excitación de la estructura (teniendo en cuenta la superficie metálica con una conductividad infinita (σ), en (1.42), sin pérdidas). Por lo tanto, el problema a resolver se reduce a resolver las ecuaciones de continuidad en las superficies, (1.43).

$$Z_c = \frac{1}{\sigma \delta} = 0 \quad (1.42)$$

$$\vec{n} \times \vec{E} = \vec{n} \times (\vec{E}_e + \vec{E}_s) = Z_c \vec{J} = 0 \quad (1.43)$$

Es en este punto donde la expresión conocida como Ecuación Integral Potencial Mixta (MPIE) aparece.

$$n \times \vec{E}_e = -n \times \left(j\omega \left(\vec{G}_A \otimes \vec{J}_s \right) + \nabla (G_V \otimes \rho_s) \right) \quad (1.44)$$

Los valores para G_V y G_A dependen de las condiciones de contorno (condiciones de frontera) que se aplican al problema: espacio libre, espacio libre sobre plano de tierra, placas paralelas. Una vez más, con la aplicación del método de momentos (MoM) con la suposición Galerkin [25], la ecuación integral se transforma en un problema lineal. Teniendo en cuenta una vez más una distribución de corriente en cada celda que configura la distribución de corriente de la estructura completa (1.11):

$$\vec{J}(x, y) = \sum_{n=1}^N C_n \vec{J}_n(x, y) \quad (1.45)$$

La introducción de (1.45) en la densidad de corriente, y la ecuación de continuidad (combinando (1.15) y (1.16)) en la densidad de carga, el último se puede expresar en términos de la primera:

$$j\omega \rho_s = \sum_{n=1}^N C_n (-\nabla \cdot \vec{J}_n(x, y)) \quad (1.46)$$

Añadiendo (1.45) a la densidad de corriente y (1.46) a la distribución de carga, se obtiene una nueva expresión para MPIE, en (1.47)

$$n \times \vec{E}_e = j\omega \sum C_m \int_{S_n} \vec{J}_n \vec{G}_A dS_n - \frac{1}{j\omega} \sum C_m \int_{S_n} \nabla \cdot \vec{J}_n G_V dS_n \quad (1.47)$$

Finalmente, con el MoM, el problema de la obtención de los coeficientes de densidad de corriente para cada celda se traduce en un sistema lineal que hay que resolver

$$\langle \vec{J}_n, \vec{E}_i \rangle = j\omega \sum C_m \int_{S_n} \vec{J}_n \int_{S_m} \vec{J}_m \vec{G}_A dS_m dS_n - \frac{1}{j\omega} \sum C_m \int_{S_n} \nabla \cdot \vec{J}_n \int_{S_m} \nabla \cdot \vec{J}_m G_V dS_m dS_n \quad (1.48)$$

Con la distribución de corriente, la derivación de los parámetros del circuito de la estructura es inmediata.

1.3 Conclusiones

1. A la fecha existe un gran interés en la investigación y desarrollo de arreglos de fase de bajo costo y diseño simple, para aplicaciones de telecomunicaciones y radar.
2. En la actualidad hay temas que deben ser tratados y puntualizados como posibles campos de interés y desarrollo, tales como superar la limitación de ancho de banda y reducir al mínimo el espesor de la antena; o bien, en el caso de nuestra arreglo de varias capas, el reducir el número de capas de tal manera que se pueda lograr la plena cobertura requerida, lo que traería una menor complejidad en la fabricación, un menor costo y peso.

3. Una alternativa atractiva para obtener este tipo de arreglos de fase es el desarrollo de arreglos de antenas lente pasivos planos operando a frecuencias de microondas.
4. Los arreglos de antenas lente tipo espirafase, basado en aperturas anulares con carga, representan una técnica efectiva de desplazamiento de fase que ofrecen un buen desempeño
5. Estos arreglos de antenas lente tipo espirafase representan un reto al buscar como objetivo principal el optimizar el arreglo de tal manera que podamos reducir la reflexión en comparación de lo que se presenta con otros autores.
6. Para el diseño de nuestra antena lente tipo espirafase es importante lograr una alta directividad y una baja complejidad en la implementación de una apertura reconfigurable, este tema es muy importante al analizar el elemento de celda unitaria. Con el modelo del arreglo finito es posible calcular los parámetros del arreglo de antena lente para diversos ángulos de exploración, además de optimizar la geometría del elemento del arreglo.
7. Los dispositivos de arreglo de antena lente objeto de este trabajo suponen todo un nuevo horizonte en lo que se refiere a modificación de los parámetros de radiación de una antena sin realizar ninguna manipulación sobre ésta. Su utilidad rebasa el ámbito de la reconfiguración del diagrama de radiación de antenas para ser de utilidad en lo que a procesamiento inteligente de señal recibida y a diagrama adaptativo se refiere.

Bibliografía

- [1] L. Schwartzman and L. Topper, "Analysis of phased array lenses," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 16, no. 6, pp. 628–632, Nov. 1968.
- [2] H. Mosallaei, Y. Rahmat-Samii, "Nonuniform Luneburg and Two-Shell Lens Antennas:
- [3] D. Pozar, "Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 2109–2111, Nov 1996.
- [4] Z. Popovic and A. Mortazawi, "Quasi-optical transmit/receive front ends," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 46, pp. 1964–1975, Nov 1998.
- [5] M. Bialkowski and H. Song, "A Ku-band active transmit-array module with a horn or patch array as a signal launching/receiving device," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp. 535–541, Apr 2001.
- [6] Jonathan Yun Lau and Sean Victor Hum. Analysis and Characterization of a Multipole Reconfigurable Transmitarray Element. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 1, January 2011
- [7] M. Barba, E. Carrasco, and J. A. Encinar, "A X-Band Planar Transmit-array," 30th ESA Workshop on Antennas for Earth observation, Science, Telecommunication and Navigation Space Missions, May 2008.
- [8] D. McGrath, "Planar three-dimensional constrained lenses," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 1, pp. 46–50, Jan 1986.
- [9] Colan G. M. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, Yahia M. M. Antar, Joey R. Bray, and A. Ittipiboon, "A Broadband Transmitarray Using Double Square Ring Elements," *Proceedings of ANTEM 2009*, Banff, Alberta, Feb. 2009.
- [10] E. Fotheringham, S. R'omisch, P. C. Smith, D. Popovic, D. Z. Anderson, and Z. Popovic, "A Lens Antenna Array With Adaptative Optical Processing," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, N. 5, May 2002.

- [11] F. Tsai and M. Bialkowski, "Investigations into the design of a spatial power combiner employing a planar transmitarray of stacked patch antennas," in *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 15th International Conference*, 2004.
- [12] K. Lam, S. Kwok, Y. Hwang, and T. Lo, "Implementation of transmitarray antenna concept by using aperture-coupled microstrip patches," in *The 1997 Asia Pacific Microwave Conference*, 1997.
- [13] M. Barba, E. Carrasco, and J. A. Encinar, "Suitable Planar Transmit-arrays in X-Band," *EuCAP*, November 2006.
- [14] Alexander E. Martynyuk, José I. Martínez López and Ninel A. Martynyuk. "Multilayered Antenna Arrays Based on Loaded Ring Slot Resonators" *IEEE* 2002
- [15] Matthias Euler and Vicent F. Fusco. "Frequency Selective Surface Using Nested Split Ring Slot Elements as a Lens With Mechanically Reconfigurable Beam Steering Capability". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No 10, October 2010. pp. 3417-3421
- [16] M.R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, "A broadband reflectarray antenna with double square rings," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 7, pp. 1317-1319, July 2006.
- [17] J. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001.
- [18] J. Encinar and J. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2003.
- [19] D. Pozar, S. Targonski, and H. Syrigos, "Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, No. 2, February 1997.
- [20] M. Barba, E. Carrasco, J. Page, and J. Encinar, "Electronic controllable reflectarray elements in X band," *Frequenz*, 2007.
- [21] R. Mittra, C. Chan, and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, Dec 1988.
- [22] C. Wan and J. Encinar, "Efficient Computation of Generalized Scattering Matrix for Analyzing Multilayered Periodic Structure," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 11, pp. 1233–, Nov 1995.
- [23] T. Wu, *Frequency selective surface and grid array*. Wiley, 1995.
- [24] A. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas*. Wiley, 2006.
- [25] R. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. Wiley, 1993.
- [26] J. Vian and Z. Popovic, "Smart Lens Antenna Arrays," *IEEE Microwave Symposium Digest*, 2001.
- [27] D. Popovic and Z. Popovic, "Multibeam antennas with polarization and angle diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 651–657, May 2002.
- [28] P. Padilla de la Torre, M. Sierra-Castañer, M. Sierra-Pérez. *Design of a Double array Lens*. Universidad Politécnica de Madrid, ETSI Telecomunicación C-415., 28040 Madrid (Spain).

Capítulo 2. Principio de Operación del arreglo de Antenas Lente tipo Espirafase.

2.1 Introducción:

El siguiente capítulo tiene como principal objetivo introducir la antena lente tipo espirafase basado en aperturas anulares con cargas con el propósito de obtener antenas reconfigurables de banda ancha y con el sector de escaneo amplio.

Se describe el principio de operación de esta antena y así mismo la teoría de las superficies selectivas de frecuencia que serán la base para el desarrollo de nuestro diseño. También se plantean los modelos en teoría de circuitos de cada uno de las estructuras a desarrollar en las que se optimizará el arreglo de antena lente a fin de obtener las mejores características de transmisión y reflexión de nuestro arreglo.

2.2 Principio de operación

Las lentes pueden ser usadas para redireccionar, converger o divergir la radiación electromagnética. Para aplicaciones de microondas, las lentes son utilizadas a menudo para colimar la radiación desde la alimentación como parte de una antena de apertura eléctricamente grande. Las lentes dieléctricas se utilizan ampliamente en estructuras pasivas donde la curvatura del material dieléctrico crea el efecto de lente.

Un arreglo plano con elementos de desplazamiento de fase pasivo es conocido simplemente como un arreglo de lentes. La orientación rotacional de cada elemento puede proporcionar el desplazamiento de fase requerido por la polarización circular. Los elementos del arreglo deben ser diseñados de tal manera que la polarización circular cambie la onda electromagnética cuando pase a través de la lente. El desplazamiento de fase fijo de cada elemento crea una distribución de fase a través de la abertura del arreglo. Esta distribución de desplazamiento de fase tiene un efecto de lente si se aproxima el retardo de propagación debido a la forma de una lente dieléctrica.

Similar a cómo un arreglo reflectivo se aproxima a un reflector curvo, un arreglo de lente se aproxima a un material dieléctrico curvo. Es por esta razón que algunos autores se refieren a un arreglo de lente como un arreglo tipo transmitivo.

En condiciones específicas, la fase de una onda transmitida a través de un elemento de la lente puede ser desplazada por una simple rotación del elemento en el plano del arreglo. La onda incidente debe ser de polarización circular (CP), y la polarización debe cambiar a medida que pasa a través del elemento.

2.2.1 Parámetros de dispersión del elemento que gira.

Una estructura plana infinita compuesta de elementos periódicos en el espacio libre se muestra en la fig. 2.1 (a). Este arreglo de antena lente consiste de elementos de apertura colocados en los nodos de una malla rectangular de periodicidad invariable b_x y b_y a lo largo de las direcciones x y y , respectivamente. La geometría del elemento desplazador se muestra en la Fig. 2.1 (b). Este elemento contiene un resonador de apertura anular A con dos cargas. Los radios internos y externos de la apertura anular son r_1 y r_2 , respectivamente.

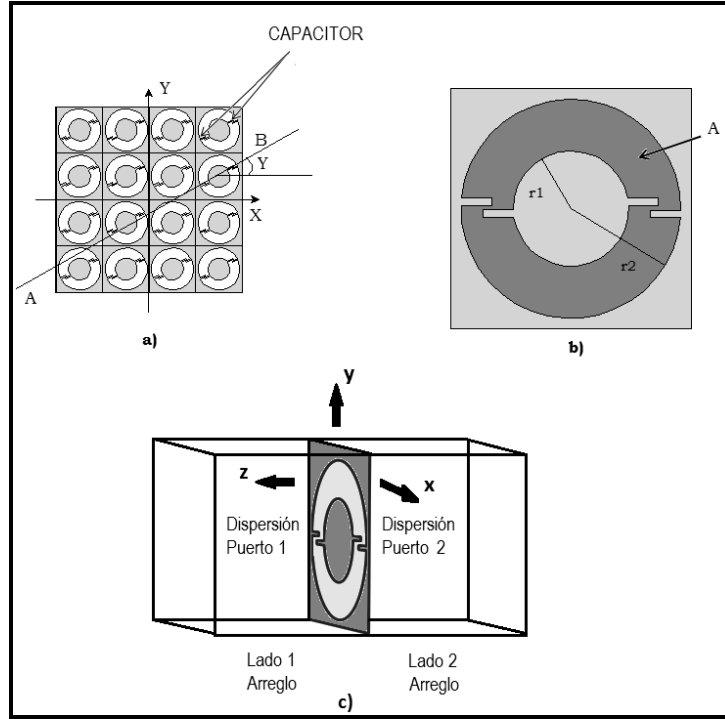


Figura 2.1: (a) Arreglo de antena lente basado en aperturas anulares con carga y (b), (c) elementos del arreglo de antena lente.

Las propiedades de reflexión y transmisión de esta estructura se pueden representar como una matriz de dispersión. Esta representación considera cada lado del elemento como un puerto a través del cual la energía de la onda puede entrar o salir del sistema y, además, en cada puerto la energía de la onda es típicamente descompuesta en un conjunto de modos (a menudo modos TE y TM). La matriz de dispersión modal relaciona las amplitudes modales saliendo de cada puerto a las amplitudes modales incidiendo en cada puerto.

Para una lente típica, sólo los parámetros de dispersión de los modos de propagación son requeridos, ya que el arreglo está lo suficientemente lejano de la alimentación. Si la periodicidad del arreglo infinito es menor que media longitud de onda, un modo de propagación TE y un modo de propagación TM puede dispersarse por cada puerto [1]. Inicialmente, la incidencia se limita a los modos de onda plana propagándose a lo largo del eje z. Para esta excitación, los dos modos que se dispersan de cada puerto son TEM, por lo que para mayor claridad estos se designan como modos de ondas polarizadas en x y polarizados en y. La ecuación que relaciona estas ondas es:

$$\mathbf{b}^{XY} = \mathbf{S}^{XY} \mathbf{a}^{XY} \quad (2.1)$$

Donde $\mathbf{a}^{XY}$ es un vector que representa la onda incidente, $\mathbf{b}^{XY}$ es un vector que representa la onda dispersa, y $\mathbf{S}^{XY}$ es la matriz de dispersión. El exponente XY refuerza que esta matriz de dispersión se refiera a los modos de ondas polarizadas linealmente. Si el elemento es simétrico respecto a los tres planos principales, la forma expandida de (2.1) es:

$$\begin{bmatrix} b_1^x \\ b_1^y \\ b_2^x \\ b_2^y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_x & 0 & T_x & 0 \\ 0 & \Gamma_y & 0 & T_y \\ T_x & 0 & \Gamma_x & 0 \\ 0 & T_y & 0 & \Gamma_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^x \\ a_1^y \\ a_2^x \\ a_2^y \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

El exponente de cada componente del vector designa los modos como ondas polarizadas ya sea en x o y. El subíndice de cada componente del vector indica que el puerto 1 es el puerto en +z y el puerto 2 es el puerto en -z del elemento. En la matriz de dispersión, Γ_x y Γ_y son los coeficientes de reflexión de las ondas polarizadas en x y y. Además dentro de esta matriz de dispersión T_x y T_y son los coeficientes de transmisión. Los zeros en la matriz de dispersión se deben a la simetría del elemento sobre el plano xz y el plano yz; ninguna energía se dispersa en los modos de polarización cruzada para los elementos ideales simétricos. Los coeficientes de reflexión en los puertos 1 y 2 son iguales debido a la simetría con respecto al plano xy. Cuando la estructura entera es rotada alrededor del eje z por un ángulo ϕ , la transformación de la matriz de dispersión es:

$$S_{\psi}^{XY} = [R_{\psi}^{XY}]^{-1} [S^{XY}] [R_{\psi}^{XY}] \quad (2.3)$$

Donde R_{ψ}^{XY} es una matriz de rotación

$$R_{\psi}^{XY} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \psi & \sin \psi \\ 0 & 0 & -\sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Otra matriz de dispersión puede ser definida, y es la que se refiere a los modos de la onda polarizada circularmente.

$$b^{CP} = S_{\psi}^{CP} a^{CP} \quad (2.5)$$

En una forma expandida, los componentes del vector son designados con un exponente que indica el lado de la polarización; l indica la polarización circular izquierda (LCP) y r indica la polarización circular derecha (RCP).

$$\begin{bmatrix} b_1^l \\ b_1^r \\ b_2^r \\ b_2^l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{lr} & S_{11}^{ll} & S_{12}^{ll} & S_{12}^{lr} \\ S_{11}^{rr} & S_{11}^{rl} & S_{12}^{rl} & S_{12}^{rr} \\ S_{21}^{rr} & S_{21}^{rl} & S_{22}^{rl} & S_{22}^{rr} \\ S_{21}^{lr} & S_{21}^{ll} & S_{22}^{ll} & S_{22}^{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^r \\ a_1^l \\ a_2^l \\ a_2^r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Por conveniencia matemática, las ondas en cada vector están ordenadas de manera que la componente que gira desde +x a -y precede a la componente que rota desde +x a +y. Así, la componente del vector a^{CP} y b^{CP} parecen estar fuera de orden cuando se designan como l y r. El exponente de cada parámetro de dispersión de la CP se designa en una forma similar al subíndice: por ejemplo S_{21}^{lr} se refiere al componente de dispersión del lado izquierdo en el puerto 2 a la componente incidente del lado derecho en el puerto 1. La matriz de dispersión

para los modos polarizados linealmente puede ser transformada en una matriz para los modos polarizados circularmente por:

$$\mathbf{S}_{\psi}^{\text{CP}} = [\mathbf{T}^{\text{XY} \rightarrow \text{CP}}] [\mathbf{S}_{\psi}^{\text{XY}}] [\mathbf{T}^{\text{XY} \rightarrow \text{CP}}]^{-1} \quad (2.7)$$

Donde $\mathbf{T}^{\text{XY} \rightarrow \text{CP}}$ es la transformación de coordenadas de vectores unitarios cartesianos a circulares.

$$\mathbf{T}^{\text{XY} \rightarrow \text{CP}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & 1 & j \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Mediante la combinación de (2.3) y (2.7), los valores de cada parámetro de dispersión de CP están determinados.

$$S_{11}^{lr} = S_{11}^{rl} = S_{22}^{rl} = S_{22}^{lr} = \frac{1}{2}(\Gamma_x + \Gamma_y) \quad (2.9a)$$

$$S_{12}^{ll} = S_{12}^{rr} = S_{21}^{rr} = S_{21}^{ll} = \frac{1}{2}(T_x + T_y) \quad (2.9b)$$

$$S_{11}^{rr} = S_{22}^{ll} = \frac{1}{2}(\Gamma_x - \Gamma_y)e^{+j2\psi} \quad (2.9c)$$

$$S_{11}^{ll} = S_{22}^{rr} = \frac{1}{2}(\Gamma_x - \Gamma_y)e^{-j2\psi} \quad (2.9d)$$

$$S_{12}^{rl} = S_{21}^{lr} = \frac{1}{2}(T_x - T_y)e^{+j2\psi} \quad (2.9e)$$

$$S_{12}^{lr} = S_{21}^{rl} = \frac{1}{2}(T_x - T_y)e^{-j2\psi}. \quad (2.9f)$$

Las formulas anteriores indican que cuando la antena elemental es girada, cuatro de los parámetros anteriores están en fase avanzada por el doble del ángulo de rotación, cuatro están en fase retrasada por el doble del ángulo de rotación, y ocho permanecen sin cambios. Las componentes de la fase son desplazadas debido a la polarización de anisotropía del elemento; estos son proporcionales a las diferencia entre T_x y T_y , o Γ_x y Γ_y . Los parámetros de dispersión que no hayan sido modificados por la rotación son iguales al promedio de T_x y T_y , o Γ_x y Γ_y .

2.2.2 Elementos desplazadores de fase ideales.

Para crear una lente de polarización circular utilizando un arreglo, cada elemento es requerido para alterar la fase de transmisión de los modos de polarización circular. El elemento de la lente pasiva ideal no tendrá reflexión.

$$\Gamma_x = \Gamma_y = 0 \quad (2.10)$$

Y sin pérdidas de transmisión

$$|T_x| = |T_y| = 1. \quad (2.11)$$

Además, la polarización de anisotropía eliminará los campos dispersos que no hayan sido modificados por la rotación.

$$T_y = -T_x^*. \quad (2.12)$$

Sí las propiedades de los elementos se ajustan a (10) – (12) entonces la matriz de dispersión es:

$$\mathbf{S}_{\psi}^{\text{CP}} = e^{j\angle T_x} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & e^{-j2\psi} \\ 0 & 0 & e^{j2\psi} & 0 \\ 0 & e^{-j2\psi} & 0 & 0 \\ e^{j2\psi} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La polarización circular incidente de un puerto de este elemento se dispersa desde el otro puerto como una polarización circular del lado opuesto y es desplazada en fase por una cantidad proporcional al ángulo de rotación del elemento. Cuando muchos elementos se combinan en un arreglo, el ángulo de rotación de cada elemento se puede seleccionar para proporcionar una distribución de desplazamiento de fase y por lo tanto las funciones del arreglo como una lente.

La derivación de S_ψCP considera un elemento contenido en un arreglo infinito de elementos idénticos, y requiere que la red del arreglo gire junto con el elemento. También solo considera la incidencia de costado. Cuando se utiliza en una lente, estas condiciones ideales no existen. Aunque el arreglo contiene elementos idénticos, el ángulo de rotación de los elementos vecinos cambiará su acoplamiento mutuo. Por lo tanto, un elemento ideal es uno que puede ser colocado en una red de un arreglo fijo, y este proporcionará un desplazamiento de fase que es proporcional a su ángulo de rotación, independientemente de la rotación de sus vecinos. Esto mantendrá un rendimiento aceptable a través del ancho de banda requerido y para la gama necesaria de los ángulos de incidencia.

2.2.3 Análisis del arreglo de antena lente tipo Espirafase usando elementos anidados de anillo ranurados

Una vez descrito el principio de operación de la antena lente que será motivo de nuestro estudio a partir de ahora y durante todo este trabajo. Se tiene como primer acercamiento a este arreglo, el análisis del trabajo realizado en [2]. Aquí se trata un arreglo de antena lente usando elementos anidados de anillos ranurados como una lente con capacidad de orientación de haz

reconfigurable mecánicamente. En este artículo se propuso un esquema en donde la dirección del haz se logra mediante la creación de una doble capa de superficie selectiva de frecuencia, SSF, cuyos elementos individuales se pueden girar uno respecto al otro. Y en este sentido una reconfiguración mecánica de la dirección del haz forma una lente.

La superficie se diseñó para ser orientada 0° en relación con una polarización circular incidente. La señal de polarización circular incidente resuelve la señal en dos componentes iguales. Alineadas a lo largo de la dirección vertical y horizontal. Si la FSS se avanza una fase de $+90^\circ$ y al mismo tiempo la otra fase retrasa la otra componente -90° mientras que al mismo tiempo se producen amplitudes iguales de salida y la señal de polarización circular se puede invertir.

Por lo tanto:

- 1) Las componentes de la onda de salida deben ser iguales $E_h = E_v$ a la salida del arreglo y;
- 2) Debe haber una diferencia de fase de 180° entre las dos componentes $\Phi_v - \Phi_h = 180^\circ$.

La transferencia del frente esférico de la fuente al frente plano de la lente se logra al rotar las posiciones de la ranura del elemento unitario. La fase se modifica a lo largo de la superficie de la lente siempre que una onda es adelantada 90 grados la otra es atrasada 90 grados para tener una diferencia de fase de 180° .

Ambos criterios se pueden hacer cumplir usando dos anillos ranurados en una configuración anidada. (Figura 2.2). Las dimensiones de estos anillos se seleccionan de manera tal que la componente de la onda incidente TE (en la dirección Y) hace que la ranura más larga exterior resuene ligeramente por debajo de la frecuencia central de operación para el polarizador, mientras que el componente de la onda TM (en la dirección X) hace que la ranura interior resuene a una frecuencia ligeramente superior al centro especificado de la frecuencia de operación.

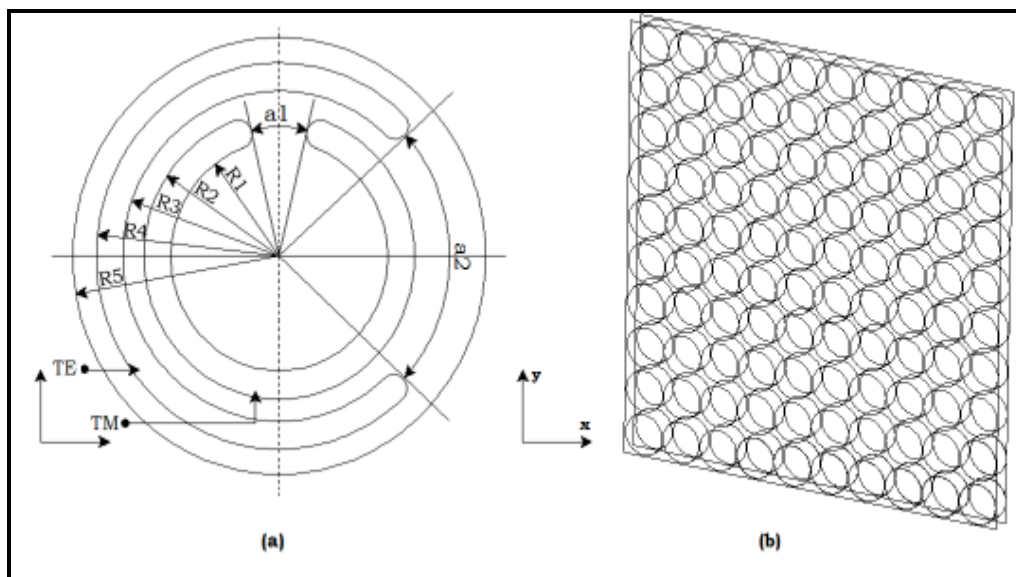


Figura 2.2. a) Geometría del anillo b) Celda de 10 x 10 elementos de doble capa.

En este diseño propuesto por Fusco, se realizó para diferentes ángulos de incidencia de 0° a 45° y se observó que con el incremento del ángulo de incidencia la diferencia de fase incrementa también y el ancho de banda decrece.

2.3 Circuito eléctrico equivalente del arreglo de antena lente.

Como primer paso se analizó y se simuló éste trabajo, con ayuda de un simulador electromagnético que nos describió el comportamiento de la lente. Debido a que el modelo presentaba un alto coeficiente de reflexión, se simplificó tratándolo como un modelo en teoría de circuitos que describiera el comportamiento de dicha lente, a fin de poder optimizar y reducir el coeficiente de reflexión.

Básicamente la idea fue tratar el modelo como un circuito abierto con un capacitor para modelar la componente de la onda incidente TE (en la dirección Y) y como un circuito cerrado con un inductor para modelar la componente de la onda TM (en la dirección X) a una frecuencia de operación de 10GHz para el anillo propuesto por Fusco.

Los resultados simulados nos muestran que el coeficiente de reflexión es muy grande para dicha frecuencia, aproximadamente 60% y el desplazamiento de fase es de 154.7°. Por lo tanto podemos concluir que el diseño de dos capas mostrado en este artículo no puede asegurar la fase diferencial de 180 grados sin tener reflexión.

Cabe señalar de manera importante que el diseño mostrado en la Figura 2.2b es un diseño que por su geometría finita tiene problema al no considerar el acoplamiento mutuo en los extremos de la estructura, esto afecta en la distribución de fase lineal. Esta distribución es necesaria para asegurar la formación de un frente de fase plano en la onda transmitida y así dirigir la onda a una dirección de propagación deseada.

El acoplamiento mutuo no puede ser ignorado, este afecta fuertemente las características de radiación y reflexión de los arreglos de fase. Además, en un arreglo de tamaño finito, los patrones de radiación y las características de reflexión de varios elementos dependen de su posición relativa dentro del arreglo. Ellos están influenciados fuertemente por la proximidad de un elemento en el borde del arreglo. Sin embargo, en el caso de grandes arreglos planos, la mayoría de los elementos del centro se comportan casi uniformemente y los aspectos importantes pueden ser aproximados por el comportamiento uniforme de los elementos de un arreglo infinito.

En la siguiente tabla se muestra los resultados obtenidos para cada una de las simulaciones hechas en una y dos capas bajo el modelo descrito anteriormente.

Resultados obtenidos para un modelo de una capa					
	Coeficiente de Reflexión Szmin(1),Zmin(1) y Szmin(2),Zmin(2)	Frecuencia de operación	Capacitancia [pF]	Inductancia [nH]	Diferencia de Fase
Simulaciones para 1 anillo	0.6179	9.8966GHz	0.06704299	3.85753059	76.3°

Resultados obtenidos para un modelo con dos capas						
	Coeficiente de Reflexión Szmin(1),Zmin(1) y Szmin(2),Zmin(2)	Frecuencia de operación	Longitud eléctrica	Capacitancia [pF]	Inductancia [nH]	Diferencia de Fase
Simulaciones para 2 anillos	0.77665	10.255GHz	83.31708	0.06704299	3.85753059	196.8°
Simulaciones para 2 anillos	0.584819	9.8477GHz	83.31708	0.05689	5.568	154.73°

Tabla 2.1. Resultados del coeficiente de reflexión y la diferencia de fase para un arreglo de un anillo y dos anillos a una frecuencia de operación de 10GHz.

De acuerdo a los resultados poco favorables que son presentados en la Tabla 2.1, se analizarán estructuras de tres, cinco y siete capas a fin de mejorar la respuesta de transmisión y reflexión de nuestro diseño. En este capítulo se diseñan desplazadores de fase de 180 grados basados en las superficies selectivas de frecuencia, es por eso que resulta conveniente tratar este tema,

La propuesta de desarrollo de arreglos de fase de alto desempeño y bajo costo se debe a la posibilidad de desarrollar un arreglo de antena lente basado en tecnologías de fabricación planares sobre un sustrato dieléctrico, además de la integración del desplazador de fase en cada uno de los elementos radiadores del arreglo y la utilización del principio espirafase que utiliza las ventajas de la polarización circular. La factibilidad de la integración de un desplazador de fase en cada elemento radiador está apoyada en el principio de cambio de fase que se utiliza en la antena tipo espirafase. En particular, la propuesta es adaptar este principio a resonadores anulares con carga para minimizar los errores de fase y proveer grandes ángulos de exploración.

Para esto, resulta necesario el estudio y análisis de estructuras periódicas planas que serán la base del arreglo de antena lente. Estas estructuras reciben el nombre de superficies selectivas de frecuencia (SSF).

El análisis y diseño de superficies selectivas de frecuencia ha recibido mucha atención en los últimos años debido a la variada gama de aplicaciones. Las propiedades especiales de estas estructuras han permitido aplicaciones muy útiles en el desarrollo de antenas debido a la característica de filtrado de frecuencias en el espacio [3].

Una SSF es un arreglo periódico bidimensional de parches conductores en un sustrato dieléctrico o aperturas sobre una pantalla metálica tal como se muestra en la Fig. 2.3. Para el primer caso la respuesta de la estructura es un filtro supresor de banda, mientras que para el segundo la respuesta es un filtro paso banda. El tamaño de los elementos junto con la periodicidad determina la respuesta en frecuencia del arreglo [4].

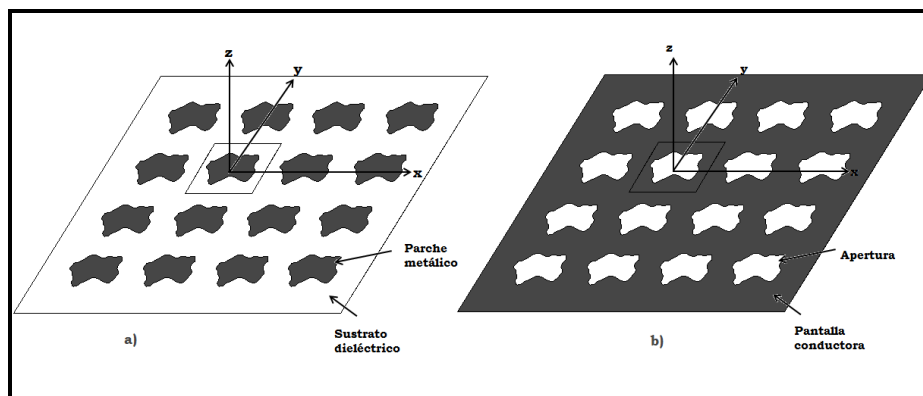


Figura 2.3 a) SSF tipo parche y b) SSF tipo apertura

Además, las capacidades de las SSF han sido amplificadas al integrarles dispositivos activos a la celda unitaria de la estructura periódica [5]. Tales elementos pueden permitir funciones de amplificación, mezcla, corrimiento de fase y oscilación, entre otras. Para el caso del control operativo del haz de una antena basada en una SSF es posible introducir elementos de impedancia variable que al ser controlada por un parámetro eléctrico permita tener el control externo del haz Referencia [6].

Las SSF se comportan básicamente como un filtro electromagnético pasivo. La Fig. 2.4a muestra una respuesta típica del coeficiente de transmisión de un arreglo de conductores. La estructura es transparente para las frecuencias que se encuentran dentro de su banda de paso, mientras que las ondas incidentes de las frecuencias que se ubican en la banda de rechazo son reflejadas. La resonancia se presenta debido a las corrientes inducidas en los elementos y la superficie actúa como una pantalla metálica en la frecuencia de resonancia. En el caso de una superficie de aperturas ahora su respuesta típica es la mostrada en la Fig. 2.4b. La fuerte concentración de campo en las aperturas a la frecuencia de resonancia determina una respuesta paso banda haciendo que la estructura sea transparente para la onda incidente a dicha frecuencia.

Los elementos están periódicamente arreglados en la superficie sobre una geometría definida por un enrejado que puede ser rectangular o triangular. Las dimensiones de la malla tienen un papel muy importante debido a que si los elementos están grandemente espaciados entonces aparecerán máximos secundarios de radiación. La frecuencia de resonancia está en función de la geometría y las dimensiones de cada elemento, asimismo, el dieléctrico que sirve como soporte de la estructura también tiene un efecto sobre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del arreglo [7]. Si se requiere mejorar el ancho de banda es posible colocar dos o más SSF.

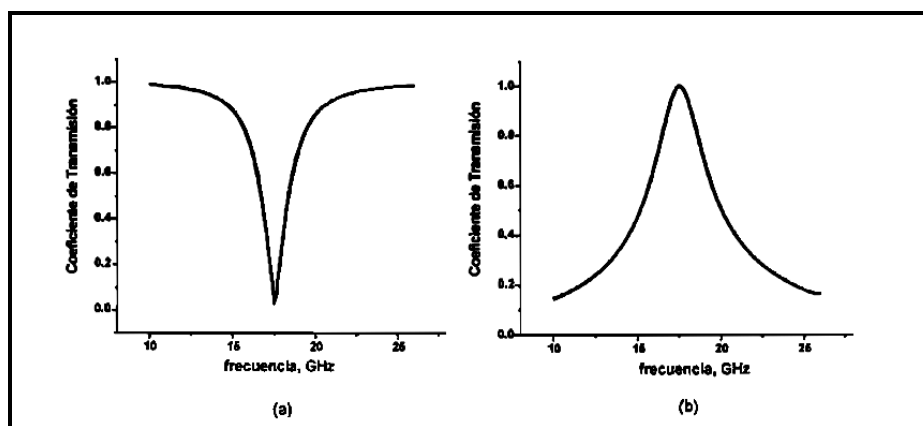


Figura 2.4 Coeficientes de transmisión para las SSF: a) Tipo parche, b) Tipo apertura.

La forma del elemento juega un papel importante en la SSF. El elemento debe soportar la polarización de la onda incidente y tiene mucha influencia en el desempeño del arreglo. Los parámetros principales son su nivel de polarización cruzada, su ancho de banda, su estabilidad de frecuencia de resonancia con respecto al ángulo de incidencia.

Una SSF que ofrece excelentes características es la que utiliza como elementos las aperturas anulares. Los resultados medidos para esta superficie muestran bajas pérdidas de inserción y bajo nivel de polarización cruzada [8]. Esta superficie permite ajustar su respuesta paso banda al modificar el ancho del anillo [9].

El presente trabajo trata de una FSS multicapa diseñada como un arreglo de antena tipo espirafase basados en anillos con carga. La principal propiedad de esta superficie FSS es el comportamiento resonante del coeficiente de reflexión. En la frecuencia de resonancia esta superficie FSS es transparente a la incidencia normal de la onda. En este caso se puede considerar un circuito equivalente que incluye una línea de transmisión y un circuito resonante paralelo.

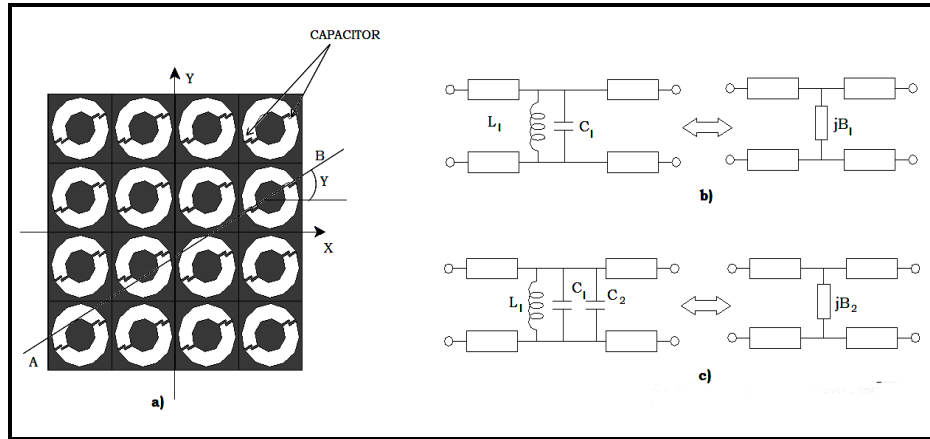


Figura 2.5. a) Arreglo periódico infinito de anillos con carga, b, c) circuito equivalente.

Ahora si asumimos que dos capacitores están conectados a cada resonador de anillo ranurado como se muestra en la figura 2.5a. La posición angular de los capacitores es igual para todos los resonadores y es determinada por el ángulo (γ). La presencia de los capacitores situados uniformemente no afecta la dispersión de la onda plana con el plano de polarización ortogonal a los ejes AB (Figura 2.5a). En este caso todavía podemos utilizar el circuito equivalente de la figura 2.5b. Sin embargo, la onda plana de polarización paralela a los ejes AB induce corrientes de microondas a los capacitores. Esto afecta a la reducción de la frecuencia de resonancia de los arreglos para esta polarización de la onda incidente. Por lo que es necesario modificar el circuito equivalente. Para esto se puede añadir una capacitancia C_2 en paralelo al circuito resonante para sí considerar la presencia de las cargas capacitivas. Figura 2.5c.

La estructura multicapa MLS que consiste en K arreglos idénticos de resonadores de ranura con carga uniforme es mostrado en la figura 2.6a.

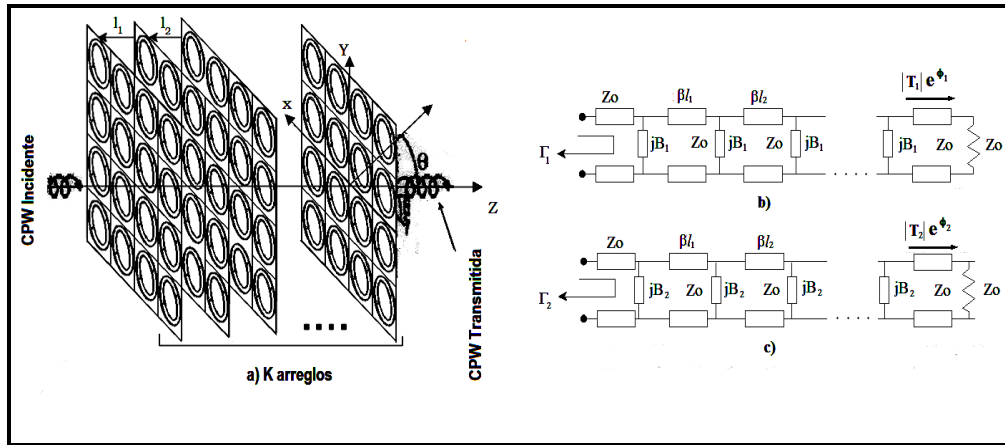


Figura 2.6. a) Estructura multicapa, b) Circuitos Equivalentes

La dispersión de la onda plana sobre esta MLS depende de la polarización de la onda. Por lo tanto uno puede construir dos diferentes circuitos equivalentes, cada uno de estos circuitos consiste en K circuitos resonantes paralelos separados por los segmentos de la línea de transmisión. (Figura 2.6b, c). Uno puede elegir una longitud eléctrica $B1$ y los valores de susceptancia $B1$ y $B2$ de tal manera que se cumpla que las magnitudes de los coeficientes de reflexión para ambos circuitos deben ser iguales a cero; y que las fases de los coeficientes de

transmisión deben tener una diferencia de 180 grados. Esto se explicara a detalle a continuación.

Debido a los pobres resultados obtenidos y comentados en el primer análisis, se seguirá con el análisis de estructuras de tres capas a fin de mejorar la respuesta en transmisión y reflexión; para esto se trato el modelo como el circuito de la figura 2.7 siguiente:

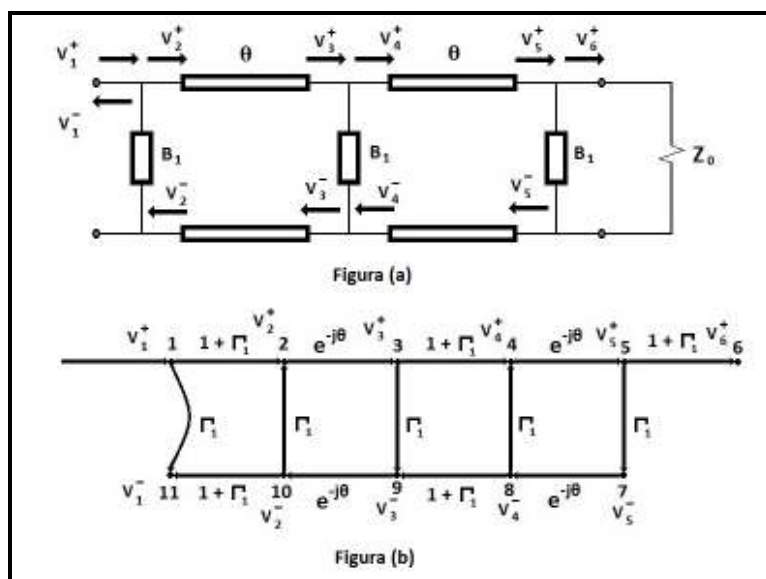


Figura 2.7 a) Modelo en líneas de transmisión para tres capas, b) Diagrama de Flujo

La Figura 2.7a muestra una línea de transmisión cargada con susceptancias en paralelo, jB . Las pérdidas de inserción que se presentan inherentemente, debido a la reflexión de la carga en paralelo, puede reducirse al separase las cargas por una longitud de la línea de $\lambda/4$. La figura 2.7b muestra el diagrama de flujo de la señal.

Para analizar este circuito se hizo uso de una técnica que es muy usada para el análisis de redes de microondas en términos de las ondas transmitidas y reflejadas. Esta técnica es conocida como Regla de Mason, con la cual obtenemos las relaciones entre variables dependientes e independientes en un circuito descrito en términos de su diagrama de flujo. Esta técnica se basa en encontrar las relaciones del circuito mediante trayectos de la señal entre sus ramas y nodos, calculando la función de transferencia.

Lo que se pretende es calcular las raíces del coeficiente de reflexión cuando este es cero y de esa manera calcular la admitancia normalizada, para obtener los valores de las susceptancias de cada uno de los elementos del circuito. Para esto se desarrollo un programa en Matlab que nos encontrará dichas raíces y a su vez los valores de las susceptancias normalizadas haciendo variar cada 5 grados la longitud eléctrica.

El primer ejercicio se realizó tal como se muestra en la Figura 2.7a, en donde todas las susceptancias son iguales, es decir modeladas como Γ_1 .

A continuación se presenta una tabla que muestra los resultados obtenidos para este circuito modelado cada 5 grados de longitud eléctrica.

	Raíces de los coeficientes de reflexión		Diferencia de Fase
	Tres Susceptancias iguales		
5	1.0000 +11.3864i	1.0000 +34.3338i	179.9
10	1.0000 + 5.5838i	1.0000 +17.1013i	180.0
15	1.0000 + 3.6004i	1.0000 +11.3278i	180.0
20	1.0000 + 2.5712i	1.0000 + 8.4188i	180.0
25	1.0000 + 1.9228i	1.0000 + 6.6552i	180.0
30	1.0000 + 1.4641i	1.0000 + 5.4641i	179.9
35	1.0000 + 1.1128i	1.0000 + 4.5997i	180.0
40	1.0000 + 0.8278i	1.0000 + 3.9392i	180.0
45	1.0000 + 0.5858i	1.0000 + 3.4142i	179.9
50	1.0000 + 0.3728i	1.0000 + 2.9836i	180.0
55	1.0000 + 0.1796i	1.0000 + 2.6212i	180.0
60	1	1.0000 + 2.3094i	180.0
65	1.0000 - 0.1708i	1.0000 + 2.0360i	180.0
70	1.0000 - 0.3362i	1.0000 + 1.7921i	180.0
75	1.0000 - 0.4994i	1.0000 + 1.5712i	180.0
80	1.0000 - 0.6628i	1.0000 + 1.3681i	180.0
85	1.0000 - 0.8288i	1.0000 + 1.1788i	180.0
90	1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 1.0000i	180.0
95	1.0000 - 1.1788i	1.0000 + 0.8288i	180.0
100	1.0000 - 1.3681i	1.0000 + 0.6628i	180.0
105	1.0000 - 1.5712i	1.0000 + 0.4994i	180.0
110	1.0000 - 1.7921i	1.0000 + 0.3362i	180.0
115	1.0000 - 2.0360i	1.0000 + 0.1708i	180.0
120	1.0000 - 2.3094i	1	180.0
125	1.0000 - 2.6212i	1.0000 - 0.1796i	180.0
130	1.0000 - 2.9836i	1.0000 - 0.3728i	179.9
135	1.0000 - 3.4142i	1.0000 - 0.5858i	180.0
140	1.0000 - 3.9392i	1.0000 - 0.8278i	180.0
145	1.0000 - 4.5997i	1.0000 - 1.1128i	179.9
150	1.0000 - 5.4641i	1.0000 - 1.4641i	180.0
155	1.0000 - 6.6552i	1.0000 - 1.9228i	180.0
160	1.0000 - 8.4188i	1.0000 - 2.5712i	179.9
165	1.0000 -11.3278i	1.0000 - 3.6004i	180.0
170	1.0000 -17.1013i	1.0000 - 5.5838i	179.9
175	1.0000 -34.3338i	1.0000 -11.3864i	180.0

Tabla 2.2. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de tres susceptancias iguales.

De la tabla 2.2, podemos observar que una vez encontrados los valores de las susceptancias capacitivas e inductivas, estas presentan la diferencia de fase de 180° tal como lo estábamos buscando. Para este caso se encontraron tres raíces, de las cuales también se puede observar que cuando los valores de las susceptancias normalizadas B_{1n} y B_{2n} son iguales a -1 y $+1$ respectivamente y la distancia entre las tres capas del arreglo es de $\lambda/4$, se tiene que los coeficientes de reflexión Γ_1 y Γ_2 son iguales a 0.4472 y que los coeficientes de transmisión

T1 y T2 son iguales a 0.5528; a la frecuencia de operación de 10GHz. En este caso tenemos dos soluciones con estos coeficientes de transmisión que tienen ese desplazamiento de fase de 180 grados requerido.

Para ser más claros se presentan los gráficos de la simulación para los valores de susceptancias $B = \pm 1$ y longitud eléctrica de 90° .

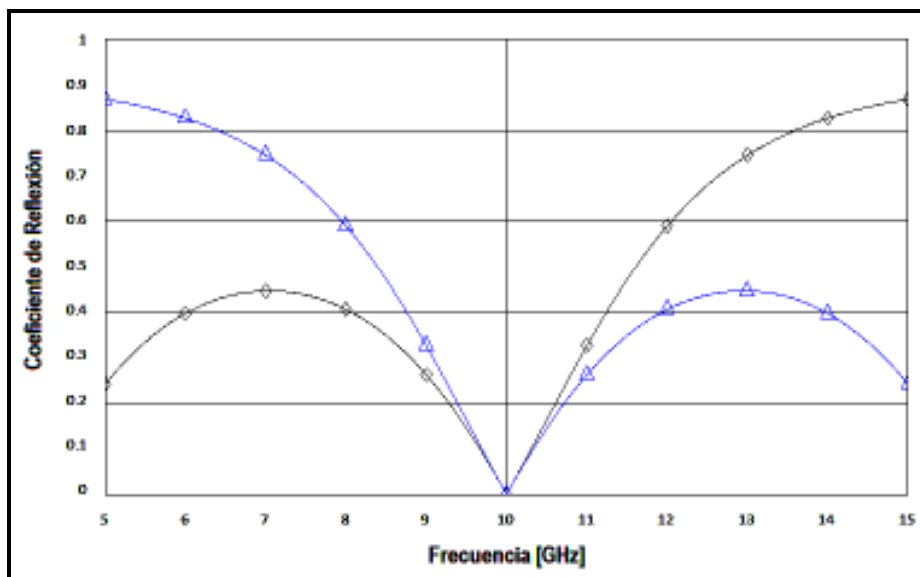


Figura 2.8. Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B = \pm 1$.

Como se puede apreciar en la figura 2.8 el coeficiente de reflexión sigue siendo alto para frecuencias en la banda de operación, siendo estas alrededor del 45%. Esto comparado con el modelo de desarrollado en Fusco presenta una mejora, aunque aún sigue siendo un mal resultado, en el desarrollo de este capítulo se tiene como objetivo mejorarlo al aumentar el número de capas del arreglo.

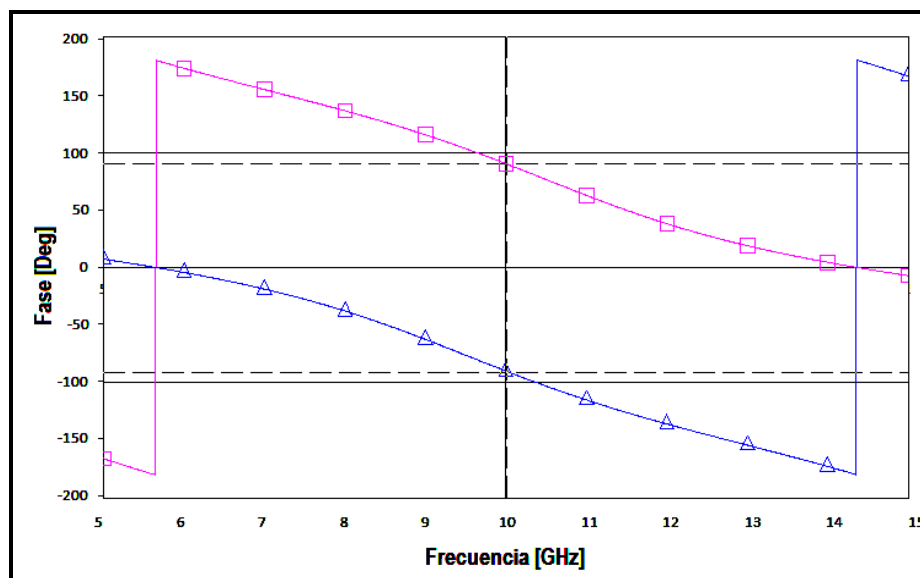


Figura 2.9. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para tres capas.

Finalmente para este circuito se muestra la figura 2.10 en la que se presenta la onda controlada y no controlada de las ondas polarizadas circularmente. En esta podemos ver que el ancho de banda mostrado para un arreglo de tres capas en una frecuencia de operación de 10GHz es de $BW = 12.59\text{GHz} - 7.406\text{GHz} = 5.184\text{GHz}$

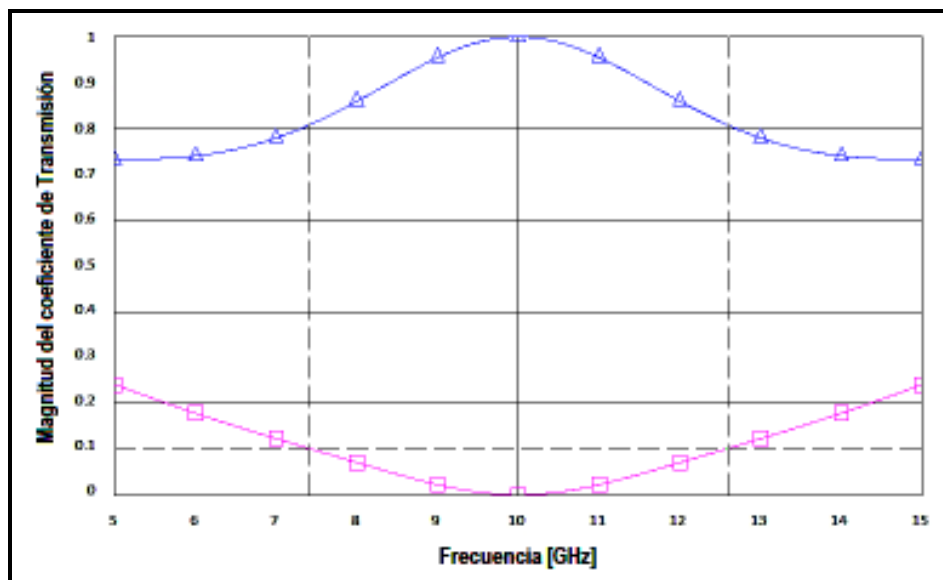


Figura 2.10. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 10GHz.

Este mismo ejercicio se repitió pero ahora modelando el circuito conforme a la figura 2.11 siguiente:

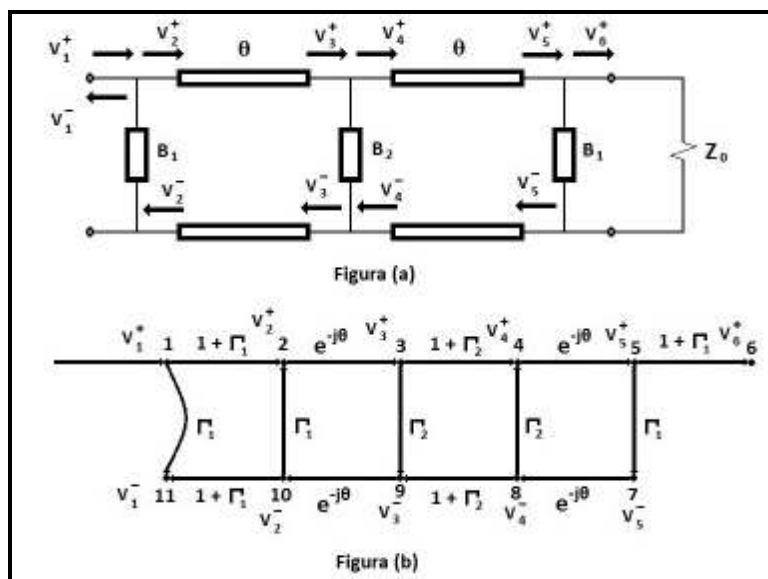


Figura 2.11. a) Modelo en líneas de transmisión para tres capas con susceptancias diferentes, b) Diagrama de Flujo

De acuerdo a la figura 2.11, existe una modificación y las susceptancias no son iguales en todo el circuito, es decir que ahora son modeladas como Γ_1 en los extremos y Γ_2 en el centro. Esto con la intención de comprobar si nuestro modelo es capaz de mejorar al primer diseño en

un mejor ancho de banda; teniendo presente que se deben cumplir las dos condiciones primordiales en las que el coeficiente de reflexión sea cero y que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión sea 180° .

De la misma manera que en el primer ejemplo se presenta una tabla que muestra los resultados obtenidos para este circuito modelado cada 5 grados de longitud eléctrica.

	Tres susceptancias_Solucion_2		Tres susceptancias_Solución_3		Diferencia de Fase
	gamma 1	gamma 2	gamma 1	gamma 2	
5	1.0000 +11.3864i	4.5345 + 0.5557i	1.0000 +34.3338i	4.7257 + 0.6192i	
10	1.0000 + 5.5838i	3.9748 + 0.8122i	1.0000 +17.1013i	4.2605 + 0.9929i	
15	1.0000 + 3.6004i	3.4595 + 0.8373i	1.0000 +11.3278i	3.7821 + 1.1214i	
20	1.0000 + 2.5712i	3.0306 + 0.7218i	1.0000 + 8.4188i	3.3798 + 1.0867i	
25	1.0000 + 1.9228i	2.6778 + 0.5283i	1.0000 + 6.6552i	3.0713 + 0.9628i	
30	1.0000 + 1.4641i	2.3720 + 0.2922i	1.0000 + 5.4641i	2.8456 + 0.7949i	
35	1.0000 + 1.1128i	2.0772 + 0.0370i	1.0000 + 4.5997i	2.6868 + 0.6055i	
40	1.0000 + 0.8278i	1.7534 - 0.2056i	1.0000 + 3.9392i	2.5819 + 0.4042i	
45	1.0000 + 0.5858i	1.3753 - 0.3694i	1.0000 + 3.4142i	2.5224 + 0.1934i	
49.99	1.0000 + 0.3732i	1.0000 - 0.3520i	1.0000 + 2.9844i	No hay Sol	165.52
50	1.0000 + 0.3728i	0.9994 - 0.3517i	1.0000 + 2.9836i	2.5043 - 0.0297i	
55	1.0000 + 0.1796i	0.8227 - 0.1471i	1.0000 + 2.6212i	2.5287 - 0.2713i	
60	1		1.0000 + 2.3094i	2.6029 - 0.5435i	
60.0005	1.0000 - 0.0000i	1.0000 - 0.0000i	1.0000 + 2.3094i	No hay Sol	179.98
65	1.0000 - 0.1708i	1.4935 - 0.3319i	1.0000 + 2.0360i	2.7444 - 0.8673i	
69.4023	1.0000 - 0.3166i	1.0000 - 2.2849i	1.0000 + 1.8200i	No hay Sol	128.03
70	1.0000 - 0.3362i	0.3432 - 2.4780i	1.0000 + 1.7921i	2.9923 - 1.2847i	
75	1.0000 - 0.4994i	-0.3593 + 0.2337i	1.0000 + 1.5712i	3.4408 - 1.8920i	
80	1.0000 - 0.6628i	0.4406 + 0.3241i	1.0000 + 1.3681i	4.3759 - 2.9768i	
85	1.0000 - 0.8288i	0.7897 + 0.1730i	1.0000 + 1.1788i	7.2301 - 5.9723i	
89.999	1.0000 - 1.0000i	1.0000 + 0.0000i	1.0000 + 1.0000i	No hay Sol	224.98
90	1.0000 - 1.0000i	1	1.0000 + 1.0000i		
90.001	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 0.0000i	1.0000 + 1.0000i	No hay Sol	224.98
95	1.0000 - 1.1788i	1.1537 - 0.1739i	1.0000 + 0.8288i	-4.2183 + 5.2205i	
100	1.0000 - 1.3681i	1.2824 - 0.3457i	1.0000 + 0.6628i	-1.3272 + 2.2204i	
101.2471	1.0000 - 1.4173i	No hay Sol	1.0000 + 0.6219i	-1.0000 + 1.8691i	135.1
105	1.0000 - 1.5712i	1.4018 - 0.5150i	1.0000 + 0.4994i	-0.3255 + 1.1319i	
110	1.0000 - 1.7921i	1.5220 - 0.6817i	1.0000 + 0.3362i	0.2282 + 0.5313i	
115	1.0000 - 2.0360i	1.6499 - 0.8450i	1.0000 + 0.1708i	0.6347 + 0.1578i	
119.9995	1.0000 - 2.3094i	No hay Sol	1.0000 + 0.0000i	1.0000 + 0.0000i	180
120	1.0000 - 2.3094i	1.7912 - 1.0032i	1		
120.0001	1.0000 - 2.3094i	No hay Sol	1.0000 - 0.0000i	1.0000 + 0.0000i	180
125	1.0000 - 2.6212i	1.9501 - 1.1533i	1.0000 - 0.1796i	1.2012 + 0.3019i	
126.8385	1.0000 - 2.7478i	No hay Sol	1.0000 - 0.2488i	1.0000 + 0.5857i	161.52
130	1.0000 - 2.9836i	2.1297 - 1.2911i	1.0000 - 0.3728i	-0.1136 + 0.5151i	
135	1.0000 - 3.4142i	2.3310 - 1.4118i	1.0000 - 0.5858i	-0.3310 - 1.4118i	
140	1.0000 - 3.9392i	2.5535 - 1.5112i	1.0000 - 0.8278i	0.4991 - 2.3201i	
143.13	1.0000 - 4.3333i	No hay Sol	1.0000 - 1.0000i	1.0000 - 2.6667i	198.2
145	1.0000 - 4.5997i	2.7964 - 1.5872i	1.0000 - 1.1128i	1.3074 - 2.8339i	
150	1.0000 - 5.4641i	3.0628 - 1.6394i	1.0000 - 1.4641i	2.1991 - 3.1192i	
155	1.0000 - 6.6552i	3.3634 - 1.6643i	1.0000 - 1.9228i	3.1364 - 3.0847i	
160	1.0000 - 8.4188i	3.7173 - 1.6432i	1.0000 - 2.5712i	3.9436 - 2.7376i	
165	1.0000 -11.3278i	4.1366 - 1.5262i	1.0000 - 3.6004i	4.5481 - 2.2178i	
170	1.0000 -17.1013i	4.5867 - 1.2299i	1.0000 - 5.5838i	4.9834 - 1.5701i	
175	1.0000 -34.3338i	4.9362 - 0.6935i	1.0000 -11.3864i	5.1729 - 0.7826i	

Tabla 2.3. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de tres susceptancias diferentes.

Como se puede observar en los resultados de la tabla 2.3, se tienen dos soluciones con dos raíces pero no todas corresponden a la forma normalizada de la admitancia $Y = 1 \pm jB$. Para esto solo se hicieron las simulaciones para las longitudes eléctricas que cumplieran con esta

propiedad. Una vez encontrados se simularon y se obtuvo como resultado que no se podía alcanzar la diferencia de fase esperada. Los casos de la tabla en la que se logra ver que si se cumple dicha diferencia de fase de 180° es cuando una de las raíces encontradas del coeficiente de reflexión es cero.

Siguiendo con la misma línea de análisis y con la intención de encontrar un circuito con un número determinado de capas con el que podamos cumplir con las condiciones de fase mencionadas anteriormente; así como de transmisión y reflexión; y al mismo tiempo para obtener un mayor ancho de banda, se trabajo ahora de igual manera que para el caso de tres capas con un circuito de cinco y siete capas. Empezaremos describiendo lo realizado en el circuito de 5 capas de la figura 2.12.

Este circuito es modelado de tal forma que las susceptancias son iguales, es decir modeladas como Γ_1 . Tal como se muestra en la figura 2.12 siguiente.

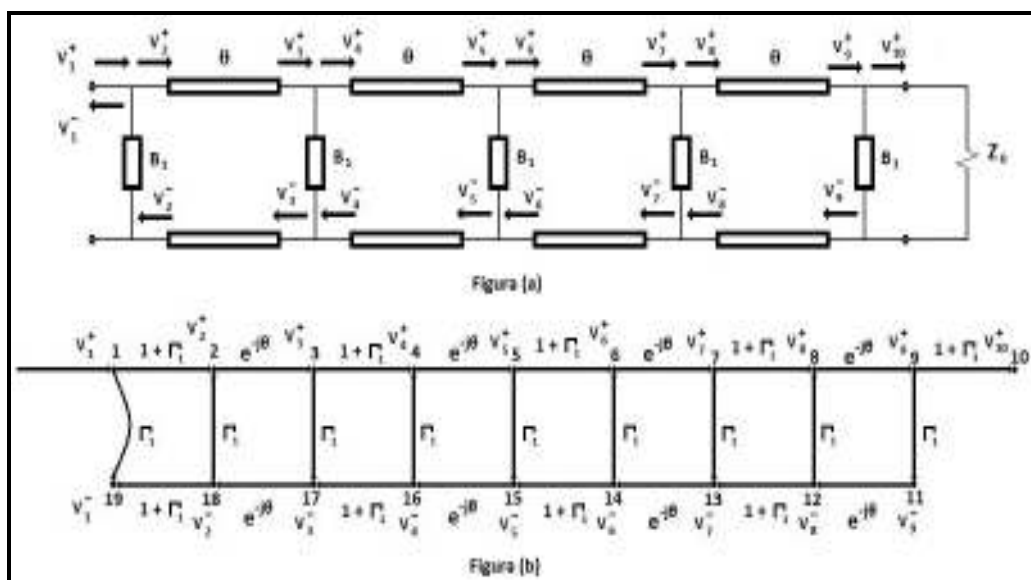


Figura 2.12. a) Modelo en líneas de transmisión para cinco capas, b) Diagrama de Flujo

A continuación se presenta una tabla que muestra los resultados obtenidos para este circuito modelado cada 5 grados de longitud eléctrica.

Cinco Susceptancias iguales				
	Solución_2	Solución_3	Solución_4	Solución_5
5	1.0000 +41.4250i	1.0000 +15.7690i	1.0000 + 4.2952i	1.0000 +29.9512i
10	1.0000 +20.6605i	1.0000 + 7.7834i	1.0000 + 2.0247i	1.0000 +14.9017i
15	1.0000 +13.7157i	1.0000 + 5.0762i	1.0000 + 1.2125i	1.0000 + 9.8520i
20	1.0000 +10.2258i	1.0000 + 3.6879i	1.0000 + 0.7641i	1.0000 + 7.3020i
25	1.0000 + 8.1176i	1.0000 + 2.8266i	1.0000 + 0.4604i	1.0000 + 5.7514i
30	1.0000 + 6.7002i	1.0000 + 2.2280i	1.0000 + 0.2280i	1.0000 + 4.7002i
35	1.0000 + 5.6773i	1.0000 + 1.7788i	1.0000 + 0.0353i	1.0000 + 3.9338i
40	1.0000 + 4.9007i	1.0000 + 1.4220i	1.0000 - 0.1337i	1.0000 + 3.3450i
45	1.0000 + 4.2882i	1.0000 + 1.1260i	1.0000 - 0.2882i	1.0000 + 2.8740i
50	1.0000 + 3.7904i	1.0000 + 0.8714i	1.0000 - 0.4340i	1.0000 + 2.4850i
55	1.0000 + 3.3757i	1.0000 + 0.6459i	1.0000 - 0.5748i	1.0000 + 2.1549i
60	1.0000 + 3.0230i	1.0000 + 0.4411i	1.0000 - 0.7136i	1.0000 + 1.8683i
65	1.0000 + 2.7179i	1.0000 + 0.2507i	1.0000 - 0.8527i	1.0000 + 1.6145i
70	1.0000 + 2.4498i	1.0000 + 0.0702i	1.0000 - 0.9939i	1.0000 + 1.3856i
75	1.0000 + 2.2110i	1.0000 - 0.1039i	1.0000 - 1.1392i	1.0000 + 1.1757i
80	1.0000 + 1.9956i	1.0000 - 0.2749i	1.0000 - 1.2903i	1.0000 + 0.9802i
85	1.0000 + 1.7992i	1.0000 - 0.4454i	1.0000 - 1.4492i	1.0000 + 0.7954i
90	1.0000 + 1.6180i	1.0000 - 0.6180i	1.0000 - 1.6180i	1.0000 + 0.6180i
95	1.0000 + 1.4492i	1.0000 - 0.7954i	1.0000 - 1.7992i	1.0000 + 0.4454i
100	1.0000 + 1.2903i	1.0000 - 0.9802i	1.0000 - 1.9956i	1.0000 + 0.2749i
105	1.0000 + 1.1392i	1.0000 - 1.1757i	1.0000 - 2.2110i	1.0000 + 0.1039i
110	1.0000 + 0.9939i	1.0000 - 1.3856i	1.0000 - 2.4498i	1.0000 - 0.0702i
115	1.0000 + 0.8527i	1.0000 - 1.6145i	1.0000 - 2.7179i	1.0000 - 0.2507i
120	1.0000 + 0.7136i	1.0000 - 1.8683i	1.0000 - 3.0230i	1.0000 - 0.4411i
125	1.0000 + 0.5748i	1.0000 - 2.1549i	1.0000 - 3.3757i	1.0000 - 0.6459i
130	1.0000 + 0.4340i	1.0000 - 2.4850i	1.0000 - 3.7904i	1.0000 - 0.8714i
135	1.0000 + 0.2882i	1.0000 - 2.8740i	1.0000 - 4.2882i	1.0000 - 1.1260i
140	1.0000 + 0.1337i	1.0000 - 3.3450i	1.0000 - 4.9007i	1.0000 - 1.4220i
145	1.0000 - 0.0353i	1.0000 - 3.9338i	1.0000 - 5.6773i	1.0000 - 1.7788i
150	1.0000 - 0.2280i	1.0000 - 4.7002i	1.0000 - 6.7002i	1.0000 - 2.2280i
155	1.0000 - 0.4604i	1.0000 - 5.7514i	1.0000 - 8.1176i	1.0000 - 2.8266i
160	1.0000 - 0.7641i	1.0000 - 7.3020i	1.0000 -10.2258i	1.0000 - 3.6879i
165	1.0000 - 1.2125i	1.0000 - 9.8520i	1.0000 -13.7157i	1.0000 - 5.0762i
170	1.0000 - 2.0247i	1.0000 -14.9017i	1.0000 -20.6605i	1.0000 - 7.7834i
175	1.0000 - 4.2952i	1.0000 -29.9512i	1.0000 -41.4250i	1.0000 -15.7690i

Tabla 2.4. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de cinco susceptancias iguales.

De la tabla 2.4, podemos observar que una vez encontrados los valores de las susceptancias capacitivas e inductivas, estas presentan la diferencia de fase de 180° tal como lo estábamos buscando. Para este caso se encontraron cinco raíces, de las cuales también se puede observar que cuando los valores de las susceptancias normalizadas B_{1n} y B_{2n} son iguales a -0.6180 y $+0.6180$ respectivamente y la distancia entre las cinco capas del arreglo es de $\lambda/4$, se tiene que los coeficientes de reflexión Γ_1 y Γ_2 son iguales a 0.2952 y que los coeficientes de transmisión T_1 y T_2 son iguales a 0.7048 ; a la frecuencia de operación de 10GHz . En este

caso tenemos dos soluciones con estos coeficientes de transmisión que tienen ese desplazamiento de fase de 180 grados requerido.

Para ser más claros se presentan los gráficas de la simulación para los valores de susceptancias $B = \pm 0.6180$ y longitud eléctrica de 90° .

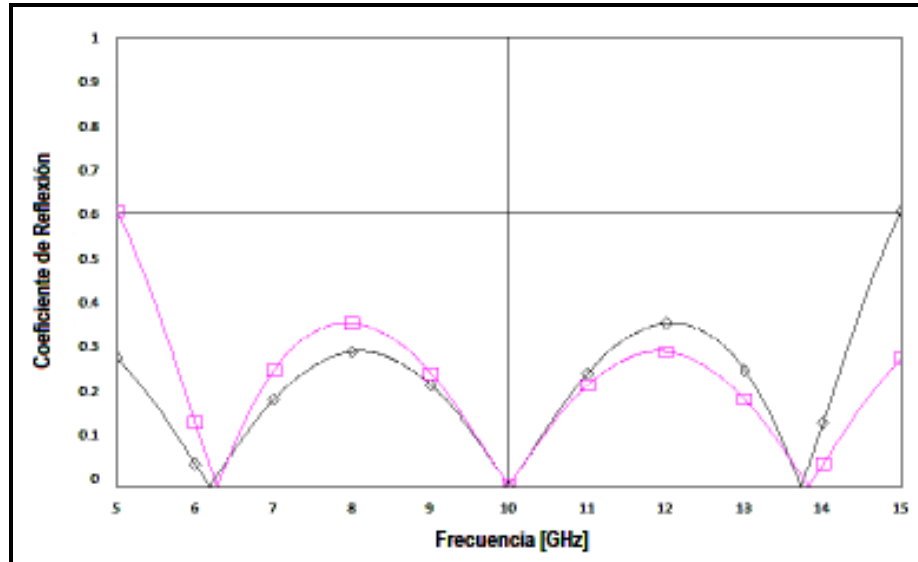


Figura 2.13. Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B = \pm 0.6180$.

Como se puede apreciar en la figura 2.13, el coeficiente de reflexión ha disminuido en comparación a nuestro circuito de tres susceptancias, siendo este menor al 40%. Lo cual podríamos asegurar que el número de capas aumentadas al circuito presenta una mejor respuesta.

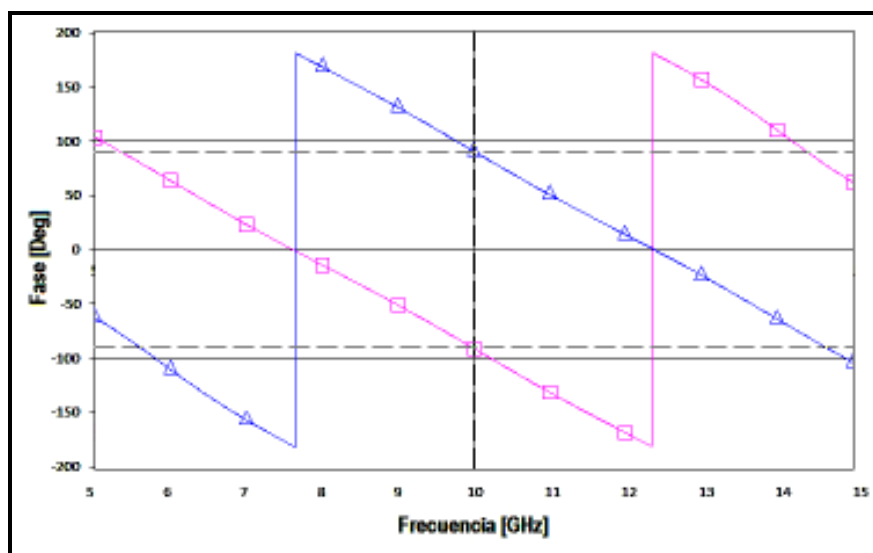


Figura 2.14. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para 5 capas.

Finalmente para este circuito se muestra en la figura 2.15, la onda controlada y no controlada de las ondas polarizadas circularmente. En esta podemos ver que el ancho de banda mostrado para un arreglo de cinco capas en una frecuencia de operación de 10GHz es de $BW = 14.42\text{GHz} - 5.58\text{GHz} = 8.84\text{GHz}$, lo cual también indica que se al aumentar el número de capas se obtiene una mejor respuesta en el ancho de banda.

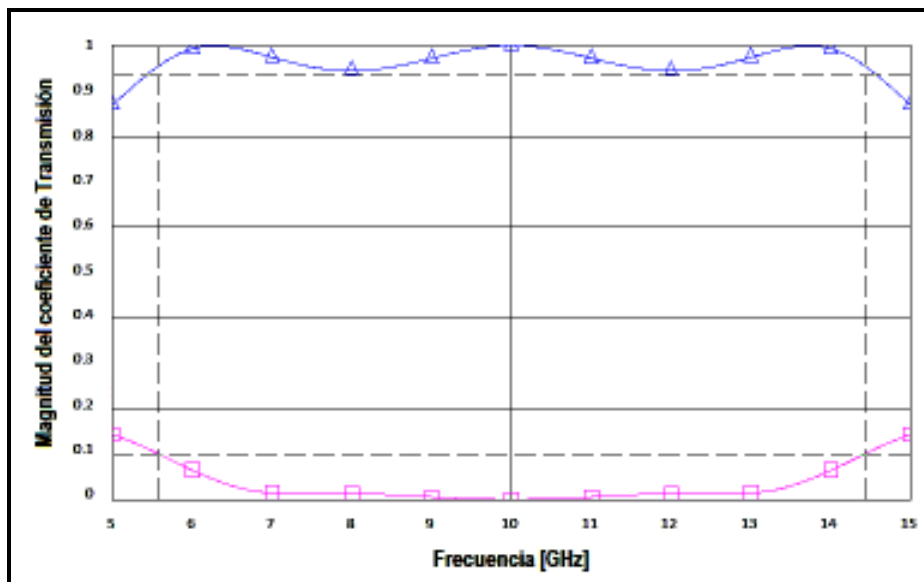


Figura 2.15. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 10GHz.

De igual manera que para el circuito de tres susceptancias se realizó este mismo ejercicio para el de cinco susceptancias pero ahora modelando el circuito conforme a la figura 2.16 siguiente:

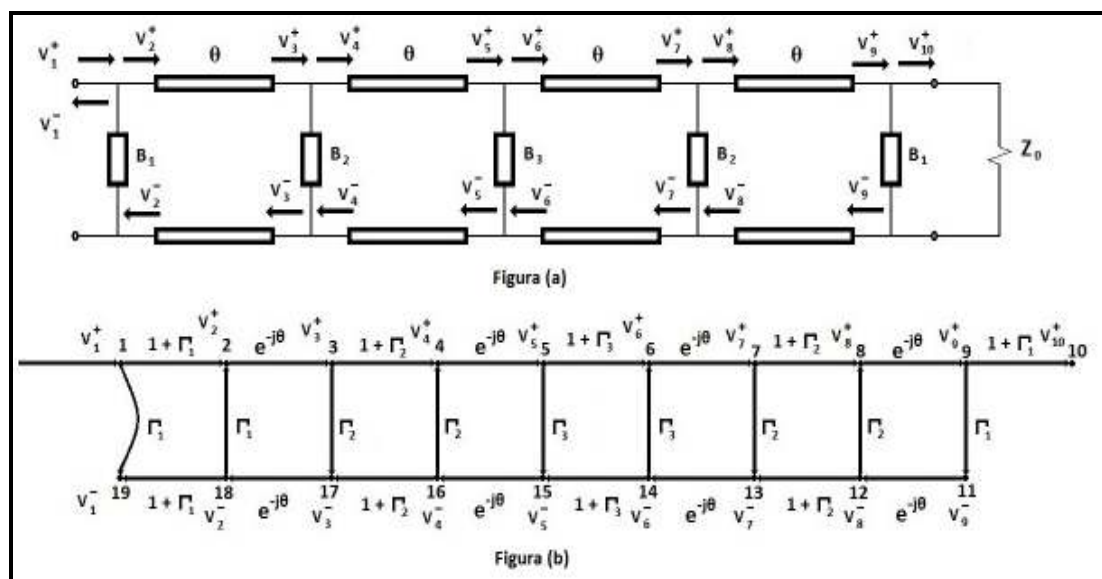


Figura 2.16. a) Modelo en líneas de transmisión para cinco capas con susceptancias diferentes, b) Diagrama de Flujo

De acuerdo a la figura 2.16, existe una modificación y las susceptancias no son iguales en todo el circuito, es decir que ahora son modeladas como $\Gamma 1$ en los extremos y seguida de $\Gamma 2$ y $\Gamma 3$ en el centro. Esto con la intención de comprobar si nuestro modelo es capaz de mejorar al primer diseño en un mejor ancho de banda; teniendo presente que se deben cumplir las dos condiciones primordiales en las que el coeficiente de reflexión sea cero y que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión sea 180° .

Aquí también se presentan una serie de tablas que muestran los resultados obtenidos para este circuito modelado cada 5 grados de longitud eléctrica.

	Cinco Susceptancias						
	gamma 1	gamma 2	gamma 3		gamma 1	gamma 2	gamma 3
5	1.0000 +41.4250i	3.8469 + 0.4613i	4.6305 + 2.5818i		1.0000 +41.4250i	2.9439 +11.7333i	7.3345 + 2.9523i
10	1.0000 +20.6605i	3.5162 + 0.7151i	3.7154 + 3.0248i		1.0000 +20.6605i	2.7805 + 6.2312i	5.1886 + 3.4921i
15	1.0000 +13.7157i	3.1982 + 0.7724i	2.9725 + 2.7187i		1.0000 +13.7157i	2.5464 + 4.4534i	3.8781 + 3.1840i
20	1.0000 +10.2258i	2.9546 + 0.7341i	2.4776 + 2.2923i		1.0000 +10.2258i	2.3043 + 3.5262i	3.1090 + 2.7368i
25	1.0000 + 8.1176i	2.7717 + 0.6599i	2.1506 + 1.8784i		1.0000 + 8.1176i	2.0950 + 2.9065i	2.6341 + 2.3094i
30	1.0000 + 6.7002i	2.6288 + 0.5705i	1.9305 + 1.4933i		1.0000 + 6.7002i	1.9285 + 2.4362i	2.3255 + 1.9286i
35	1.0000 + 5.6773i	2.5133 + 0.4716i	1.7824 + 1.1279i		1.0000 + 5.6773i	1.7999 + 2.0548i	2.1169 + 1.5905i
40	1.0000 + 4.9007i	2.4188 + 0.3647i	1.6894 + 0.7658i		1.0000 + 4.9007i	1.7016 + 1.7328i	1.9726 + 1.2845i
45	1.0000 + 4.2882i	2.3419 + 0.2502i	1.6500 + 0.3842i		1.0000 + 4.2882i	1.6266 + 1.4527i	1.8734 + 0.9986i
50	1.0000 + 3.7904i	2.2806 + 0.1284i	1.6869 - 0.0507i		1.0000 + 3.7904i	1.5694 + 1.2032i	1.8095 + 0.7206i
55	1.0000 + 3.3757i	2.2337 - 0.0010i	1.8861 - 0.5853i		1.0000 + 3.3757i	1.5263 + 0.9760i	1.7793 + 0.4354i
60	1.0000 + 3.0230i	2.2008 - 0.1383i	2.5301 - 1.1989i		1.0000 + 3.0230i	1.4945 + 0.7650i	1.7927 + 0.1209i
65	1.0000 + 2.7179i	2.1815 - 0.2847i	4.1119 - 1.0713i		1.0000 + 2.7179i	1.4722 + 0.5652i	1.8890 - 0.2616i
70	1.0000 + 2.4498i	2.1763 - 0.4416i	4.3518 + 0.9827i		1.0000 + 2.4498i	1.4582 + 0.3723i	2.2264 - 0.7726i
75	1.0000 + 2.2110i	2.1859 - 0.6111i	3.0977 + 1.4768i		1.0000 + 2.2110i	1.4521 + 0.1824i	3.4332 - 1.0527i
80	1.0000 + 1.9956i	2.2119 - 0.7961i	2.4384 + 1.2285i		1.0000 + 1.9956i	1.4538 - 0.0086i	4.3920 + 0.1496i
85	1.0000 + 1.7992i	2.2568 - 1.0006i	2.1235 + 0.9313i		1.0000 + 1.7992i	1.4638 - 0.2056i	2.8092 + 2.0808i
90	1.0000 + 1.6180i	2.3241 - 1.2291i	1.9588 + 0.6704i		1.0000 + 1.6180i	1.4836 - 0.4151i	1.8150 + 1.2549i
95	1.0000 + 1.4492i	2.4187 - 1.4854i	1.8676 + 0.4460i		1.0000 + 1.4492i	1.5153 - 0.6471i	1.5889 + 0.7203i
100	1.0000 + 1.2903i	2.5466 - 1.7668i	1.8165 + 0.2515i		1.0000 + 1.2903i	1.5622 - 0.9208i	1.5075 + 0.3567i
105	1.0000 + 1.1392i	2.7168 - 2.0369i	1.7865 + 0.0859i		1.0000 + 1.1392i	1.6235 - 1.2817i	1.4704 + 0.0695i
110	1.0000 + 0.9939i	2.9987 - 2.1245i	1.7529 - 0.0374i		1.0000 + 0.9939i	1.6197 - 1.8565i	1.4510 - 0.1783i
115	1.0000 + 0.8527i	1.1414 - 2.5614i	1.7580 - 0.1856i		1.0000 + 0.8527i	3.7015 - 1.8039i	1.3767 - 0.3540i
120	1.0000 + 0.7136i	0.1111 - 2.7093i	1.7416 - 0.2704i		1.0000 + 0.7136i	4.4577 - 0.6850i	1.1808 - 0.4277i
125	1.0000 + 0.5748i	-0.5987 - 1.6914i	1.5170 - 0.1931i		1.0000 + 0.5748i	3.6762 + 0.9021i	1.1847 - 0.8025i
130	1.0000 + 0.4340i	2.1440 + 0.7064i	0.5910 - 0.6590i		1.0000 + 0.4340i	-0.2105 - 0.3354i	0.9211 - 0.7676i
135	1.0000 + 0.2882i	1.9320 + 0.0061i	5.7607 - 0.1608i		1.0000 + 0.2882i	0.0290 + 0.2936i	0.8318 - 1.1909i
140	1.0000 + 0.1337i	1.6368 - 0.0952i	1.4883 + 0.0218i		1.0000 + 0.1337i	0.3944 + 0.0256i	0.9266 - 0.5402i
145	1.0000 - 0.0353i	1.0042 - 0.8636i	1.5239 - 0.7880i		1.0000 - 0.0353i	0.9993 + 0.0347i	0.9983 + 0.1574i
150	1.0000 - 0.2280i	1.0848 - 1.6677i	2.1780 - 1.1223i		1.0000 - 0.2280i	1.0574 - 0.1660i	1.0739 - 0.2385i
155	1.0000 - 0.4604i	1.2262 - 2.4228i	2.7616 - 1.5557i		1.0000 - 0.4604i	1.2526 - 0.5268i	1.4867 - 1.1517i
160	1.0000 - 0.7641i	1.5843 - 0.8916i	2.3393 - 1.5580i		1.0000 - 0.7641i	1.4358 - 3.3054i	2.7849 - 2.1547i
165	1.0000 - 1.2125i	2.0774 - 1.1878i	3.0311 - 2.2137i		1.0000 - 1.2125i	1.7491 - 4.5078i	3.3841 - 2.7023i
170	1.0000 - 2.0247i	2.7657 - 1.2912i	3.8924 - 2.7575i		1.0000 - 2.0247i	2.2032 - 6.5271i	4.5188 - 3.2756i
175	1.0000 - 4.2952i	3.5692 - 0.9517i	4.8805 - 2.8831i		1.0000 - 4.2952i	2.7320 - 12.0519i	6.7947 - 3.1922i

Tabla 2.5. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución_2

De los resultados encontrados en la tabla 2.5 solo dos valores de longitudes eléctricas correspondían a la forma normalizada de la admitancia $Y = 1 \pm jB$. Estos valores corresponden a 145.71° y 148.31° , los cuales al ser simulados se obtuvo como resultado que no se podía alcanzar la diferencia de fase esperada.

	Cinco Susceptancias						
	gamma 1	gamma 2	gamma 3		gamma 1	gamma 2	gamma 3
5	1.0000 +15.7690i	3.8079 +0.5651i	4.5945 +2.8892i		1.0000 +15.7690i	2.9120 +11.8019i	7.2342 +3.0148i
10	1.0000 +7.7834i	3.3981 +0.8750i	3.5993 +3.1693i		1.0000 +7.7834i	2.6776 +6.3223i	5.0398 +3.4763i
15	1.0000 +5.0762i	2.9935 +0.9537i	2.8307 +2.7355i		1.0000 +5.0762i	2.3807 +4.5177i	3.7479 +3.1028i
20	1.0000 +3.6879i	2.6585 +0.9106i	2.3420 +2.2229i		1.0000 +3.6879i	2.1034 +3.5442i	3.0123 +2.6190i
25	1.0000 +2.8266i	2.3838 +0.8063i	2.0259 +1.7383i		1.0000 +2.8266i	1.8783 +2.8782i	2.5675 +2.1723i
30	1.0000 +2.2280i	2.1533 +0.6656i	1.8080 +1.2754i		1.0000 +2.2280i	1.7043 +2.3658i	2.2806 +1.7781i
35	1.0000 +1.7788i	1.9554 +0.4988i	1.6462 +0.7933i		1.0000 +1.7788i	1.5701 +1.9445i	2.0847 +1.4232i
40	1.0000 +1.4220i	1.7805 +0.3107i	1.5186 +0.2068i		1.0000 +1.4220i	1.4644 +1.5810i	1.9439 +1.0878i
45	1.0000 +1.1260i	1.6208 +0.1019i	1.4293 -0.7164i		1.0000 +1.1260i	1.3774 +1.2540i	1.8356 +0.7455i
50	1.0000 +0.8714i	1.4694 -0.1298i	1.4716 -3.1279i		1.0000 +0.8714i	1.3009 +0.9467i	1.7372 +0.3529i
55	1.0000 +0.6459i	1.3230 -0.3911i	5.6345 +10.1173i		1.0000 +0.6459i	1.2261 +0.6442i	1.5935 -0.1813i
60	1.0000 +0.4411i	1.1881 -0.6982i	2.8878 +3.3591i		1.0000 +0.4411i	1.1426 +0.3341i	1.1611 -0.9860i
65	1.0000 +0.2507i	1.0912 -1.1136i	2.3462 +2.3260i		1.0000 +0.2507i	1.0452 +0.0322i	0.7157 -0.6999i
70	1.0000 +0.0702i	1.0231 -1.9739i	2.4549 +1.6269i		1.0000 +0.0702i	0.9959 -0.0903i	0.9667 +0.4710i
75	1.0000 -0.1039i	1.4071 -5.8137i	2.5866 +0.3285i		1.0000 -0.1039i	0.9659 +0.2885i	0.9898 -0.4748i
80	1.0000 -0.2749i	7.4006 +7.8846i	1.8469 -0.3036i		1.0000 -0.2749i	0.8468 +0.7548i	1.2243 -0.5581i
85	1.0000 -0.4454i	2.4481 +3.1684i	1.6648 -0.4266i		1.0000 -0.4454i	0.9352 +0.8821i	1.3725 -0.6876i
90	1.0000 -0.6180i	1.9127 +2.0576i	1.6577 -0.5925i		1.0000 -0.6180i	1.1237 +0.7334i	1.4779 -0.9534i
95	1.0000 -0.7954i	1.7893 +1.5418i	1.7193 -0.8022i		1.0000 -0.7954i	1.2491 +0.4720i	1.6684 -1.4777i
100	1.0000 -0.9802i	1.7847 +1.1897i	1.8371 -1.0634i		1.0000 -0.9802i	1.3098 +0.2099i	2.7094 -2.4236i
105	1.0000 -1.1757i	1.8135 +0.9048i	2.0573 -1.4001i		1.0000 -1.1757i	1.3434 -0.0304i	4.0477 -2.7598i
110	1.0000 -1.3856i	1.8525 +0.6610i	2.5383 -1.8217i		1.0000 -1.3856i	1.3691 -0.2551i	2.8665 +1.9284i
115	1.0000 -1.6145i	1.8974 +0.4467i	3.6877 -2.0085i		1.0000 -1.6145i	1.3950 -0.4731i	1.9629 +0.6282i
120	1.0000 -1.8683i	1.9489 +0.2546i	5.1711 -0.7630i		1.0000 -1.8683i	1.4250 -0.6916i	1.8098 +0.0513i
125	1.0000 -2.1549i	2.0088 +0.0798i	3.4626 +1.7597i		1.0000 -2.1549i	1.4620 -0.9171i	1.7847 -0.3344i
130	1.0000 -2.4850i	2.0791 -0.0809i	2.0198 +0.8075i		1.0000 -2.4850i	1.5086 -1.1559i	1.8111 -0.6518i
135	1.0000 -2.8740i	2.1620 -0.2294i	1.7450 +0.0596i		1.0000 -2.8740i	1.5682 -1.4153i	1.8728 -0.9461i
140	1.0000 -3.3450i	2.2600 -0.3666i	1.7148 -0.4662i		1.0000 -3.3450i	1.6450 -1.7041i	1.9697 -1.2406i
145	1.0000 -3.9338i	2.3759 -0.4926i	1.7739 -0.9018i		1.0000 -3.9338i	1.7446 -2.0345i	2.1106 -1.5516i
150	1.0000 -4.7002i	2.5139 -0.6064i	1.8951 -1.3108i		1.0000 -4.7002i	1.8744 -2.4244i	2.3147 -1.8928i
155	1.0000 -5.7514i	2.6803 -0.7057i	2.0878 -1.7294i		1.0000 -5.7514i	2.0430 -2.9040i	2.6171 -2.2767i
160	1.0000 -7.3020i	2.8869 -0.7838i	2.3866 -2.1784i		1.0000 -7.3020i	2.2565 -3.5340i	3.0843 -2.7093i
165	1.0000 -9.8520i	3.1525 -0.8198i	2.8575 -2.6509i		1.0000 -9.8520i	2.5077 -4.4714i	3.8458 -3.1660i
170	1.0000 -14.9017i	3.4902 -0.7547i	3.5925 -3.0250i		1.0000 -14.9017i	2.7570 -6.2541i	5.1528 -3.4899i
175	1.0000 -29.9512i	3.8384 -0.4861i	4.5415 -2.6675i		1.0000 -29.9512i	2.9368 -11.7497i	7.3111 -2.9678i

Tabla 2.6. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución_3

De los resultados encontrados en la tabla 2.6 solo dos valores de longitudes eléctricas correspondían a la forma normalizada de la admitancia $Y = 1 \pm jB$. Estos valores corresponden a 68.23° y 75.302° , los cuales al ser simulados se obtuvo como resultado que no se podía alcanzar la diferencia de fase esperada.

	Cinco Susceptancias						
	gamma 1	gamma 2	gamma 3		gamma 1	gamma 2	gamma 3
5	1.0000 + 4.2952i	3.5692 + 0.9517i	4.8061 + 3.5965i		1.0000 + 4.2952i	2.7320 + 12.0519i	6.7947 + 3.1922i
10	1.0000 + 2.0247i	2.7657 + 1.2912i	3.4419 + 3.3416i		1.0000 + 2.0247i	2.2032 + 6.5271i	4.5188 + 3.2756i
15	1.0000 + 1.2125i	2.0774 + 1.1878i	2.5460 + 2.6108i		1.0000 + 1.2125i	1.7491 + 4.5078i	3.3841 + 2.7023i
20	1.0000 + 0.7641i	1.5843 + 0.8916i	1.9639 + 1.8980i		1.0000 + 0.7641i	1.4358 + 3.3054i	2.7849 + 2.1547i
25	1.0000 + 0.4604i	1.2262 + 2.4228i	2.4011 + 1.6882i		1.0000 + 0.4604i	1.2526 + 0.5268i	1.4867 + 1.1517i
30	1.0000 + 0.2280i	1.0848 + 1.6677i	2.0630 + 1.2636i		1.0000 + 0.2280i	1.0574 + 0.1660i	1.0739 + 0.2385i
35	1.0000 + 0.0353i	1.0042 + 0.8636i	1.5516 + 0.8031i		1.0000 + 0.0353i	0.9993 - 0.0347i	0.9983 - 0.1574i
40	1.0000 - 0.1337i	1.6368 + 0.0952i	0.9389 + 0.5218i		1.0000 - 0.1337i	0.3944 - 0.0256i	0.9266 + 0.5402i
45	1.0000 - 0.2882i	1.9320 - 0.0061i	0.8692 + 0.8656i		1.0000 - 0.2882i	0.0290 - 0.2936i	0.8318 + 1.1909i
50	1.0000 - 0.4340i	2.1440 - 0.7064i	0.8631 + 1.2399i		1.0000 - 0.4340i	-0.2105 + 0.3354i	0.9211 + 0.7676i
55	1.0000 - 0.5748i	-0.5987 + 1.6914i	1.1553 + 0.6847i		1.0000 - 0.5748i	3.6762 - 0.9021i	1.1847 + 0.8025i
60	1.0000 - 0.7136i	0.1111 + 2.7093i	1.3250 + 0.5506i		1.0000 - 0.7136i	4.4577 + 0.6850i	1.1808 + 0.4277i
65	1.0000 - 0.8527i	1.1414 + 2.5614i	1.4157 + 0.3833i		1.0000 - 0.8527i	3.7015 + 1.8039i	1.3767 + 0.3540i
70	1.0000 - 0.9939i	2.9987 + 2.1245i	1.4666 + 0.1958i		1.0000 - 0.9939i	1.6197 + 1.8565i	1.4510 + 0.1783i
75	1.0000 - 1.1392i	2.7168 + 2.0369i	1.5230 + 0.0236i		1.0000 - 1.1392i	1.6235 + 1.2817i	1.4704 - 0.0695i
80	1.0000 - 1.2903i	2.5466 + 1.7668i	1.5680 - 0.1654i		1.0000 - 1.2903i	1.5622 + 0.9208i	1.5075 - 0.3567i
85	1.0000 - 1.4492i	2.4187 + 1.4854i	1.6188 - 0.3718i		1.0000 - 1.4492i	1.5153 + 0.6471i	1.5889 - 0.7203i
90	1.0000 - 1.6180i	2.3241 + 1.2291i	1.6898 - 0.6024i		1.0000 - 1.6180i	1.4836 + 0.4151i	1.8150 - 1.2549i
95	1.0000 - 1.7992i	2.2568 + 1.0006i	1.8022 - 0.8691i		1.0000 - 1.7992i	1.4638 + 0.2056i	2.8092 - 2.0808i
100	1.0000 - 1.9956i	2.2119 + 0.7961i	2.0024 - 1.1884i		1.0000 - 1.9956i	1.4538 + 0.0086i	4.3920 - 0.1496i
105	1.0000 - 2.2110i	2.1859 + 0.6111i	2.4110 - 1.5617i		1.0000 - 2.2110i	1.4521 - 0.1824i	3.4332 + 1.0527i
110	1.0000 - 2.4498i	2.1763 + 0.4416i	3.3255 - 1.7646i		1.0000 - 2.4498i	1.4582 - 0.3723i	2.2264 + 0.7726i
115	1.0000 - 2.7179i	2.1815 + 0.2847i	4.3345 - 0.7888i		1.0000 - 2.7179i	1.4722 - 0.5652i	1.8890 + 0.2616i
120	1.0000 - 3.0230i	2.2008 + 0.1383i	4.1042 + 0.6320i		1.0000 - 3.0230i	1.4945 - 0.7650i	1.7927 - 0.1209i
125	1.0000 - 3.3757i	2.2337 + 0.0010i	2.6934 + 1.0328i		1.0000 - 3.3757i	1.5263 - 0.9760i	1.7793 - 0.4354i
130	1.0000 - 3.7904i	2.2806 - 0.1284i	2.0052 + 0.4507i		1.0000 - 3.7904i	1.5694 - 1.2032i	1.8095 - 0.7206i
135	1.0000 - 4.2882i	2.3419 - 0.2502i	1.8004 - 0.0816i		1.0000 - 4.2882i	1.6266 - 1.4527i	1.8734 - 0.9986i
140	1.0000 - 4.9007i	2.4188 - 0.3647i	1.7655 - 0.5211i		1.0000 - 4.9007i	1.7016 - 1.7328i	1.9726 - 1.2845i
145	1.0000 - 5.6773i	2.5133 - 0.4716i	1.8129 - 0.9164i		1.0000 - 5.6773i	1.7999 - 2.0548i	2.1169 - 1.5905i
150	1.0000 - 6.7002i	2.6288 - 0.5705i	1.9240 - 1.3037i		1.0000 - 6.7002i	1.9285 - 2.4362i	2.3255 - 1.9286i
155	1.0000 - 8.1176i	2.7717 - 0.6599i	2.1088 - 1.7085i		1.0000 - 8.1176i	2.0950 - 2.9065i	2.6341 - 2.3094i
160	1.0000 - 10.2258i	2.9546 - 0.7341i	2.4010 - 2.1471i		1.0000 - 10.2258i	2.3043 - 3.5262i	3.1090 - 2.7368i
165	1.0000 - 13.7157i	3.1982 - 0.7724i	2.8648 - 2.6091i		1.0000 - 13.7157i	2.5464 - 4.4534i	3.8781 - 3.1840i
170	1.0000 - 20.6605i	3.5162 - 0.7151i	3.5887 - 2.9673i		1.0000 - 20.6605i	2.7805 - 6.2312i	5.1886 - 3.4921i
175	1.0000 - 41.4250i	3.8469 - 0.4613i	4.5261 - 2.5914i		1.0000 - 41.4250i	2.9439 - 11.7333i	7.3345 - 2.9523i

Tabla 2.7. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución_4

De los resultados encontrados en la tabla 2.7 solo un valor de longitud eléctrica correspondía a la forma normalizada de la admitancia $Y = 1 \pm jB$. Este valor corresponde a 35.71° , el cual al ser simulado se obtuvo como resultado que no se podía alcanzar la diferencia de fase esperada.

	Cinco Susceptancias						
	gamma 1	gamma 2	gamma 3		gamma 1	gamma 2	gamma 3
5	1.0000+29.9512i	3.8384+0.4861i	4.5415+2.6675i		1.0000+29.9512i	2.9368+11.7497i	7.3111+2.9678i
10	1.0000+14.9017i	3.4902+0.7547i	3.5925+3.0250i		1.0000+14.9017i	2.7570+6.2541i	5.1528+3.4899i
15	1.0000+9.8520i	3.1525+0.8198i	2.8575+2.6509i		1.0000+9.8520i	2.5077+4.4714i	3.8458+3.1660i
20	1.0000+7.3020i	2.8869+0.7838i	2.3866+2.1784i		1.0000+7.3020i	2.2565+3.5340i	3.0843+2.7093i
25	1.0000+5.7514i	2.6803+0.7057i	2.0878+1.7294i		1.0000+5.7514i	2.0430+2.9040i	2.6171+2.2767i
30	1.0000+4.7002i	2.5139+0.6064i	1.8951+1.3108i		1.0000+4.7002i	1.8744+2.4244i	2.3147+1.8928i
35	1.0000+3.9338i	2.3759+0.4926i	1.7739+0.9018i		1.0000+3.9338i	1.7446+2.0345i	2.1106+1.5516i
40	1.0000+3.3450i	2.2600+0.3666i	1.7148+0.4662i		1.0000+3.3450i	1.6450+1.7041i	1.9697+1.2406i
45	1.0000+2.8740i	2.1620+0.2294i	1.7450-0.0596i		1.0000+2.8740i	1.5682+1.4153i	1.8728+0.9461i
50	1.0000+2.4850i	2.0791+0.0809i	2.0198-0.8075i		1.0000+2.4850i	1.5086+1.1559i	1.8111+0.6518i
55	1.0000+2.1549i	2.0088-0.0798i	3.4626-1.7597i		1.0000+2.1549i	1.4620+0.9171i	1.7847+0.3344i
60	1.0000+1.8683i	1.9489-0.2546i	5.1711+0.7630i		1.0000+1.8683i	1.4250+0.6916i	1.8098-0.0513i
65	1.0000+1.6145i	1.8974-0.4467i	3.6877+2.0085i		1.0000+1.6145i	1.3950+0.4731i	1.9629-0.6282i
70	1.0000+1.3856i	1.8525-0.6610i	2.5383+1.8217i		1.0000+1.3856i	1.3691+0.2551i	2.8665-1.9284i
75	1.0000+1.1757i	1.8135-0.9048i	2.0573+1.4001i		1.0000+1.1757i	1.3434+0.0304i	4.0477+2.7598i
80	1.0000+0.9802i	1.7847-1.1897i	1.8371+1.0634i		1.0000+0.9802i	1.3098-0.2099i	2.7094+2.4236i
85	1.0000+0.7954i	1.7893-1.5418i	1.7193+0.8022i		1.0000+0.7954i	1.2491-0.4720i	1.6684+1.4777i
90	1.0000+0.6180i	1.9127-2.0576i	1.6577+0.5925i		1.0000+0.6180i	1.1237-0.7334i	1.4779+0.9534i
95	1.0000+0.4454i	2.4481-3.1684i	1.6648+0.4266i		1.0000+0.4454i	0.9352-0.8821i	1.3725+0.6876i
100	1.0000+0.2749i	7.4006-7.8846i	1.8469+0.3036i		1.0000+0.2749i	0.8468-0.7548i	1.2243+0.5581i
105	1.0000+0.1039i	1.4071+5.8137i	2.5866-0.3285i		1.0000+0.1039i	0.9659-0.2885i	0.9898+0.4748i
110	1.0000-0.0702i	1.0231+1.9739i	2.4549-1.6269i		1.0000-0.0702i	0.9959+0.0903i	0.9667-0.4710i
115	1.0000-0.2507i	1.0912+1.1136i	2.3462-2.3260i		1.0000-0.2507i	1.0452-0.0322i	0.7157+0.6999i
120	1.0000-0.4411i	1.1881+0.6982i	2.8878-3.3591i		1.0000-0.4411i	1.1426-0.3341i	1.1611+0.9860i
125	1.0000-0.6459i	1.3230+0.3911i	5.6345-10.1173i		1.0000-0.6459i	1.2261-0.6442i	1.5935+0.1813i
130	1.0000-0.8714i	1.4694+0.1298i	1.4716+3.1279i		1.0000-0.8714i	1.3009-0.9467i	1.7372-0.3529i
135	1.0000-1.1260i	1.6208-0.1019i	1.4293+0.7164i		1.0000-1.1260i	1.3774-1.2540i	1.8356-0.7455i
140	1.0000-1.4220i	1.7805-0.3107i	1.5186-0.2068i		1.0000-1.4220i	1.4644-1.5810i	1.9439-1.0878i
145	1.0000-1.7788i	1.9554-0.4988i	1.6462-0.7933i		1.0000-1.7788i	1.5701-1.9445i	2.0847-1.4232i
150	1.0000-2.2280i	2.1533-0.6656i	1.8080-1.2754i		1.0000-2.2280i	1.7043-2.3658i	2.2806-1.7781i
155	1.0000-2.8266i	2.3838-0.8063i	2.0259-1.7383i		1.0000-2.8266i	1.8783-2.8782i	2.5675-2.1723i
160	1.0000-3.6879i	2.6585-0.9106i	2.3420-2.2229i		1.0000-3.6879i	2.1034-3.5442i	3.0123-2.6190i
165	1.0000-5.0762i	2.9935-0.9537i	2.8307-2.7355i		1.0000-5.0762i	2.3807-4.5177i	3.7479-3.1028i
170	1.0000-7.7834i	3.3981-0.8750i	3.5993-3.1693i		1.0000-7.7834i	2.6776-6.3223i	5.0398-3.4763i
175	1.0000-15.7690i	3.8079-0.5651i	4.5945-2.8892i		1.0000-15.7690i	2.9120-11.8019i	7.2342-3.0148i

Tabla 2.8. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de cinco susceptancias diferentes para la solución_5

De los resultados encontrados en la tabla 2.8 solo dos valores de longitudes eléctricas correspondían a la forma normalizada de la admitancia $Y = 1 \pm jB$. Estos valores corresponden a 104.697° y 111.77° , los cuales al ser simulados se obtuvo como resultado que no se podía alcanzar la diferencia de fase esperada.

Quedó demostrado que al hacer todas las combinaciones posibles de todas las soluciones encontradas para un circuito de cinco susceptancias y en las que Γ no son las mismas en dicho circuito, no se obtienen datos que mejoren los resultados obtenidos ni en ancho de banda, ni en diferencia de fase y mucho menos en mejorar el coeficiente de reflexión que los encontrados en el modelos con cinco susceptancias en las que Γ son las mismas en el circuito.

Finalmente se realizó el mismo procedimiento para un circuito con siete capas. Para este caso y de acuerdo a los resultados obtenidos en tres y cinco capas en donde los resultados no mejoran al combinar el circuito con diferentes Γ , solo se realizó el ejercicio en donde las siete susceptancias en el circuito son las mismas. Esto se puede observar en la figura 2.17 siguiente.

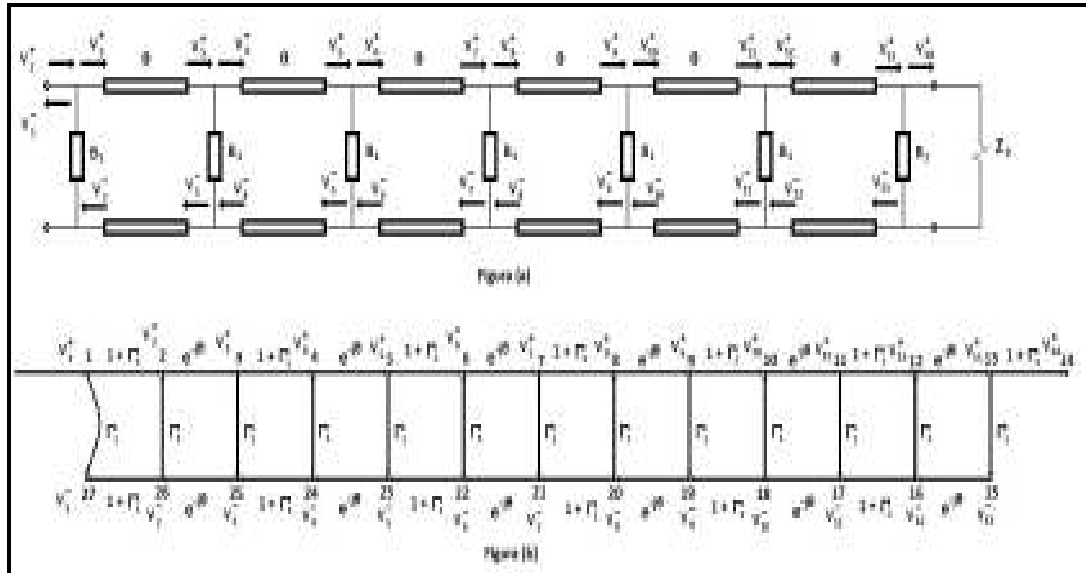


Figura 2.17 a) Modelo en líneas de transmisión para siete capas, b) Diagrama de Flujo

A continuación se presenta una tabla que muestra los resultados obtenidos para este circuito modelado cada 5 grados de longitud eléctrica.

Siete Susceptancias						
	Solución_2	Solución_3	Solución_4	Solución_5	Solución_6	Solución_7
5	1.0000 +27.9664i	1.0000 +2.1852i	1.0000 +17.7538i	1.0000 +37.1676i	1.0000 +8.5526i	1.0000 +43.5350i
10	1.0000 +13.9055i	1.0000 +0.9656i	1.0000 +8.7797i	1.0000 +18.5236i	1.0000 +4.1615i	1.0000 +21.7195i
15	1.0000 +2.6461i	1.0000 +0.5019i	1.0000 +5.7446i	1.0000 +12.2821i	1.0000 +9.1836i	1.0000 +14.4263i
20	1.0000 +1.8490i	1.0000 +0.2264i	1.0000 +4.1937i	1.0000 +9.1409i	1.0000 +6.7962i	1.0000 +10.7635i
25	1.0000 +1.3384i	1.0000 +0.0253i	1.0000 +7.2396i	1.0000 +3.2360i	1.0000 +5.3421i	1.0000 +8.5528i
30	1.0000 +0.9701i	1.0000 -0.1398i	1.0000 +5.9581i	1.0000 +2.5740i	1.0000 +4.3542i	1.0000 +7.0680i
35	1.0000 +0.6823i	1.0000 -0.2853i	1.0000 +5.0303i	1.0000 +2.0804i	1.0000 +3.6322i	1.0000 +5.9979i
40	1.0000 +0.4436i	1.0000 -0.4198i	1.0000 +4.3235i	1.0000 +1.6911i	1.0000 +3.0759i	1.0000 +5.1868i
45	1.0000 +0.2365i	1.0000 -0.5483i	1.0000 +3.7635i	1.0000 +1.3706i	1.0000 +4.5483i	1.0000 +2.6294i
50	1.0000 +0.0504i	1.0000 -0.6741i	1.0000 +3.3060i	1.0000 +1.0972i	1.0000 +4.0305i	1.0000 +2.2592i
55	1.0000 -0.1219i	1.0000 -0.7993i	1.0000 +2.9227i	1.0000 +0.8571i	1.0000 +3.6002i	1.0000 +1.9437i
60	1.0000 -0.2852i	1.0000 -0.9260i	1.0000 +2.5946i	1.0000 +0.6408i	1.0000 +3.2354i	1.0000 +1.6686i
65	1.0000 -0.4433i	1.0000 +0.4416i	1.0000 +2.3085i	1.0000 -1.0556i	1.0000 +2.9208i	1.0000 +1.4237i
70	1.0000 -0.5991i	1.0000 +0.2543i	1.0000 +2.0549i	1.0000 -1.1896i	1.0000 +2.6455i	1.0000 +1.2015i
75	1.0000 -0.7551i	1.0000 +0.0752i	1.0000 +1.8269i	1.0000 -1.3296i	1.0000 +2.4014i	1.0000 +0.9966i
80	1.0000 +0.8046i	1.0000 -0.0993i	1.0000 +1.6189i	1.0000 -1.4771i	1.0000 +2.1824i	1.0000 -0.9136i
85	1.0000 +0.6217i	1.0000 -0.2718i	1.0000 +1.4267i	1.0000 -1.6338i	1.0000 +1.9838i	1.0000 -1.0768i
90	1.0000 +0.4450i	1.0000 -0.4450i	1.0000 +1.2470i	1.0000 -1.8019i	1.0000 +1.8019i	1.0000 -1.2470i
95	1.0000 +0.2718i	1.0000 -0.6217i	1.0000 +1.0768i	1.0000 -1.9838i	1.0000 +1.6338i	1.0000 -1.4267i
100	1.0000 +0.0993i	1.0000 -0.8046i	1.0000 +0.9136i	1.0000 -2.1824i	1.0000 +1.4771i	1.0000 -1.6189i
105	1.0000 -0.0752i	1.0000 +0.7551i	1.0000 -0.9966i	1.0000 -2.4014i	1.0000 +1.3296i	1.0000 -1.8269i
110	1.0000 -0.2543i	1.0000 +0.5991i	1.0000 -1.2015i	1.0000 -2.6455i	1.0000 +1.1896i	1.0000 -2.0549i
115	1.0000 -0.4416i	1.0000 +0.4433i	1.0000 -1.4237i	1.0000 -2.9208i	1.0000 +1.0556i	1.0000 -2.3085i
120	1.0000 +0.9260i	1.0000 +0.2852i	1.0000 -1.6686i	1.0000 -3.2354i	1.0000 -0.6408i	1.0000 -2.5946i
125	1.0000 +0.7993i	1.0000 +0.1219i	1.0000 -1.9437i	1.0000 -3.6002i	1.0000 -0.8571i	1.0000 -2.9227i
130	1.0000 +0.6741i	1.0000 -0.0504i	1.0000 -2.2592i	1.0000 -4.0305i	1.0000 -1.0972i	1.0000 -3.3060i
135	1.0000 +0.5483i	1.0000 -0.2365i	1.0000 -2.6294i	1.0000 -4.5483i	1.0000 -1.3706i	1.0000 -3.7635i
140	1.0000 +0.4198i	1.0000 -0.4436i	1.0000 -5.1868i	1.0000 -3.0759i	1.0000 -1.6911i	1.0000 -4.3235i
145	1.0000 +0.2853i	1.0000 -0.6823i	1.0000 -5.9979i	1.0000 -3.6322i	1.0000 -2.0804i	1.0000 -5.0303i
150	1.0000 +0.1398i	1.0000 -0.9701i	1.0000 -7.0680i	1.0000 -4.3542i	1.0000 -2.5740i	1.0000 -5.9581i
155	1.0000 -0.0253i	1.0000 -1.3384i	1.0000 -8.5528i	1.0000 -5.3421i	1.0000 -3.2360i	1.0000 -7.2396i
160	1.0000 -0.2264i	1.0000 -1.8490i	1.0000 -10.7635i	1.0000 -6.7962i	1.0000 -9.1409i	1.0000 -4.1937i
165	1.0000 -0.5019i	1.0000 -2.6461i	1.0000 -14.4263i	1.0000 -9.1836i	1.0000 -12.2821i	1.0000 -5.7446i
170	1.0000 -0.9656i	1.0000 -13.9055i	1.0000 -21.7195i	1.0000 -4.1615i	1.0000 -18.5236i	1.0000 -8.7797i
175	1.0000 -2.1852i	1.0000 -27.9664i	1.0000 -43.5350i	1.0000 -8.5526i	1.0000 -37.1676i	1.0000 -17.7538i

Tabla 2.9. Resultados obtenidos en el modelado de un circuito de siete susceptancias iguales.

De la tabla 2.9, podemos observar que una vez encontrados los valores de las susceptancias capacitivas e inductivas, estas presentan la diferencia de fase de 180° tal como lo estábamos buscando. Para este caso se encontraron siete raíces, de las cuales también se puede observar que cuando los valores de las susceptancias normalizadas B_{1n} y B_{2n} son iguales a -0.4450 y $+0.4450$ respectivamente y la distancia entre las tres capas del arreglo es de $\lambda/4$, se tiene que los coeficientes de reflexión Γ_1 y Γ_2 son iguales a 0.2172 y que los coeficientes de transmisión T_1 y T_2 son iguales a 0.7828 ; a la frecuencia de operación de 10GHz . En este caso tenemos dos soluciones con estos coeficientes de transmisión que tienen ese desplazamiento de fase de 180 grados requerido.

Para ser más claros se presentan los gráficos de la simulación para los valores de susceptancias $B = \pm 0.4450$ y longitud eléctrica de 90° .

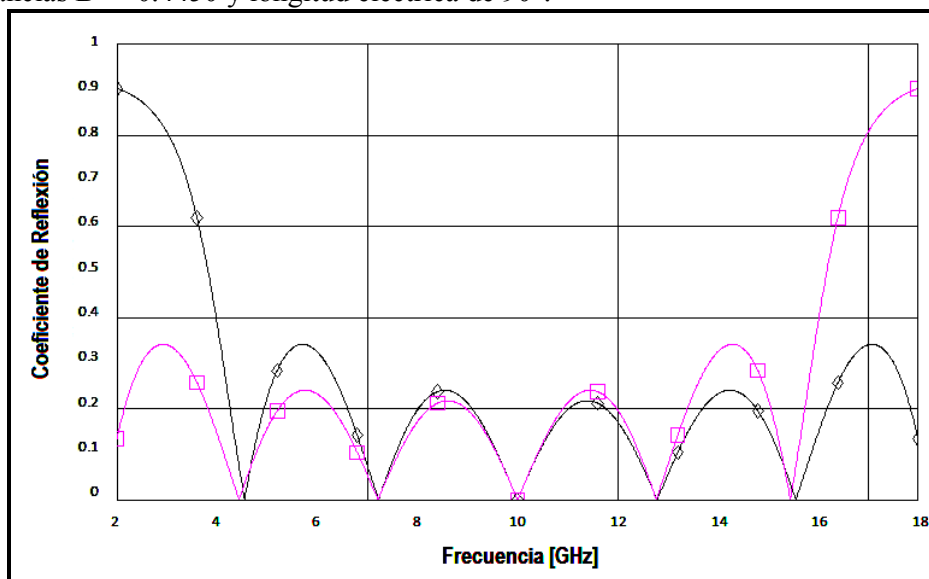
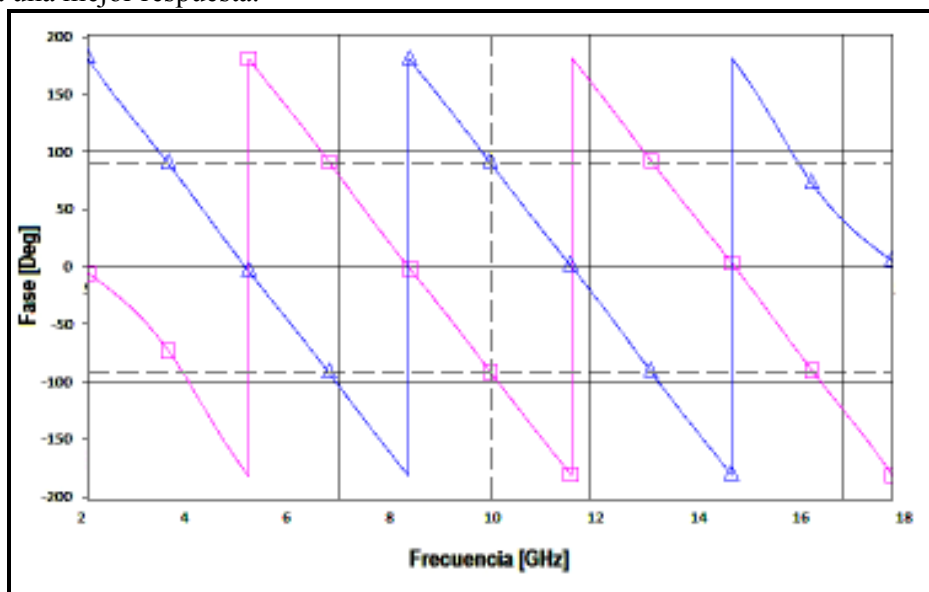


Figura 2.18. Coeficiente de reflexión para valores de susceptancias normalizadas de $B = \pm 0.4450$.

Como se puede apreciar en la figura 2.18, el coeficiente de reflexión ha disminuido en comparación a nuestro circuito de tres y cinco susceptancias, siendo estas menores alrededor del 20%. Lo cual podríamos asegurar que el número de susceptancias aumentadas al circuito presenta una mejor respuesta.



Gráfica 2.19 Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas.

Finalmente para este circuito se muestra la figura 2.20 en la que se presenta la onda controlada y no controlada de las ondas polarizadas circularmente. En esta podemos ver que el ancho de banda mostrado para un arreglo de siete capas en una frecuencia de operación de

10GHz es de $BW = 15.76\text{GHz} - 4.242\text{GHz} = 11.518\text{GHz}$, lo cual también indica que se al aumentar el número de susceptancias se obtiene una mejor respuesta en el ancho de banda.

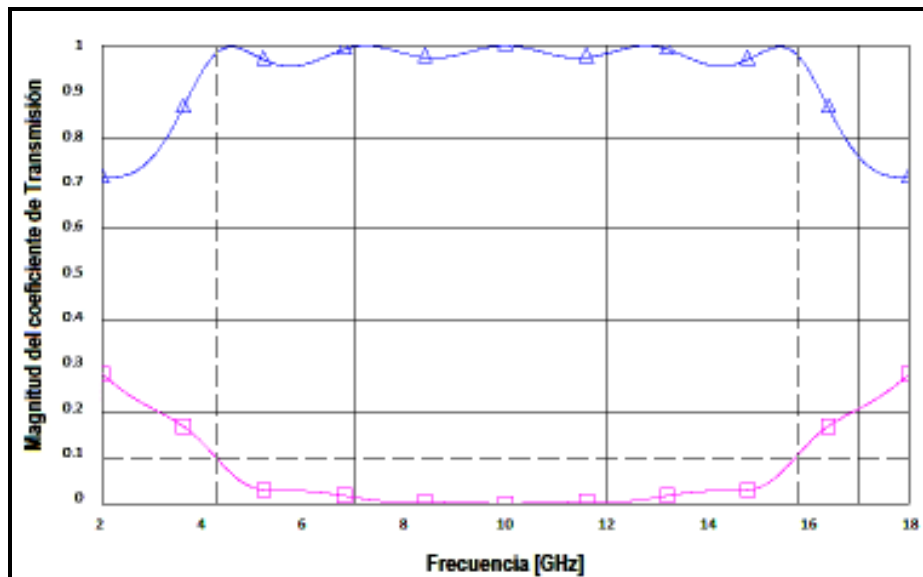


Figura 2.20. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 10GHz.

Partiendo desde este punto y una vez analizado los resultados anteriores, se decidió que se trabajará con estructuras de cinco y siete capas, donde los resultados presentan mejores respuestas. Para esto encontramos el valor del coeficiente de reflexión Γ_{meta} permitido para cada uno de los circuitos anteriormente mencionados, siendo de 0.2952 para el de cinco capas y 0.2172 para el de siete capas.

Estos valores son importantes ya que ahora lo que se pretende es modelar el anillo con cargas en teoría de circuitos de cada una de las estructuras que se tiene contemplado estudiar. A fin de encontrar una optimización de dicho anillo, para obtener una mejor respuesta en el ancho de banda se fue variando el ancho del anillo y se modelo teoría de circuitos para un anillo de malla rectangular.

Se hicieron pruebas para anillos de anchos $\Delta\phi = 1\text{mm}$, 2mm, 3mm y 4mm de los circuitos de cinco y siete capas. A continuación se presenta a manera de resumen los resultados obtenidos para esta variación del anillo respecto al ancho de banda y diferencia de fase.

	MWO			
	Ancho_1	Ancho_2	Ancho_3	Ancho_4
Cap	0.20951947	0.11976294	0.07547423	0.04262792
Ind	1.07400338	1.7347455	2.491371	3.68201972
Carg	0.05219282	0.05220613	0.05219379	0.05225906
BW	0.934	1.358	1.754	2.29
DF	180	180.1	180.1	180.1

Tabla 2.10. Resultados del ancho de banda y diferencia de fase de los diferentes anchos de los anillos de malla rectangular, para cinco capas.

MWO				
	Ancho_1	Ancho_2	Ancho_3	Ancho_4
cap	0.19960161	0.11708396	0.07398878	0.04233151
ind	1.15867754	1.8622503	2.72715965	4.13988032
carg	0.03758257	0.03759425	0.03759456	0.03758834
BW	1	1.401	1.855	2.413
DF	180	180	180	180

Tabla 2.11. Resultados del ancho de banda y diferencia de fase de los diferentes anchos de los anillos de malla rectangular, para siete capas.

Como se puede observar en las tablas 2.10 y 2.11, una vez que el ancho del anillo es aumentado, el ancho de banda también mejora y la diferencia de fase se mantiene en 180° . El único punto que aun no podemos mejorar es el del coeficiente de reflexión; a pesar que este también disminuye al aumentar el ancho del anillo aun sigue siendo muy grande.

El siguiente paso durante el proceso de diseño de la estructura y del diseño del anillo consiste en escalarlo a una frecuencia de 36.5GHz. Para este punto se modelo en una estructura de cinco y siete capas con un dieléctrico de espesor de 0.025mm y una placa de conductor perfecto de longitud de $\lambda/2$ para un anillo de malla rectangular. Esto fue simulado con ayuda de otro simulador electromagnético y el procedimiento será detallado en el capítulo siguiente.

De la misma manera como se hizo para la frecuencia de 10GHz, se encontró el ancho del anillo variando los valores del circuito de tal manera que se tuviera una optimización del coeficiente de reflexión y un mejor ancho de banda. Este ejercicio se hizo en teoría de circuitos y los resultados se muestran a continuación.

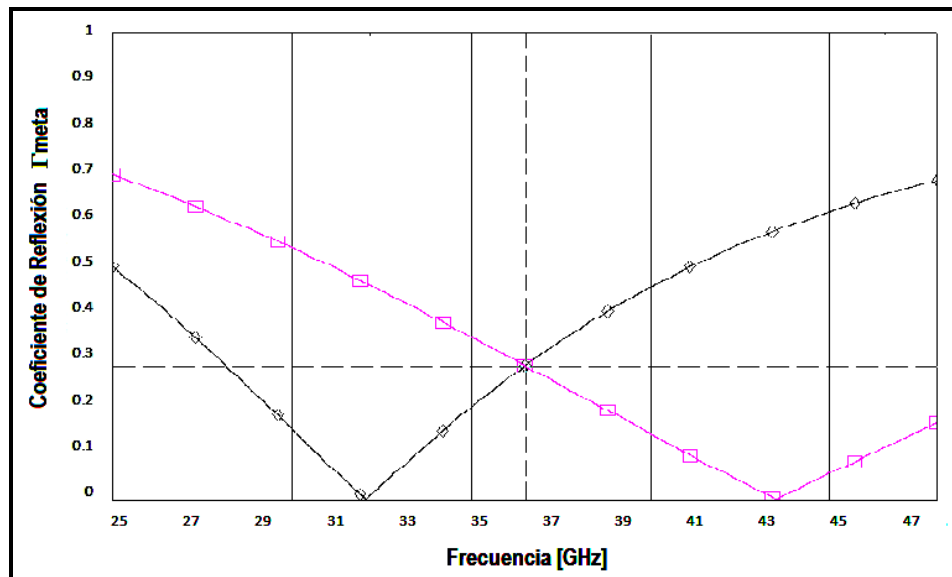


Figura 2.21. Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla rectangular de ancho de 1.1mm para $\Gamma_{meta} = 0.2952$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

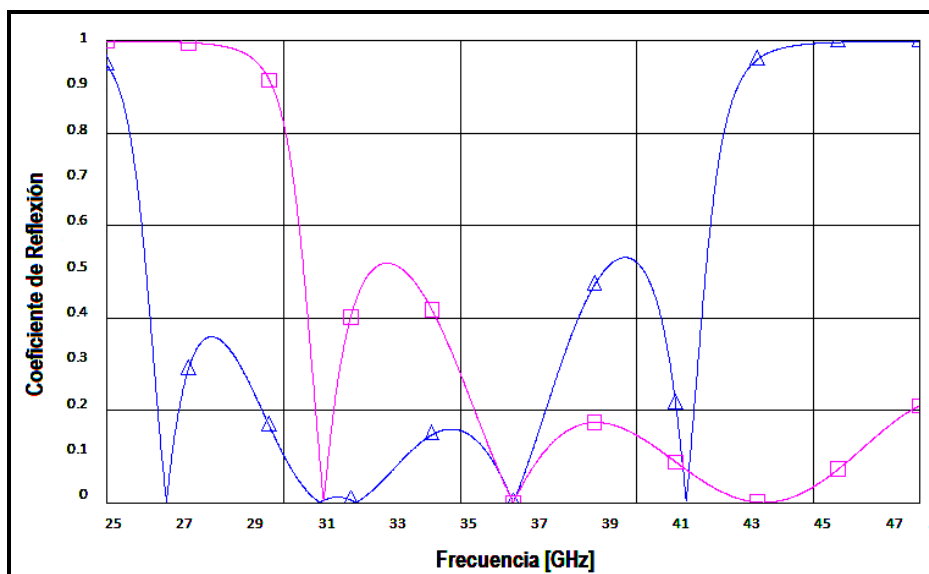


Figura 2.22. Coeficiente de reflexión para un anillo de malla rectangular de ancho de 1.1mm de cinco capas.

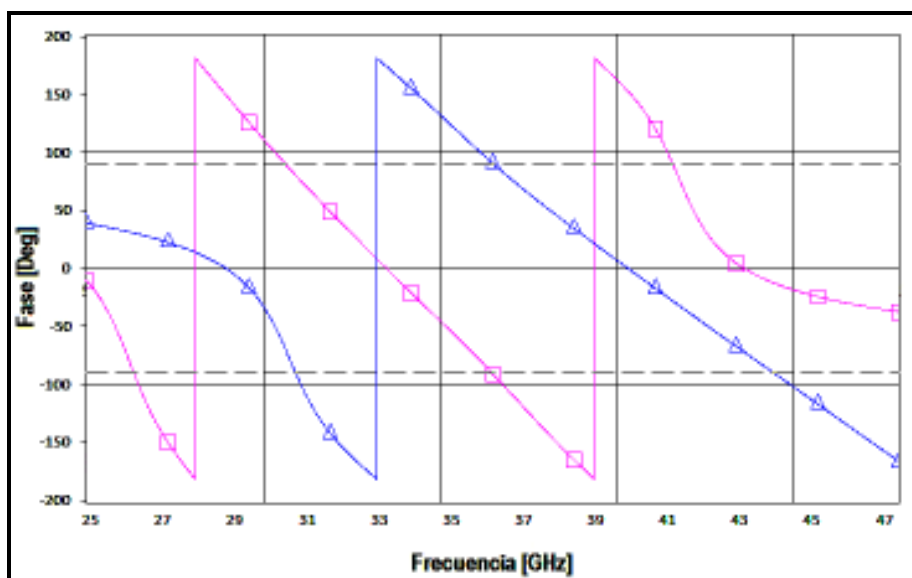


Figura 2.23. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para cinco capas.

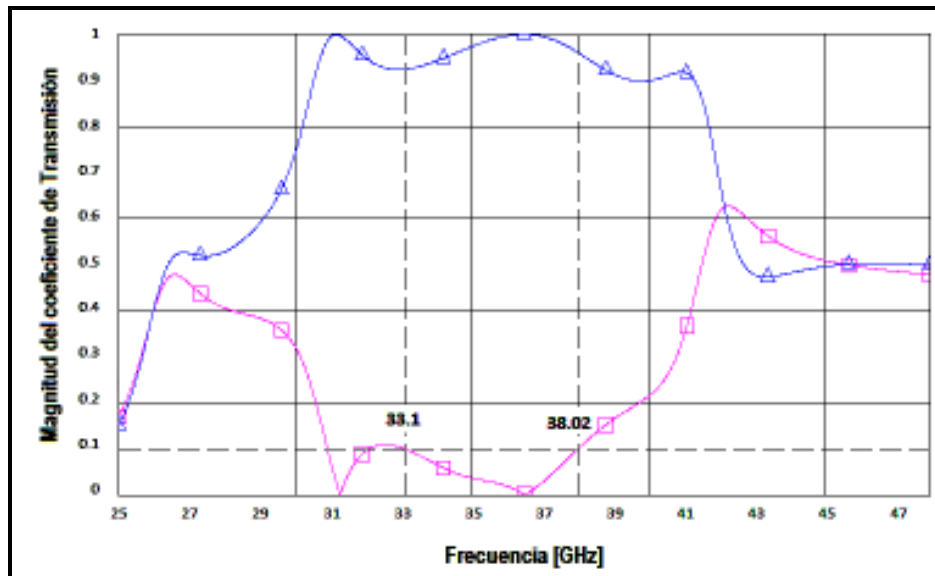


Figura 2.24. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.21 a 2.24 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión son de 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 38.02\text{GHz} - 33.1\text{GHz} = 4.92\text{GHz}$, pero el coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas sigue siendo grande, superior al 40%

Este mismo ejercicio se realizó para el circuito de siete capas, se encontró el ancho del anillo variando los valores del circuito de tal manera que se tuviera una optimización del coeficiente de reflexión y un mejor ancho de banda. Este ejercicio se hizo en teoría de circuitos y los resultados se muestran a continuación.

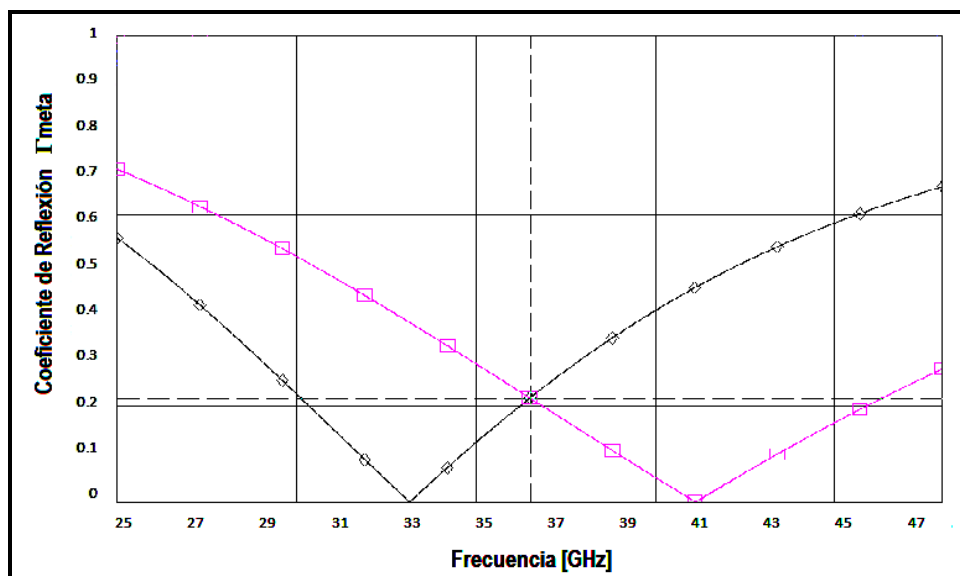


Figura 2.25. Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla rectangular de ancho de 0.98mm para $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

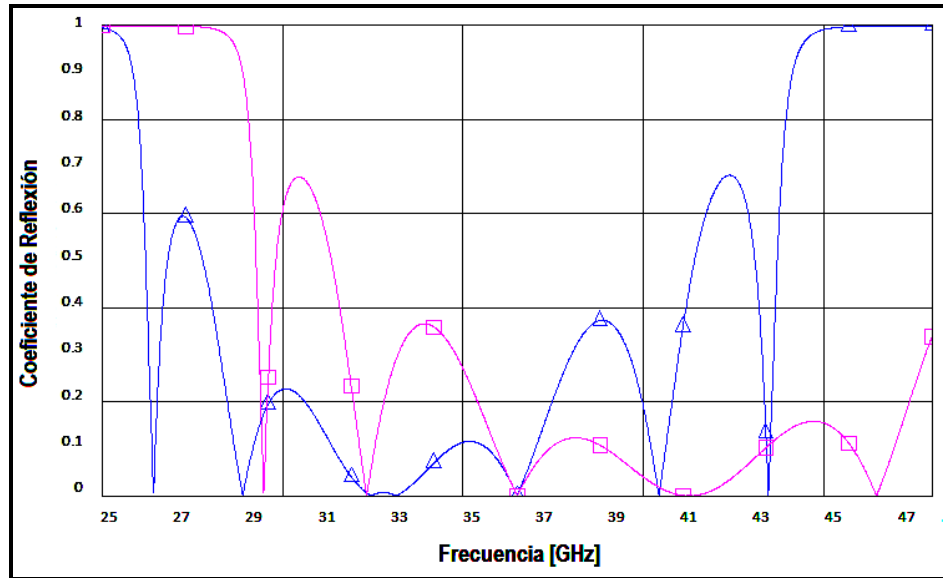


Figura 2.26. Coeficiente de reflexión para un anillo de malla rectangular de ancho de 0.98mm de siete capas.

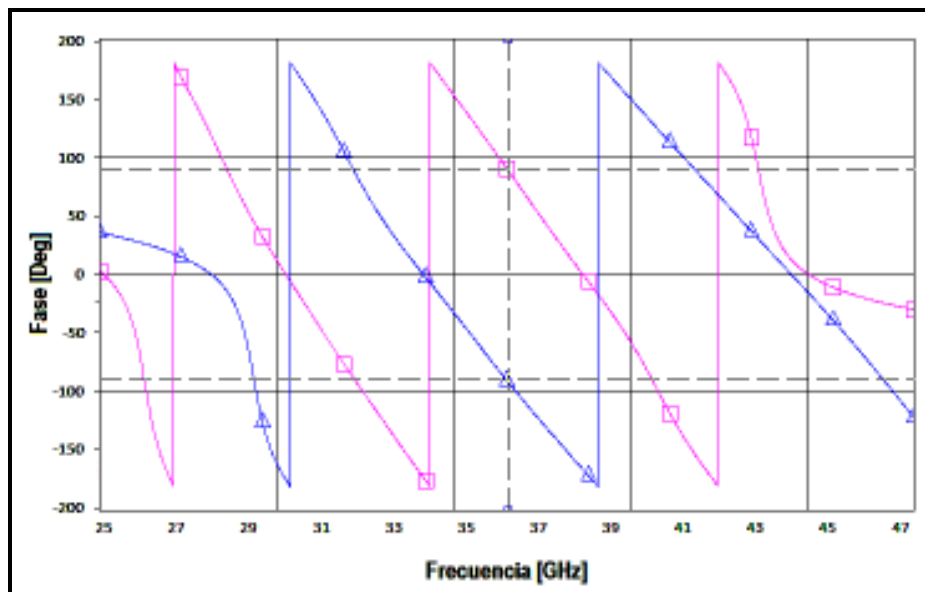


Figura 2.27. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas.

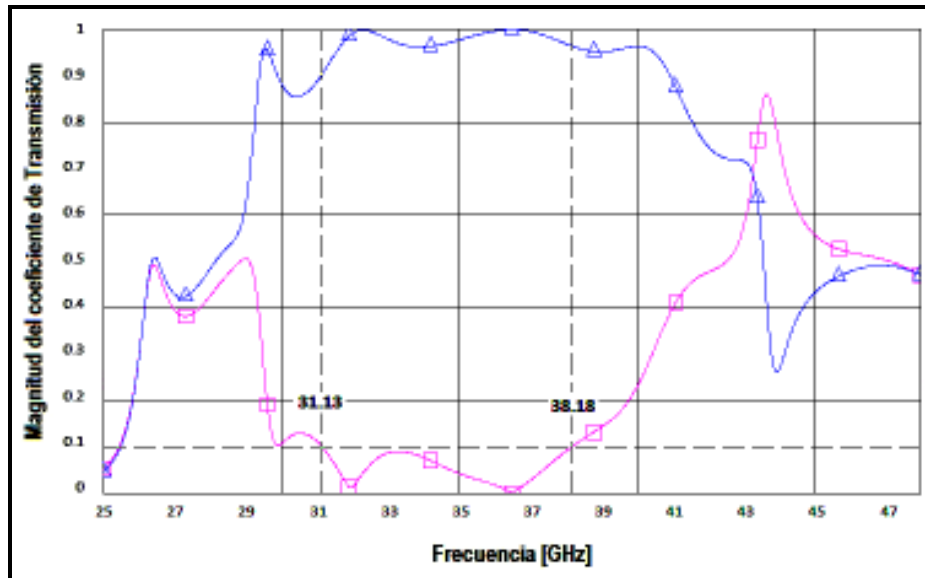


Figura 2.28. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.25 a 2.28 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión son de 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 38.18\text{GHz} - 31.13\text{GHz} = 7.05\text{GHz}$, pero el coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas sigue siendo grande, menor al 40% y mejorando con respecto al arreglo de cinco capas.

Una vez terminado el ejercicio, ahora se simuló de la misma manera para un circuito de cinco y siete capas pero para un anillo de malla triangular. Al usar un anillo de esta forma se puede garantizar una mayor distancia entre los anillos. Esto quiere decir que si al aumentar el ancho del anillo tenemos una mejor respuesta y al tener mayor espacio en la malla triangular, entonces se espera que mejoren las respuestas de transmisión y reflexión con este último, aunque no necesariamente tenga que ser así.

De la misma manera como se hizo para un anillo de malla rectangular, se encontró el ancho del anillo de malla triangular variando los valores del circuito de tal manera que se tuviera una optimización del coeficiente de reflexión y un mejor ancho de banda. Este ejercicio se hizo en teoría de circuitos y los resultados se muestran a continuación.

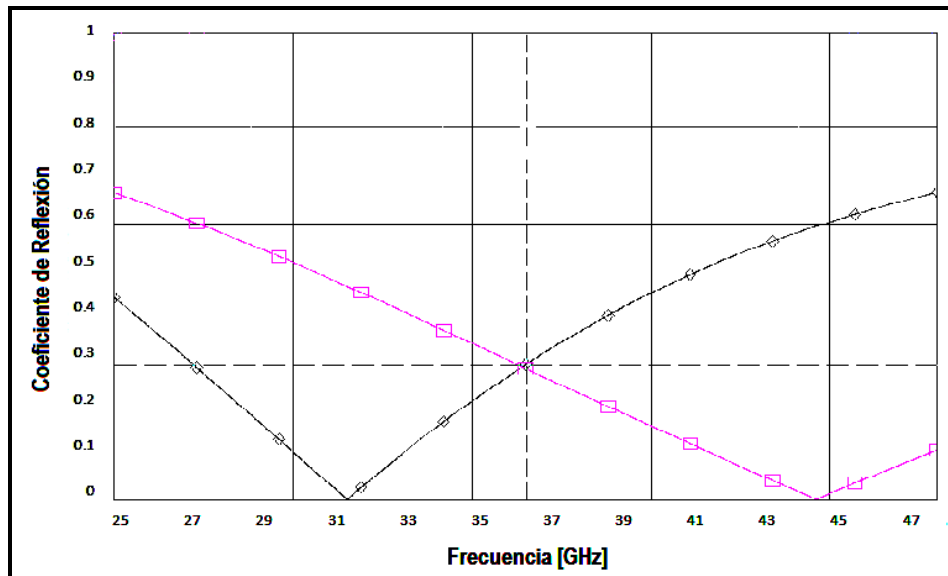


Figura 2.29. Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla triangular de ancho de 1mm para $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

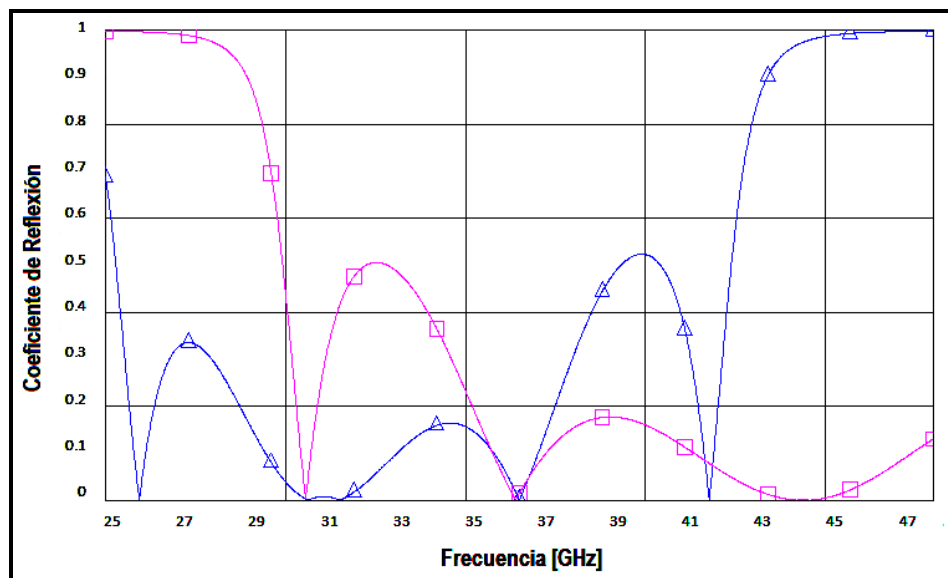


Figura 2.30. Coeficiente de reflexión para un anillo de malla triangular de ancho de 1mm de cinco capas.

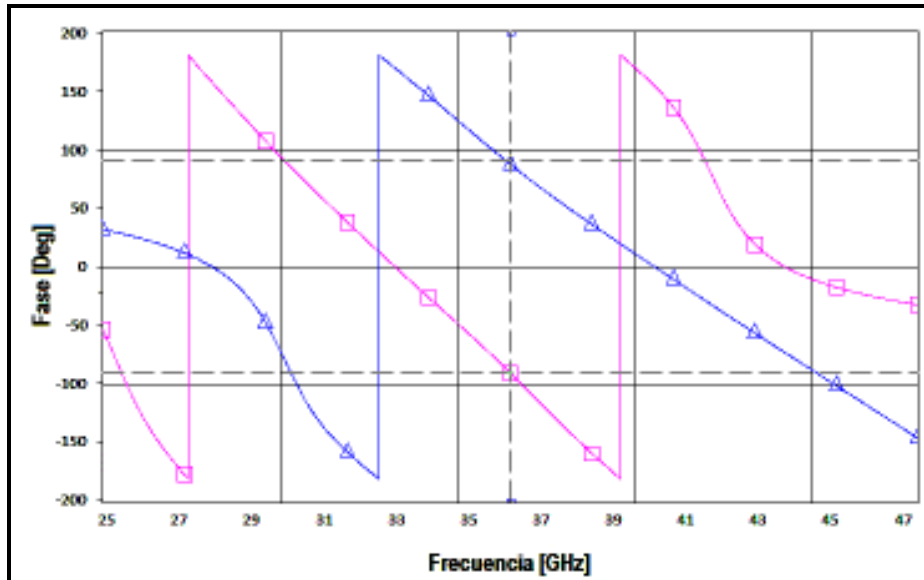


Figura 2.31. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para cinco capas.

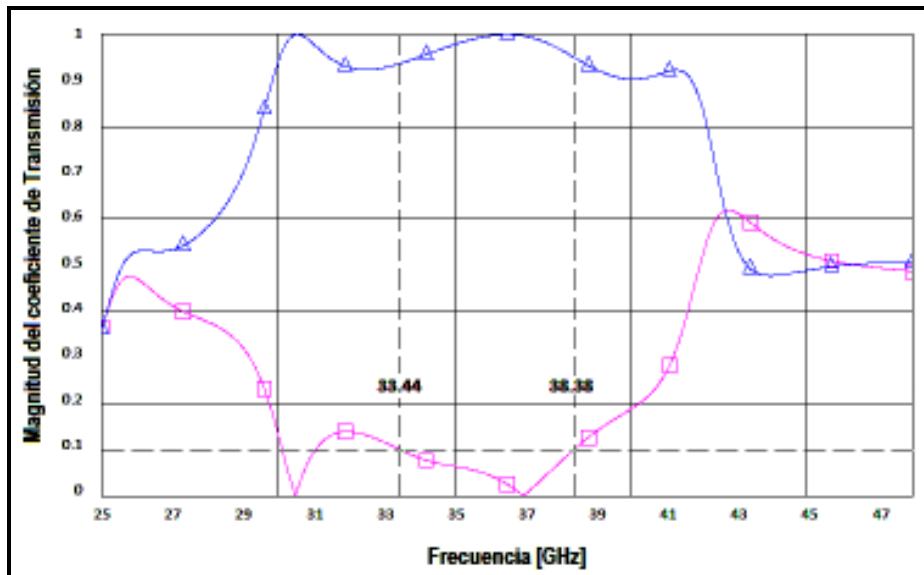


Figura 2.32. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.29 a 2.32 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión son de 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 38.38\text{GHz} - 33.44\text{GHz} = 4.94\text{GHz}$, pero el coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas sigue siendo grande, superior al 40%

Este mismo ejercicio se realizó para el circuito de siete capas, se encontró el ancho del anillo de malla triangular variando los valores del circuito de tal manera que se tuviera una optimización del coeficiente de reflexión y un mejor ancho de banda. Este ejercicio se hizo en teoría de circuitos y los resultados se muestran a continuación.

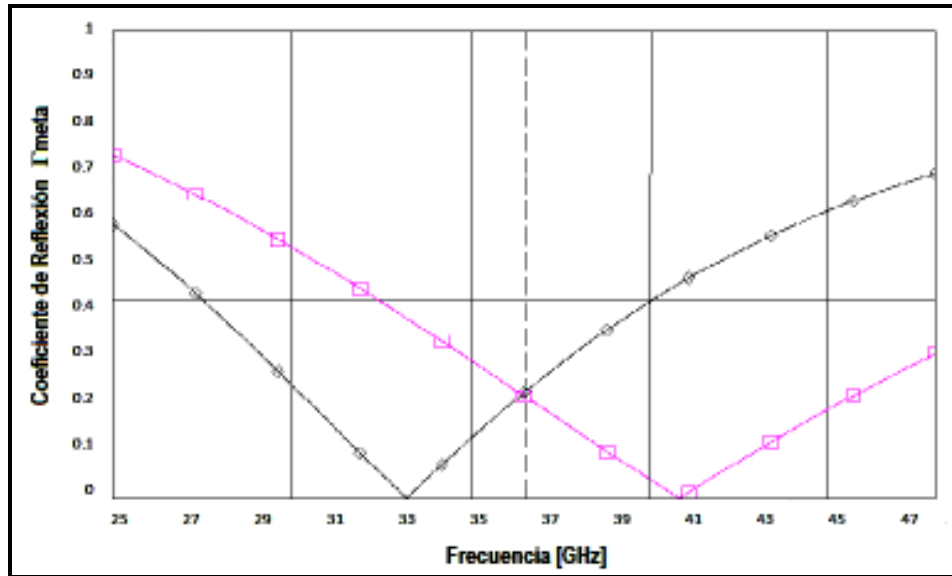


Figura 2.33. Modelo en teoría de circuitos de un anillo de malla triangular de ancho de 0.97mm para $\Gamma_{\text{metal}} = 0.2172$ a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

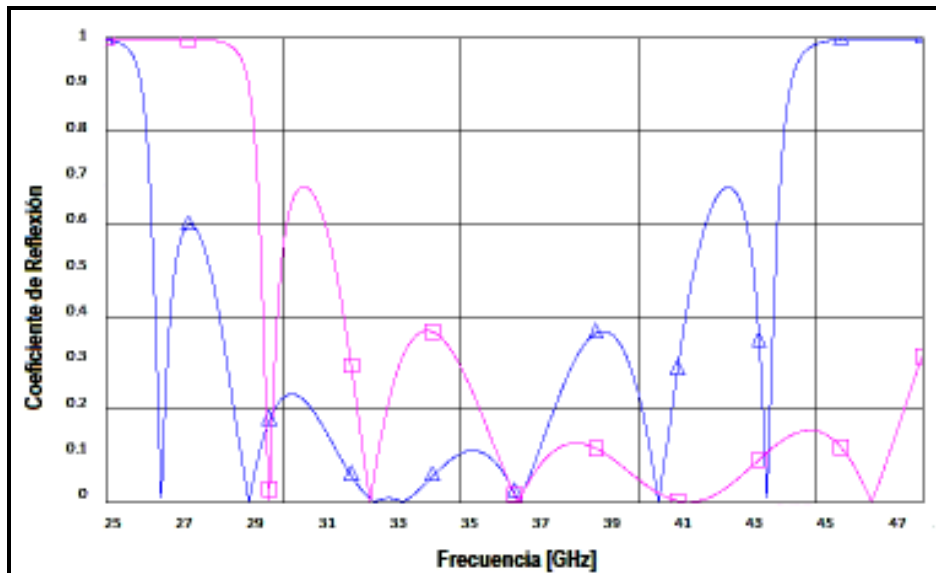


Figura 2.34. Coeficiente de reflexión para un anillo de malla triangular de ancho de 0.97mm de siete capas.

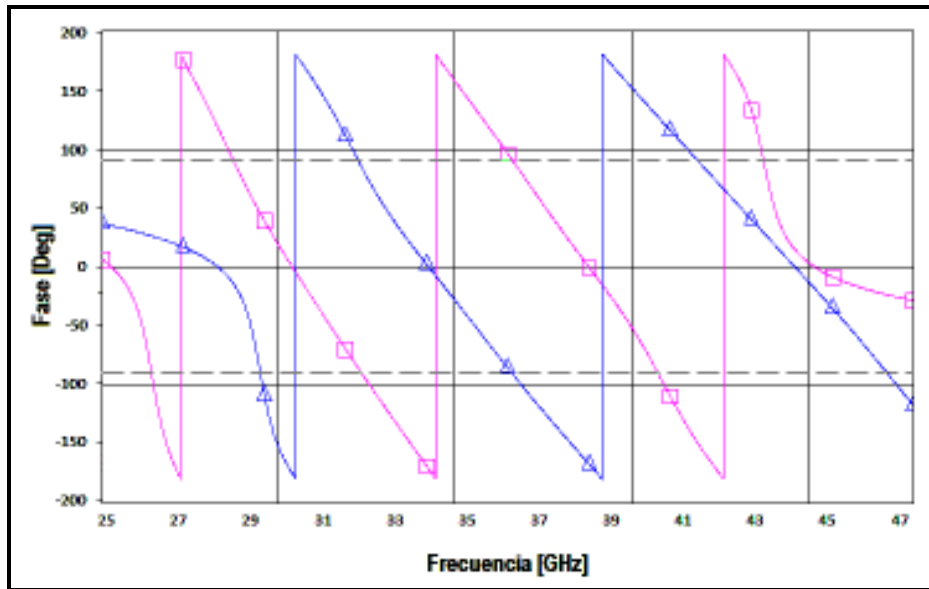


Figura 2.35. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es de 180° para siete capas.

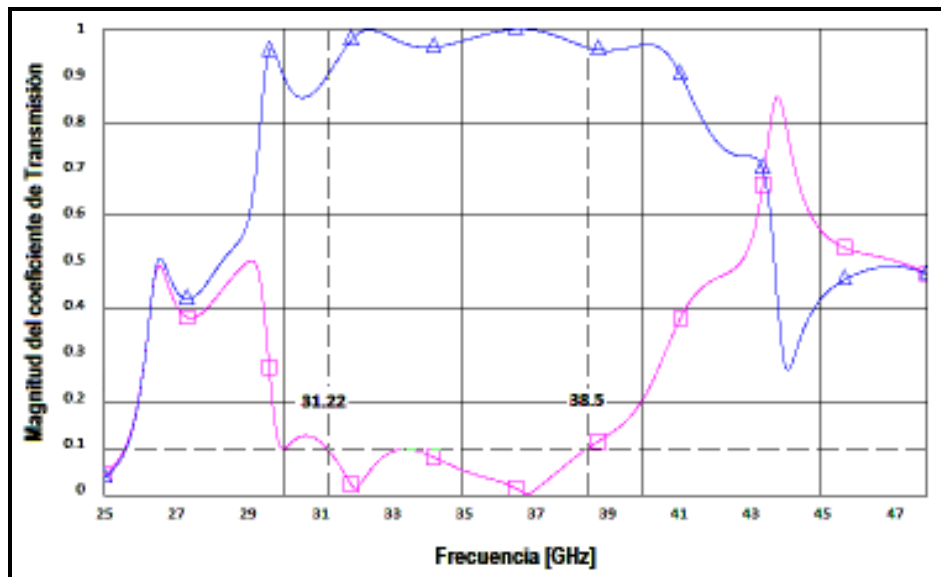


Figura 2.36. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.33 a 2.36 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión son de 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 38.5\text{GHz} - 31.22\text{GHz} = 7.28\text{GHz}$, pero el coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas sigue siendo grande, menor al 40% y mejorando con respecto al arreglo de cinco capas.

A continuación se muestra una tabla comparativa de las estructuras analizadas con este primer simulador electromagnético para las diferentes simulaciones hechas entre las estructuras de cinco y siete capas.

Anillo de malla	Estructura	Circuito Equivalente en	Coefficiente de Reflexión	Diferencia de Fase [°]	Ancho de Banda BW [GHz]
Rectangular	5 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$	0.45	180	4.92
	7 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$	0.38	180	7.05
Triangular	5 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$	0.42	180	4.94
	7 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$	0.37	180	7.28

Tabla 2.12. Resultados obtenidos para arreglos de cinco y siete capas con mallas rectangulares y mallas triangulares.

De acuerdo a los resultados obtenidos en la tabla 2.12 se puede ver que se tiene una mejor respuesta del coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda para la frecuencia de 36.5GHz en las estructuras de malla triangular respecto a las de malla rectangular; así mismo se obtiene una mejor respuesta de estos valores cuando se simulan estructuras con más capas. El ejemplo muestra que el ancho de banda es mayor, que la diferencia de fase es cercana a 180° y que el coeficiente de reflexión para esa frecuencia disminuye.

Hasta el momento hemos visto que en todos nuestros resultados hechos en simulaciones para una frecuencia de operación de 36.5GHz, se alcanza el desplazamiento entre los coeficientes de transmisión de 180°, pero nuestro coeficiente de reflexión aun sigue siendo alto. Ahora como último punto se optimizara la longitud eléctrica para estos arreglos a fin de obtener un mejor ancho de banda y una mejor respuesta para nuestros coeficientes de reflexión y transmisión.

Para las estructuras de cinco y siete capas se inicio simulando cuando las longitudes eléctricas son las mismas en todo el circuito completo; y variando el ancho de banda a optimizar. Se pudo observar que al ir disminuyendo el ancho de banda a optimizar estas simulaciones ofrecían un mejor resultado.

Posteriormente se simulo cuando las longitudes eléctricas le_1 coincidan en los extremos y longitudes eléctricas le_2 en los centros del circuito de cinco capas. Y para el circuito de siete capas se hizo el mismo ejercicio pero con el uso de le_1 en los extremos, y seguidas de le_2 y le_3 en el centro. Finalmente como parte del mismo ejercicio de optimización se realizo para estructuras de cinco y siete capas cuando las longitudes eléctricas son diferentes en todo el circuito completo.

A fin de corroborar que efectivamente se puede tener una mejora en el coeficiente de reflexión al optimizar las longitudes eléctricas el ejercicio descrito anteriormente se hizo para diferentes algoritmos con el simulador electromagnético utilizado.

Para esta parte, solo se mostraran los resultados en donde se obtiene la mejor respuesta y que serán utilizados para la fabricación del diseño final.

Para la estructura de cinco capas se optimizaron las siguientes longitudes eléctricas: longitud1= 113.1, longitud2= 71.76, longitud3= 98.4, longitud4= 70.12; y a continuación se presentan los resultados obtenidos.

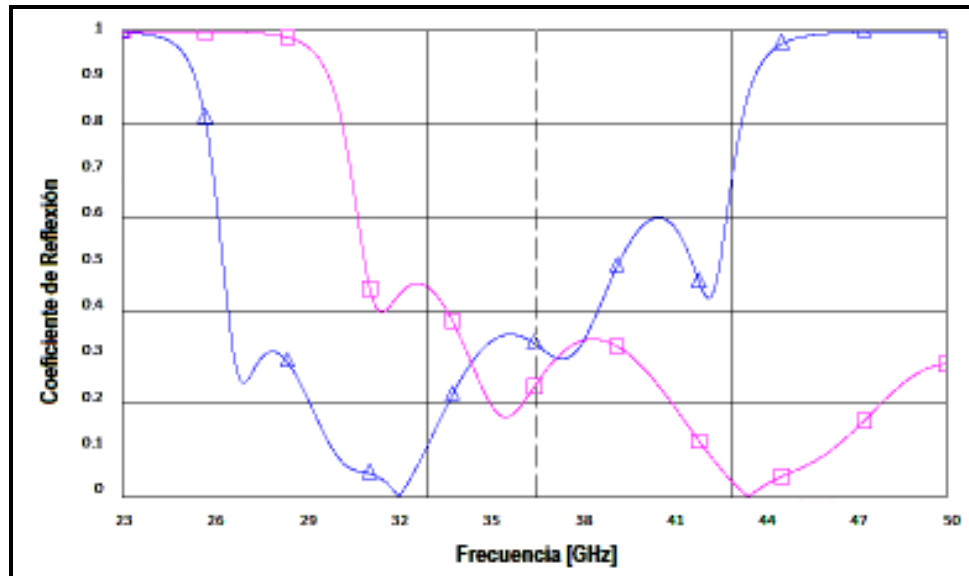


Figura 2.37. Coeficiente de reflexión para una optimización de la estructura de cinco capas de longitudes diferentes.

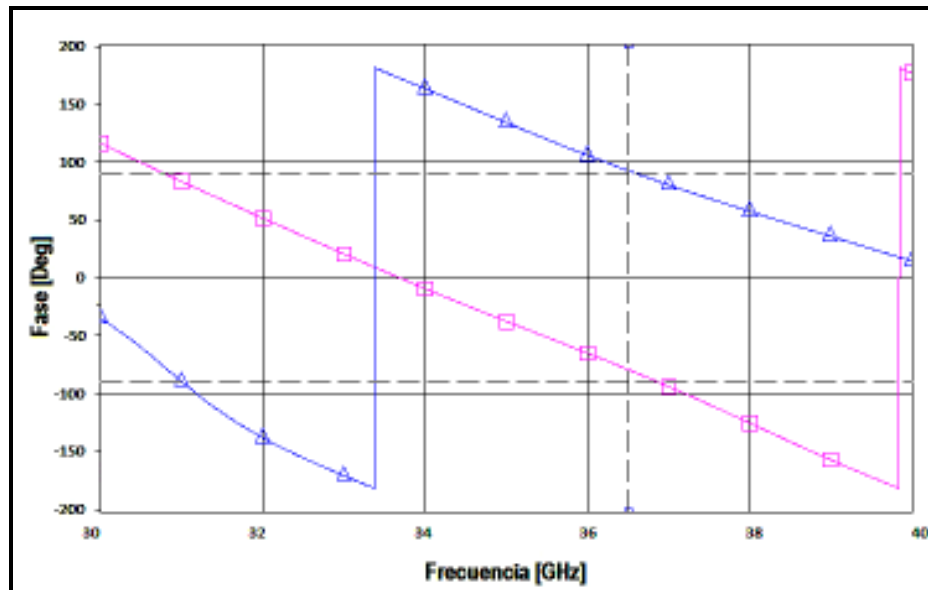


Figura 2.38. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión cercana a 180° para cinco capas

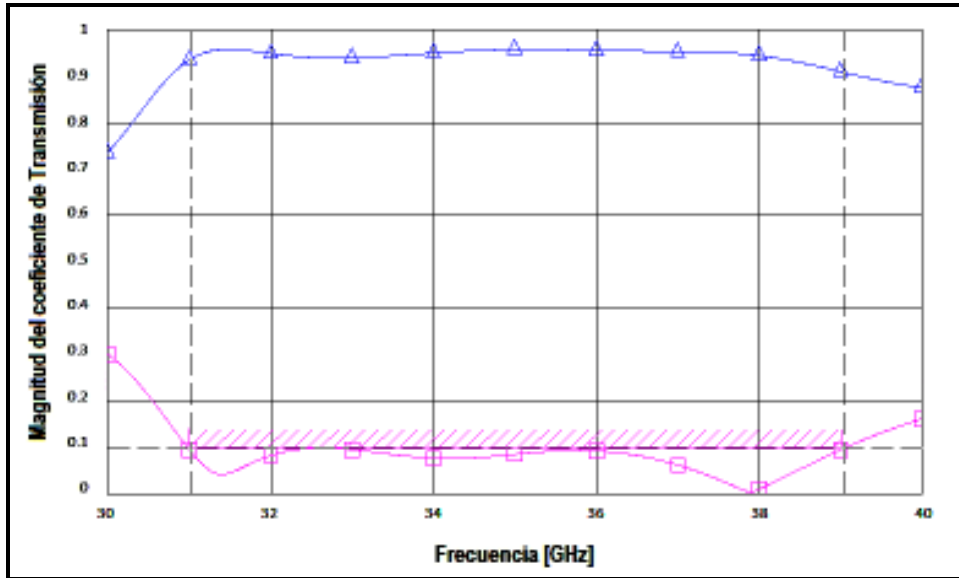


Figura 2.39. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.37 a 2.39 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión disminuye, pero es cercano a los 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 39.08\text{GHz} - 30.97\text{GHz} = 8.11\text{GHz}$, y el coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas mejora en comparación con los modelos de las estructuras anteriores siendo este menor al 40%.

Para la estructura de siete capas se optimizaron las siguientes longitudes eléctricas: longitud1= 109.8, longitud2= 72.22, longitud3= 103.7, longitud4= 73.85, longitud5= 96.76, longitud6= 82.25; y a continuación se presentan los resultados obtenidos.

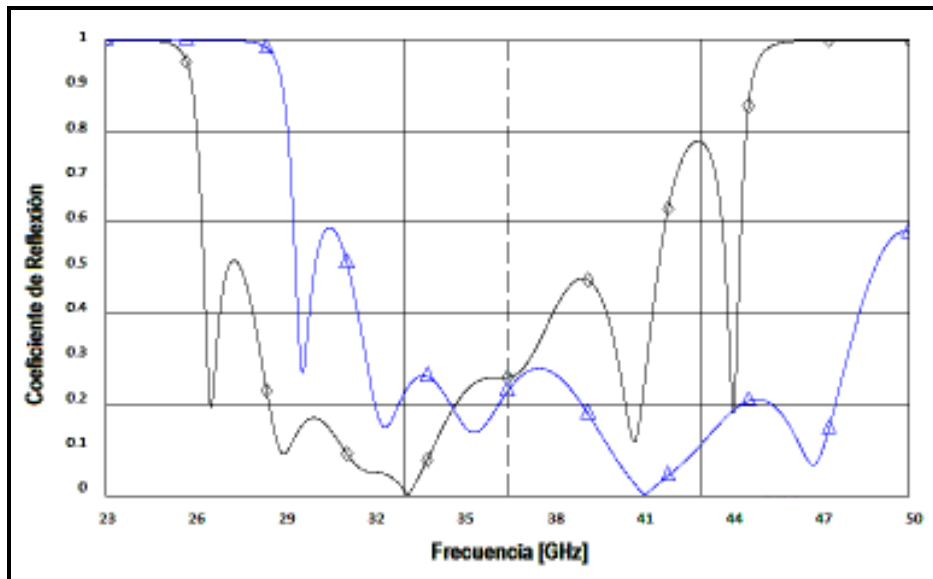


Figura 2.40. Coeficiente de reflexión para una optimización de la estructura de siete capas de longitudes diferentes.

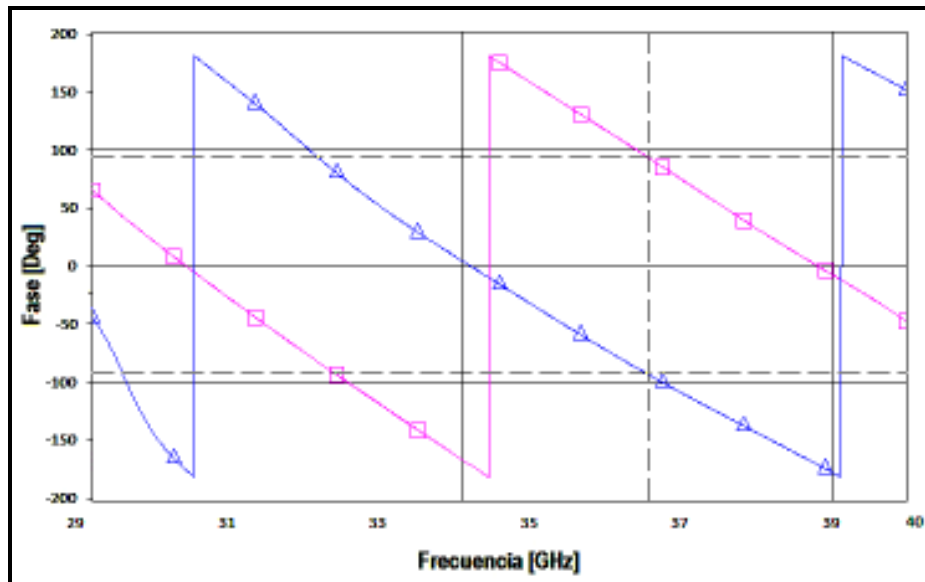


Figura 2.41. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión cercana a 180° para siete capas

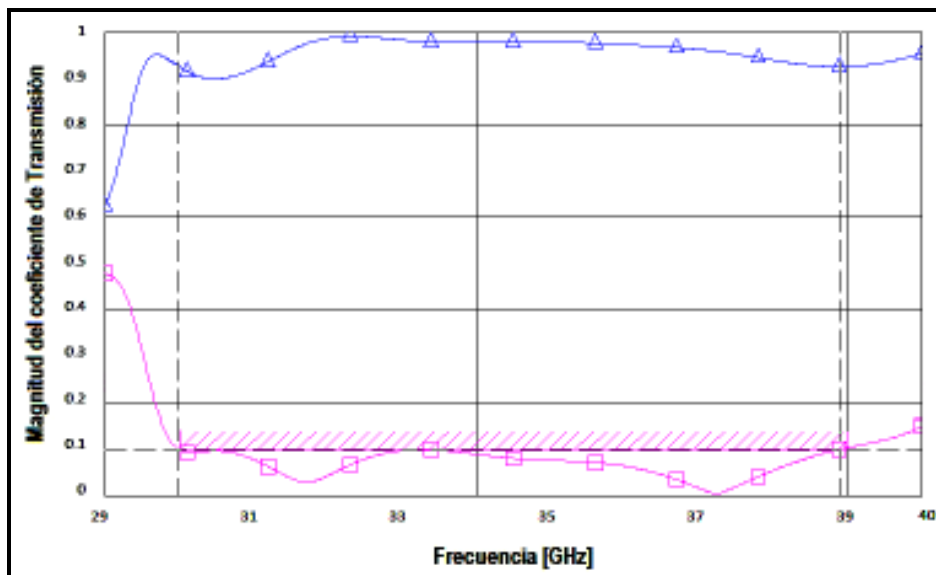


Figura 2.42. Onda controlada (azul) y no controlada (rosa) de la CPW a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las figuras 2.40 a 2.42 podemos observar que la diferencia de fase de los coeficientes de transmisión es cercano a los 180° y que el ancho de banda alcanzado es de $BW = 38.91\text{GHz} - 29.98\text{GHz} = 8.93\text{GHz}$, y el coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas mejora en comparación con los modelos de las estructuras anteriores siendo este menor al 40%.

2.4 Conclusiones

1. En este capítulo se han estudiado y analizado estructuras planas multicapa que son la base fundamental de nuestro arreglo tipo espirafase. Como primer paso se analizó una estructura de dos capas a una frecuencia de operación de 10GHz en la que no se cumplen las condiciones

mediante las cuales los coeficientes de transmisión no presentan una diferencia de fase de 180° , además que presentan un alto coeficiente de reflexión. Esto se debe a que la estructura no considera el acoplamiento mutuo en los extremos de la estructura afectando a la distribución de fase lineal.

2. Nuestra propuesta se basó en analizar una estructura multicapa de cinco y siete capas modeladas como una línea de transmisión y un circuito resonante en paralelo. Mediante una serie de combinaciones de las susceptancias se concluyó que los resultados presentan una mejor respuesta en el coeficiente de reflexión así como en la diferencia de fase; alcanzando los 180° cuando todos los elementos de las estructuras son iguales. Estas estructuras fueron fácilmente escaladas a una frecuencia de operación de 36.5GHz.

3. Una vez encontrados los coeficientes de reflexión Γ_{meta} permitidos se elaboró un modelo que nos describiera el comportamiento del anillo con carga con la cual trabajaremos de ahora en adelante como parte de nuestro prototipo. Para esto se hicieron simulaciones sobre geometrías de malla rectangular y malla triangulares. Esto debido a que las dimensiones de la malla juegan un papel importante debido a que si los elementos están grandemente espaciados parecerán máximos secundarios de radiación.

4. Como último paso y debido al alto coeficiente de reflexión presentado en nuestros modelos, se realizaron optimizaciones variando las longitudes eléctricas hasta encontrar una reducción del coeficiente de reflexión, cuidando que los coeficientes de transmisión tuvieran la diferencia de fase deseada de 180° . Se concluye que al variar todas las longitudes eléctricas de los circuitos de cinco y siete capas se tiene una mejor respuesta sobre estos coeficientes tanto de reflexión como de transmisión y que además ganamos en un mayor ancho de banda.

Bibliografía

- [1] L. Schwartzman and L. Topper, "Analysis of phased array lens", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 16, no. 6, pp. 628-632. Nov. 1968.
- [2] Matthias Euler and Vicent F. Fusco. "Frequency Selective Surface Using Nested Split Ring Slot Elements as a Lens With Mechanically Reconfigurable Beam Steering Capability". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, No 10, October 2010. pp. 3417-3421
- [3] C. Larson, and B. Munk, "The broad-band scattering response of periodic arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 31, núm 2, Mar 1983, pp. 261-267.
- [4] S. W. Lee, G. Zarrillo and C. L. Law, "Simple formulas for transmisión through periodic metal grids or plates," IEEE Trans. Antennas Propag. AP-30, pp. 904-909, Sept, 1982.
- [5] S. W. Lee, and T. T. Fong, "Electromagnetic wave scattering from an active corrugated structure," J. Appl. Phys, vol. 43 no. 2, pp. 388-396. 1972
- [6] Sievenpiper, D., Schaffner, J., Loo, B.; Tagonan, G., Harold, R., Pikulski, J., Garcia, R., "Electronic beam steering using a varactor-tuned impedance surface," IEEE Int. Symo. Antennas Propagat. Soc, vol. 1, 8-13 Jul. 2001, pp. 174-177.
- [7] P. Callaghan, E. A. Parker, and R. J. Langley, "Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surface, "Microwaves, Antennas and Propagation, IEEE Proceedings H, vol. 138, no 5, Oct. 1991 pp. 448-454.
- [8] Kondo, A.; "Design and characteristics of ring-slot type FSS," Electron. Lett., vol 27, núm. 3, 31 Enero 1991, pp. 240-241.
- [9] A. Roberts, and R. C. McPhedran, "Bandpass grids with annular apertures," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 36, núm. 5, May. 1998, pp. 607-611.
- [10] D. Pozar, "Microwave Engineering," 2nd Edition, Jhon Wiley & sons, USA 1998.

Capítulo 3. Optimización del arreglo de antena lente tipo Espirafase de 5 y 7 capas y obtención del sector de escaneo de estos arreglos.

3.1 Introducción

Partiendo del análisis de la lente en teoría de circuitos como una SSF que se realizó en el capítulo anterior, el propósito del siguiente capítulo es mostrar la optimización de la estructura completa para un arreglo de 5 y 7 capas. Primero se presentara la optimización del elemento de celda unitaria de la estructura, siendo el anillo de apertura anular con carga el elemento más importante. Para esto; y con ayuda del teorema del Floquet, una estructura plana infinita puede ser analizada resolviendo los campos desconocidos en una sola celda periódica.

Así mismo, y una vez encontradas la optimización de la estructura completa, se simulan las características de radiación de un arreglo de antena lente de elementos de aperturas anulares con carga. Este arreglo fue configurado para asegurar distintos ángulos de escaneo en θ_0 de la onda de polarización circular incidente a 0° y a una frecuencia central de 36.5GHz.

3.2 Optimización del arreglo completo de 5 y 7 capas.

El teorema del Floquet permite analizar estructuras periódicas planas infinitas al describir los campos electromagnéticos en la región abierta fuera del arreglo en términos de un juego de modos ortogonales. Estos modos representan físicamente ondas planas TE o TM que se propagan o decaen fuera del plano donde se sitúa la estructura periódica.

3.2.1 Celda Unitaria

Ahora bien, si consideramos la estructura periódica plana infinita de aperturas anulares en el plano XY mostrada en la Fig. 3.1 con celda unitaria denotada por los puntos *fghi*.

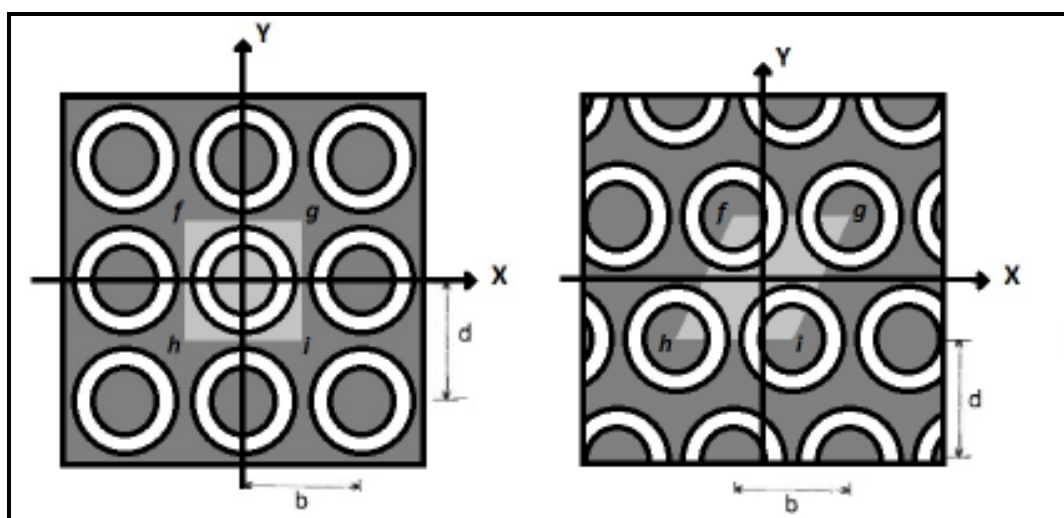


Figura 3.1. a) Estructura periódica infinita y celda unitaria mostrada en los puntos *fghi* con malla rectangular b) con malla triangular.

Las aperturas anulares idénticas en su geometría están ubicadas en los nodos de una malla rectangular y una malla triangular; y estas poseen una periodicidad invariante a lo largo de las direcciones x y y , b y d son las dimensiones de la celda en los ejes x y y , respectivamente.

Los modos vectoriales Floquet $\Psi_{lm,n}$ constituyen un juego ortonormal completo de eigenfunciones sobre la celda periódica. Estos modos Floquet vectoriales son desarrollados en [1] y se presentan en [2].

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

La formulación modal considera que una onda electromagnética plana incide en una pantalla conductora delgada con aperturas anulares idénticas. θ_0 es el ángulo entre el vector de propagación k de la onda plana incidente con la normal del plano de la pantalla (ángulo de elevación), que para nuestro arreglo es $\theta_0 = 0^\circ$, y ϕ_0 es el ángulo entre el eje x y la proyección del vector de propagación k sobre el plano XY (ángulo acimutal). Tanto para el arreglo de cinco y siete capas los ángulos de escaneo se darán en la dirección de exploración en el plano XOZ.

Los campos electromagnéticos cerca de la pantalla deben satisfacer los requerimientos de periodicidad impuestos por el Teorema de Floquet.

3.2.2 Desviación del haz.

Si asumimos que una onda plana de polarización circular, que incide normalmente al arreglo, debe transmitirse en la dirección determinada por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo de acimut ϕ_0 . Para este caso, dos elementos del arreglo deben proporcionar desplazamientos de fase progresivos ψ_x y ψ_y en la onda transmitida en las direcciones x y y , respectivamente. Considerando una retícula cuadrangular estos desplazamientos de fase pueden calcularse como:

$$\begin{aligned}\psi_x &= -k_0 b_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \\ \psi_y &= -k_0 b_y \sin \theta_0 \sin \phi_0.\end{aligned}\tag{3.1}$$

De acuerdo con el principio de polarización de cambio de fase, las diferencias de las posiciones angulares progresivas con las cargas, $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_y$, para dos celdas adyacentes pequeñas en las direcciones x y y , respectivamente, deben establecerse como:

$$\Delta\gamma_x = \psi_x/2 = -kb \sin \theta_R \cos \varphi_R/2\tag{3.2}$$

$$\Delta\gamma_y = \psi_y/2 = -kd \sin \theta_R \sin \varphi_R/2$$

Las posiciones angulares no uniformes de las cargas destruyen la periodicidad del arreglo, por lo tanto, la celda pequeña no puede ser considerada como la celda unitaria del arreglo. Para poder analizar el arreglo como una estructura periódica es necesario definir a la celda unitaria como una agrupación de celdas pequeñas que cumplan con la condición de periodicidad tal como se muestra en 3.1.2. Esta celda unitaria se denomina celda grande y contiene N_x celdas pequeñas adyacentes en la dirección x y N_y celdas adyacentes en la dirección y .

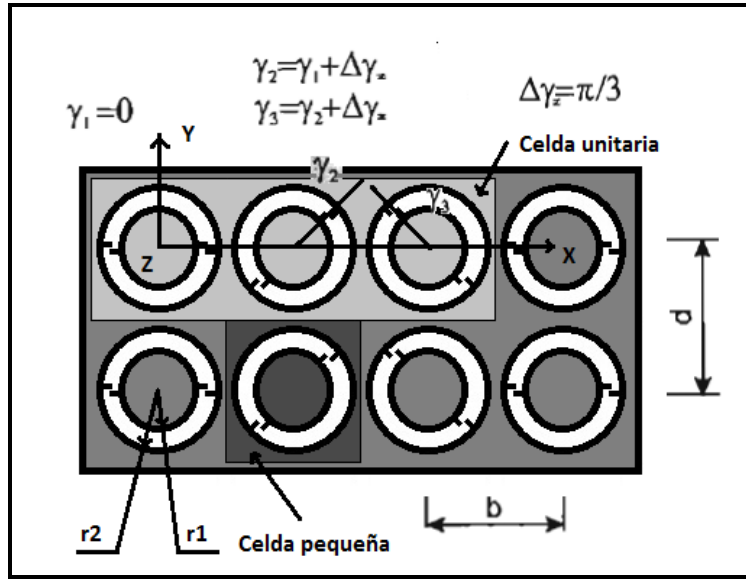


Figura 3.1.2. Configuración del arreglo periódico para $N_x = 3$ y $N_y = 1$.

Las diferencias de las posiciones angulares progresivas $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_y$ de las cargas para dos celdas pequeñas adyacentes deben establecerse como:

$$\Delta\gamma_x = \pi M_x / N_x \quad 3.3$$

$$\Delta\gamma_y = \pi M_y / N_y$$

Donde M_x y M_y representan los desplazamientos de fase en términos del número total de 2π que son introducidos por la celda unitaria o celda grande que contiene $N_x N_y$ celdas pequeñas en la onda transmitida a lo largo de las direcciones x y y , respectivamente

De esta forma, el arreglo de antena lente infinito puede analizarse como una estructura periódica usando el teorema del Floquet. La ecuación 3.3 permite aproximar los diferentes valores de $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_y$ con una buena tolerancia. Lo que hace posible diseñar un arreglo capaz de transmitir la onda incidente en varias direcciones. Esta misma condición asegura que dos de los modos Floquet forman una onda plana que se propaga en la dirección deseada. Entonces, el arreglo de antena lente puede ser considerado como un convertidor multimodal que transforma una onda plana, que incide con polarización circular, en una onda plana transmitida que se propaga en la dirección deseada.

Para medir la eficiencia de la conversión de los modos del arreglo de antena lente infinito, es posible definir un coeficiente de conversión. Este coeficiente de conversión L_c puede calcularse como la relación entre la densidad de potencia de la onda plana reflejada y la densidad de potencia de la onda plana incidente de polarización circular:

$$L_C = \frac{Y_{m_1} |R_{m_1}|^2 + Y_{m_2} |R_{m_2}|^2}{2Y_1 |A_1|^2}, \quad 3.4$$

Donde A_1 y Y_1 son la magnitud y la admitancia del modo Floquet incidente, Y_m es la admitancia modal Floquet, R_m es la magnitud del modo floquet reflejado y m_1 y m_2 son los índices de los modos floquet reflejados.

Teniendo esto como base, ahora se explicara a manera de detalle cómo se optimizó nuestro arreglo de antena lente tipo espirafase de cinco y siete capas hasta obtener los mejores resultados, siempre teniendo en cuenta que los coeficientes de transmisión deben tener una diferencia de fase de 180 grados y que el coeficiente de reflexión sea lo más cercano a cero, para nuestro modelo.

Dentro de las primeras pruebas de esta optimización que se realizó; fue encontrar el ancho del anillo óptimo en una malla rectangular con variaciones $\Delta\phi = 1\text{mm}$, 2mm , 3mm y 4mm a una frecuencia de operación de 10GHz con un dieléctrico de 0.127mm de espesor, permitividad de $\epsilon = 2.2$ y permeabilidad $\mu = 1$.

Para esto también se simulo el valor de las cargas capacitivas ya como dos placas paralelas que simulan dicho valor encontrado en el capítulo anterior. Estas placas tienen posiciones angulares de 0° y 180° .

Los resultados de todas estas simulaciones para estructuras de cinco y siete capas se encuentran a manera de resumen en la Tabla 3.1 tal como aparece a continuación:

Datos Simulador Electromagnético				
	Ancho_1	Ancho_2	Ancho_3	Ancho_4
Rexterno	5.5	6.226	6.8455	7.45
Rinterno	4.3784	4.226	3.8455	3.3
Carg [pF]	0.05197445	0.05202136	0.05207613	0.05210965
BW [GHz]	0.6015	0.9502	1.2989	1.5856
DF [°]	179.8	179.8	179.9	180

a) Cinco capas

Datos Simulador Electromagnético				
	Ancho_1	Ancho_2	Ancho_3	Ancho_4
Rexterno	5.5	6.226	6.8455	7.45
Rinterno	4.58	4.226	3.8455	3.3
Carg [pf]	0.03756222	0.03749779	0.03743492	0.03758514
BW [GHz]	0.7955	0.9562	1.3139	1.6936
DF [°]	179.9	179.9	180	180

b) Siete capas

Tabla 3.1 Resultados de las simulaciones de las variaciones de los anchos de anillos de 1mm, 2mm, 3mm y 4mm para estructuras de a) cinco y b) siete capas.

Al comparar estos resultados con los encontrados en el capítulo dos se puede confirmar que al aumentar el ancho del anillo, el ancho de banda también mejora y la diferencia de fase se mantiene cerca de 180° .

Continuando con la búsqueda de la optimización de nuestro elemento de celda unitaria y una vez que se han hecho estos ejercicios, el siguiente paso es optimizar el anillo en la frecuencia de operación para la cual trabajara nuestro diseño real, siendo esta de 36.5GHz ; así que, se trabajo con un anillo de malla rectangular con un dieléctrico de 0.025mm de espesor, permitividad de $\epsilon = 2.9$, permeabilidad $\mu = 1$ y de dimensiones de $\lambda/2$. Este ejercicio se realizo

para una celda unitaria que será la base de las estructuras de cinco y siete capas y son mostradas en la Figura 3.2.

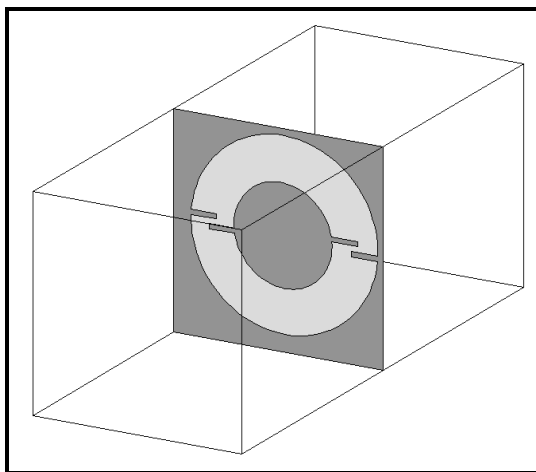


Figura 3.2 Anillo de malla rectangular de celda unitaria para un arreglo de cinco capas de ancho 0.904mm; para un arreglo de siete capas se ocupa el mismo diseño con un ancho del anillo de 0.837mm.

El anillo de malla rectangular fue optimizado con los valores del coeficiente de reflexión Γ_{meta} permitido para cada uno de las estructuras de cinco y siete capas, siendo de 0.2952 y 0.2172, respectivamente, también mencionados en el capítulo dos. Y variando el ancho del anillo. Así mismo para el valor de la carga se usaron dos placas paralelas de $100\mu\text{m}$, separadas la misma distancia.

Los valores encontrados para los radios externos r_2 y radios internos r_1 de los anillos para una estructura de cinco capas fueron de $r_2 = 1.9\text{mm}$ y $r_1 = 0.996$; y para una estructura de siete capas fueron de $r_2 = 1.9\text{mm}$ y $r_2 = 1.063\text{mm}$.

Una vez encontrado el ajuste del anillo se hicieron simulaciones para estructuras de figura 3.3 cinco capas y figura 3.4 siete capas tal como se muestra a continuación:

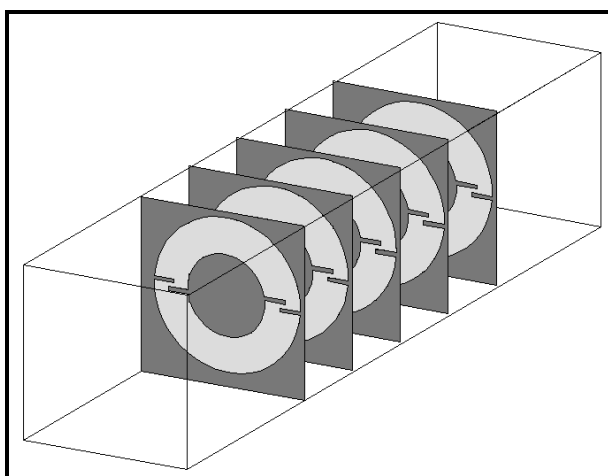


Figura 3.3. Estructura de cinco capas con anillo de malla rectangular de 0.904mm y de longitud eléctrica de 90° .

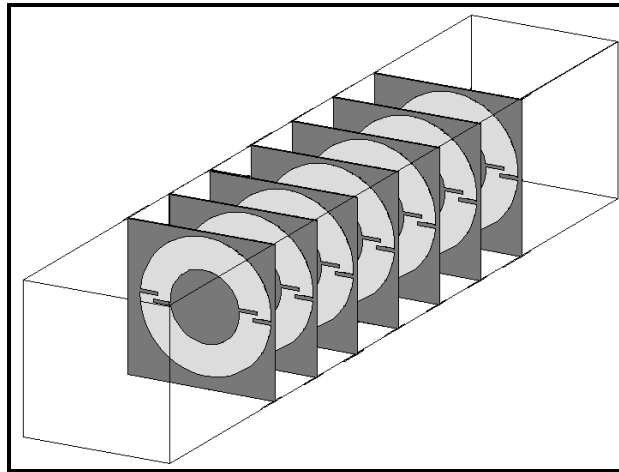
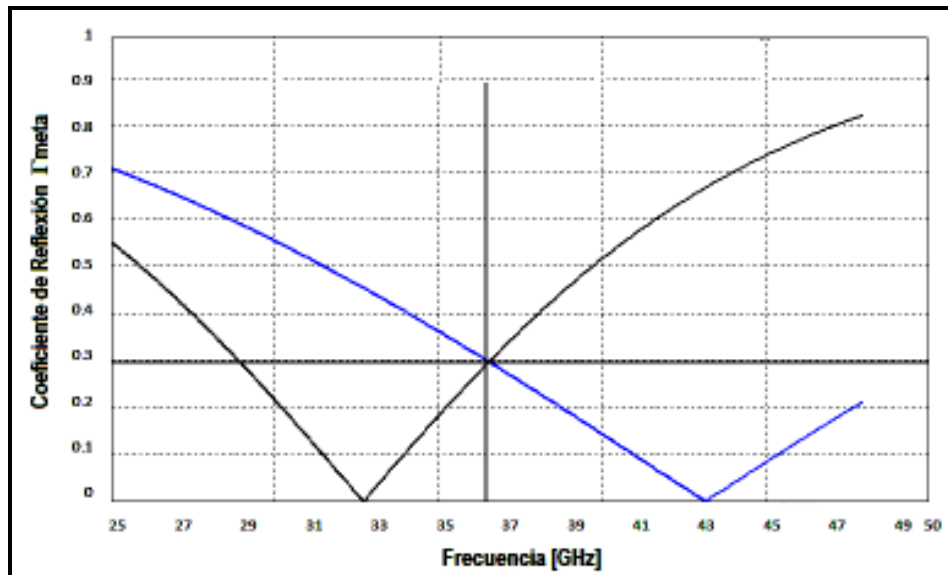
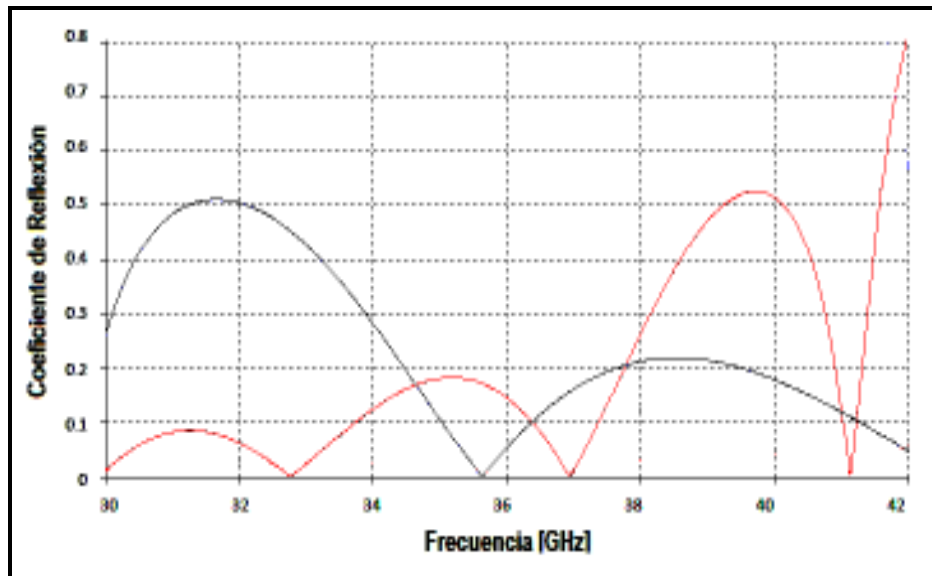


Figura 3.4. Estructura de siete capas con anillo de malla rectangular de 0.837mm y de longitud eléctrica de 90° .

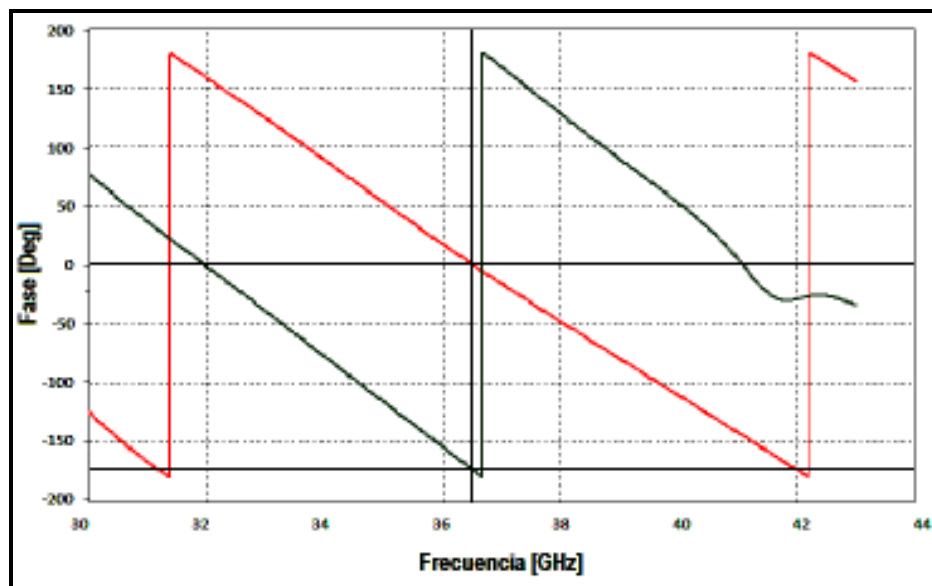
A continuación se muestran los resultados obtenidos para el coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda en la figura 3.5 para estructura de cinco capas y figura 3.6 para una estructura de siete capas.



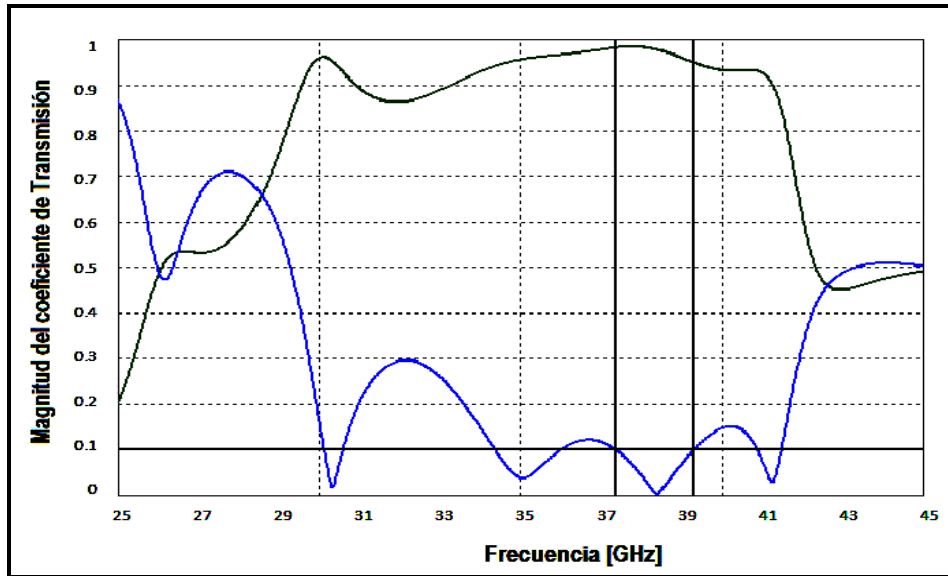
a) Optimización de un anillo de malla rectangular de celda unitaria para la frecuencia de operación $f=36.5\text{GHz}$ y $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$.



b) Coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas.

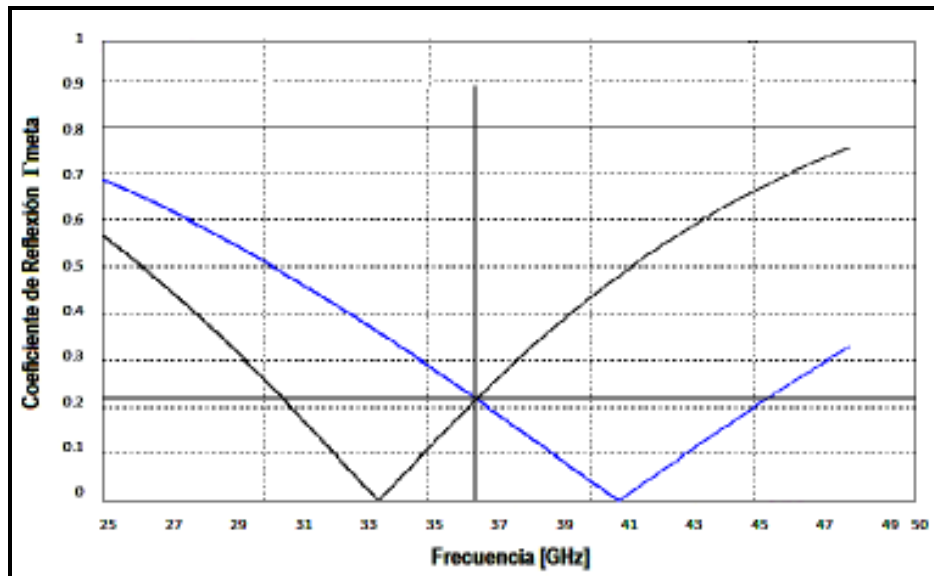


c) Diferencia de fase para un arreglo de cinco capas.

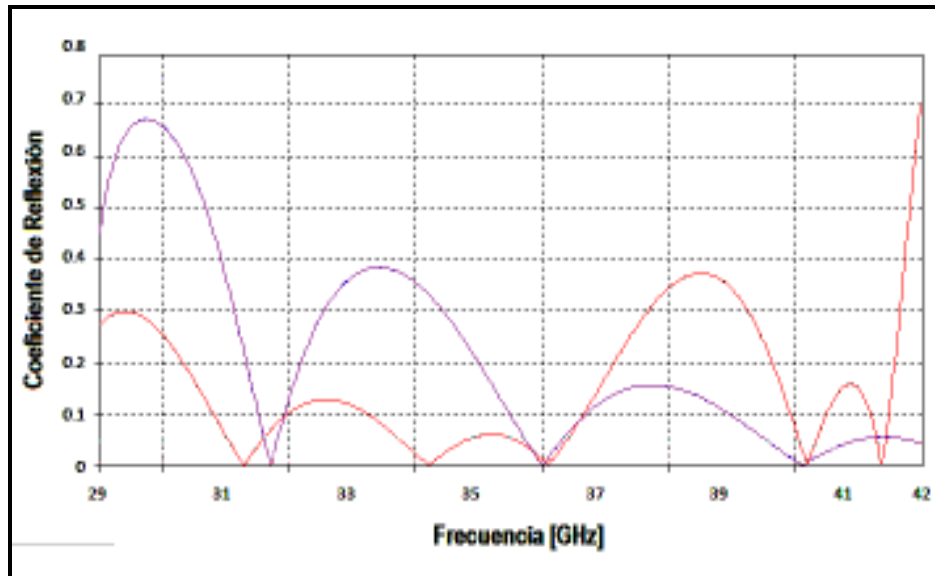


d) Ancho de banda para un arreglo de cinco capas.

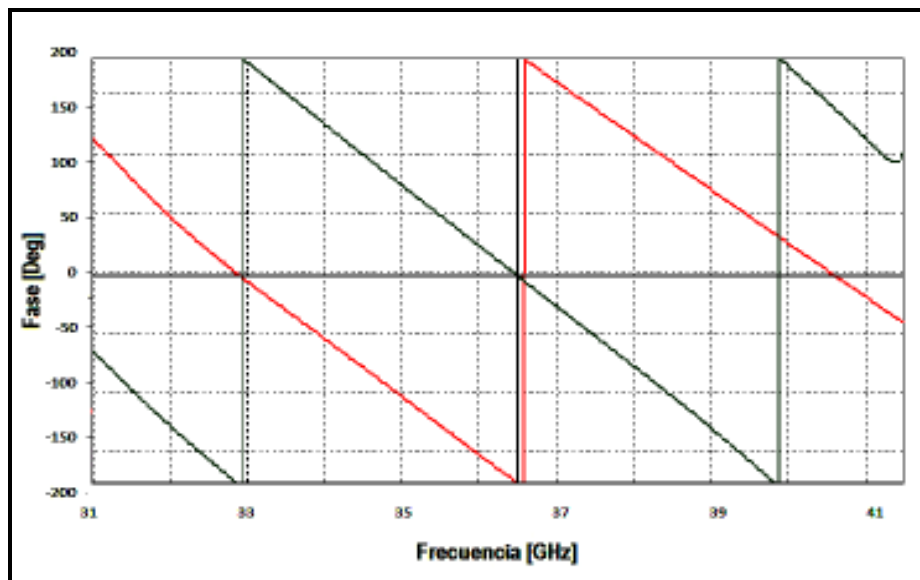
Figura 3.5 a) Optimización del anillo de celda unitaria para un arreglo de cinco capas b) Coeficiente de reflexión para una estructura de cinco capas con anillo de malla rectangular c) Diferencia de fase para una estructura de cinco capas d) ancho de banda para una estructura de cinco capas.



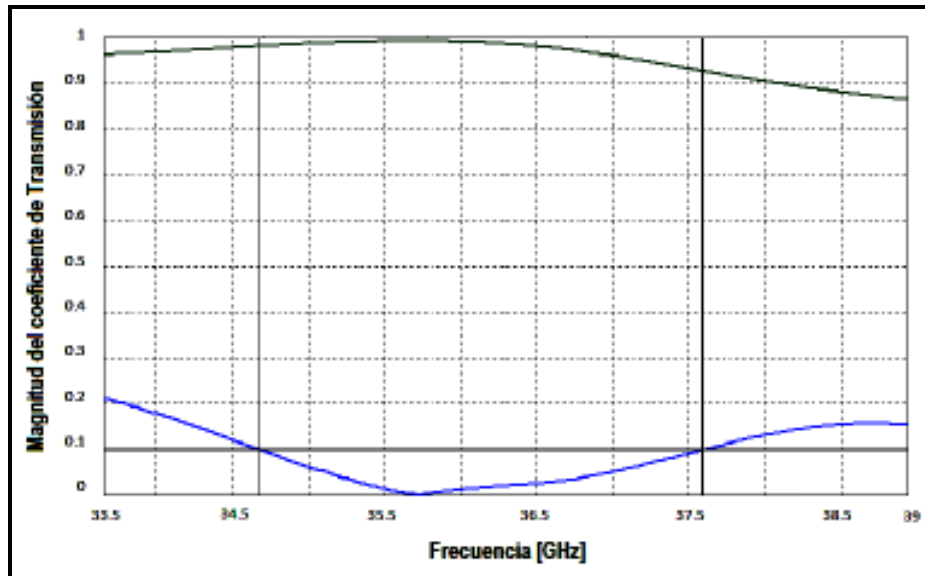
a) Optimización de un anillo de malla rectangular de celda unitaria para la frecuencia de operación $f=36.5\text{GHz}$ y $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$.



b) Coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas.



c) Diferencia de fase para un arreglo de siete capas.



d) Ancho de banda para un arreglo de siete capas

Figura 3.6 a) Optimización del anillo de celda unitaria para un arreglo de siete capas b) Coeficiente de reflexión para una estructura de siete capas con anillo de malla rectangular c) Diferencia de fase para una estructura de siete capas d) ancho de banda para una estructura de siete capas.

De acuerdo a los resultados obtenidos en nuestras estructuras de cinco y siete capas podemos observar que el ancho de banda mejora al aumentar el número de capas, así mismo podemos observar que el coeficiente de reflexión sigue siendo un problema para nuestros diseños. Una vez obtenidos los resultados anteriores y como parte de nuestra optimización y de mejora en la respuesta de nuestra estructura en términos de transmisión y fase; se encontrará la respuesta para un anillo de malla triangular y se mostrará la comparación entre este y el hecho con el anillo de malla rectangular.

De la misma manera que lo realizado anteriormente para un anillo de malla rectangular, se ocupó un anillo para la malla triangular con un dieléctrico de 0.025mm de espesor, permitividad de $\epsilon = 2.9$, permeabilidad $\mu = 1$ y de dimensiones de $\lambda/\sqrt{3}$. Este ejercicio se realizo para una celda unitaria que será la base de las estructuras de cinco y siete capas y son mostradas en la Figura 3.7.

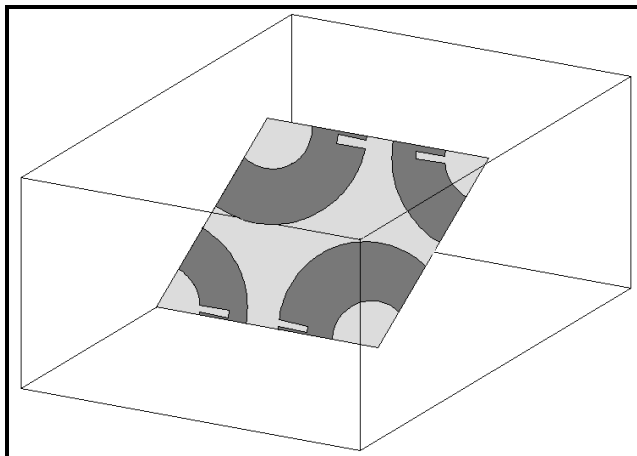


Figura 3.7. Anillo de malla triangular de celda unitaria para un arreglo de cinco capas de ancho 1.131mm; para un arreglo de siete capas se ocupa el mismo diseño con un ancho del anillo de 1.046mm.

El anillo de malla triangular fue optimizado con los valores del coeficiente de reflexión Γ_{meta} permitido para cada uno de las estructuras de cinco y siete capas, siendo de 0.2952 y 0.2172, respectivamente, también mencionados en el capítulo dos. Y variando el ancho del anillo. Así mismo para el valor de la carga se usaron dos placas paralelas de 150 μm , separadas la misma distancia.

Los valores encontrados para los radios externos r_2 y radios internos r_1 de los anillos para una estructura de cinco capas fueron de $r_2 = 2.1\text{mm}$ y $r_1 = 0.969$; y para una estructura de siete capas fueron de $r_2 = 2.1\text{mm}$ y $r_1 = 1.054\text{mm}$.

Una vez encontrado el ajuste del anillo se hicieron simulaciones para estructuras de figura 3.8 cinco capas y figura 3.9 siete capas tal como se muestra a continuación:

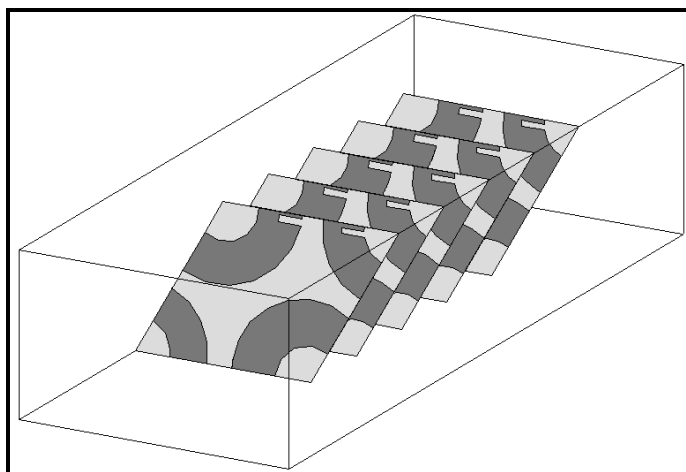


Figura 3.8. Estructura de cinco capas con anillo de malla triangular de 1.131mm y de longitud eléctrica de 90°.

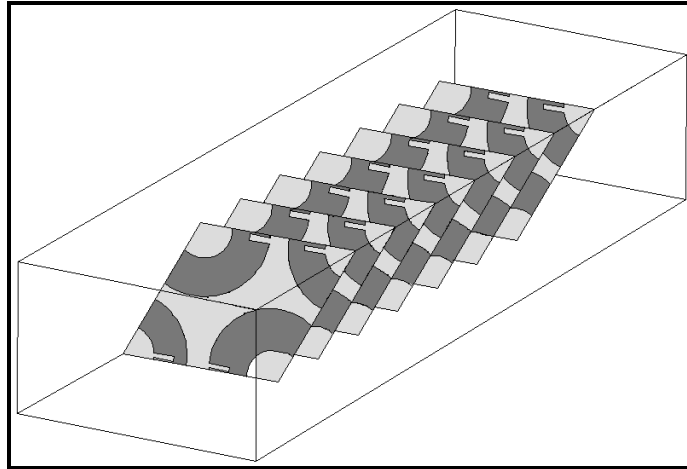
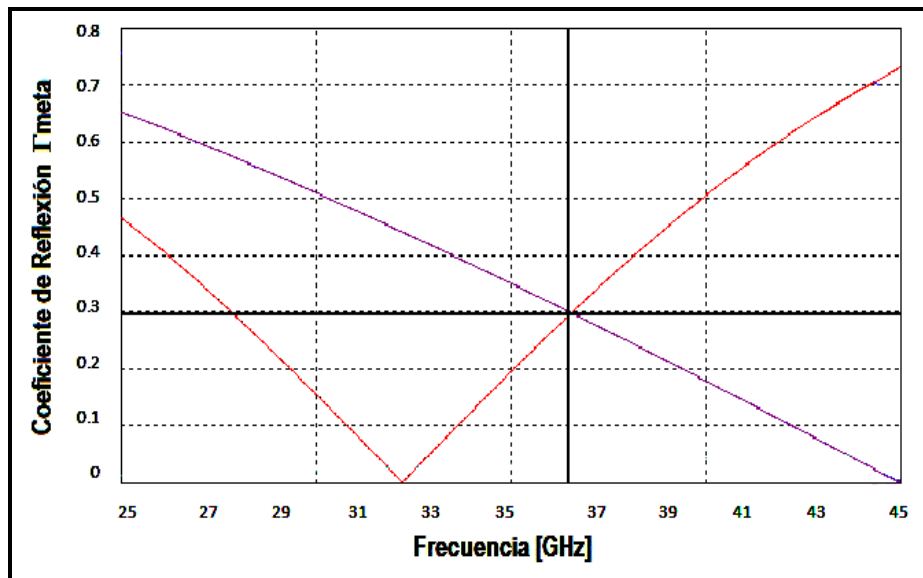
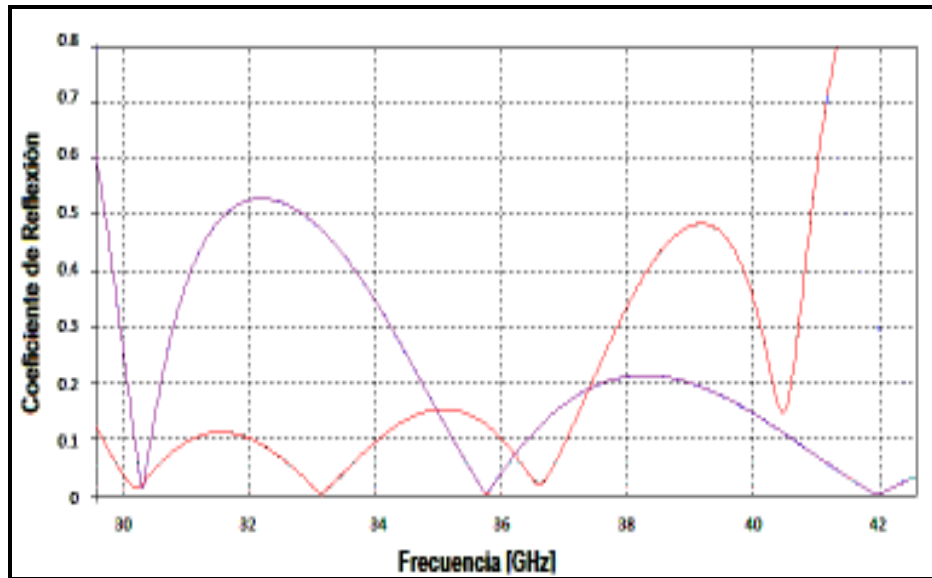


Figura 3.9. Estructura de siete capas con anillo de malla triangular de 1.046mm y de longitud eléctrica de 90° .

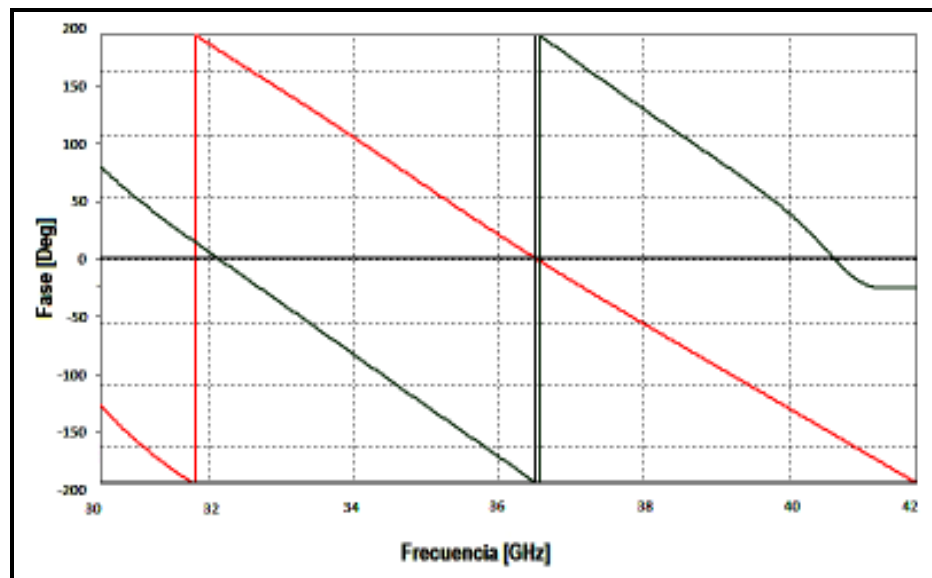
A continuación se muestran los resultados obtenidos para el coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda en la figura 3.10 para estructura de cinco capas y figura 3.11 para una estructura de siete capas.



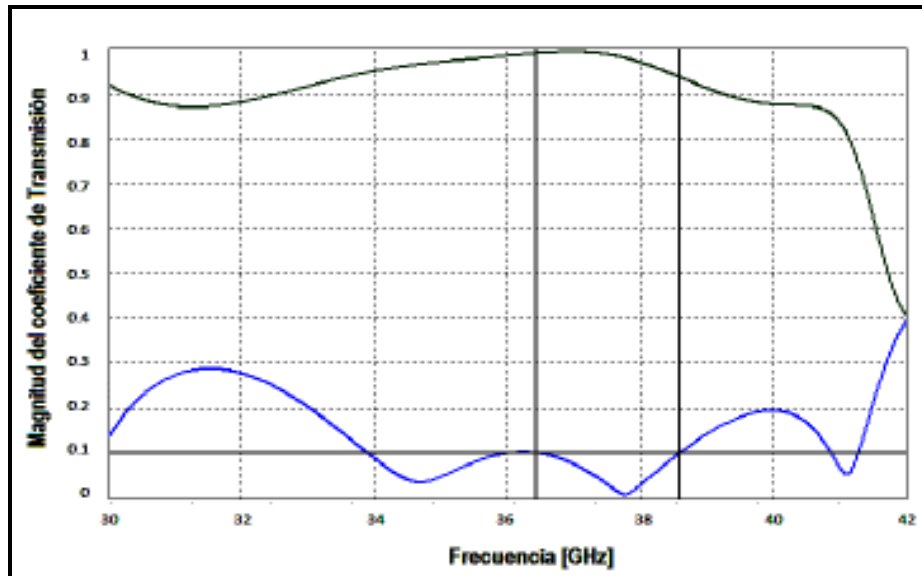
a) Optimización de un anillo de malla triangular de celda unitaria para la frecuencia de operación $f=36.5\text{GHz}$ y $\Gamma_{meta} = 0.2952$.



b) Coeficiente de reflexión para un arreglo de cinco capas.

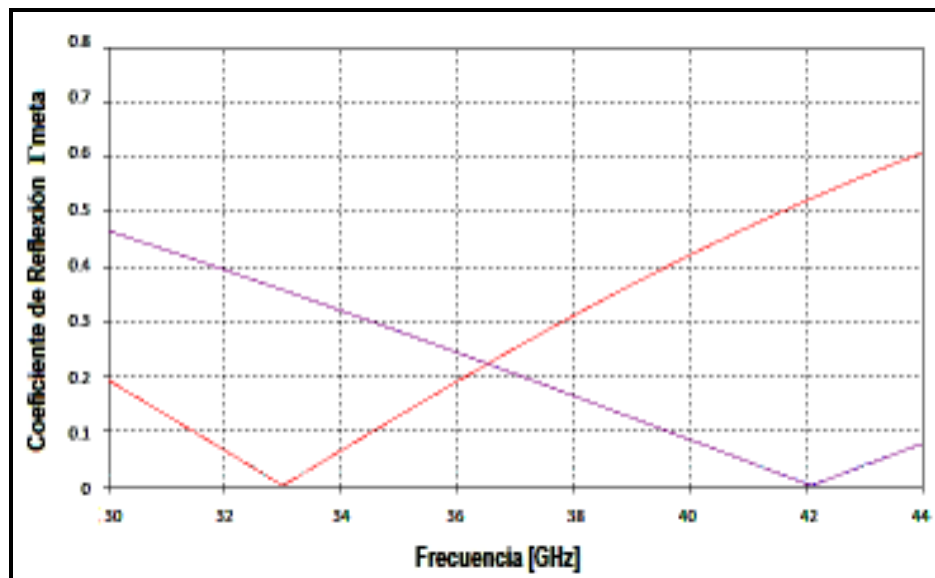


c) Diferencia de fase para un arreglo de cinco capas.

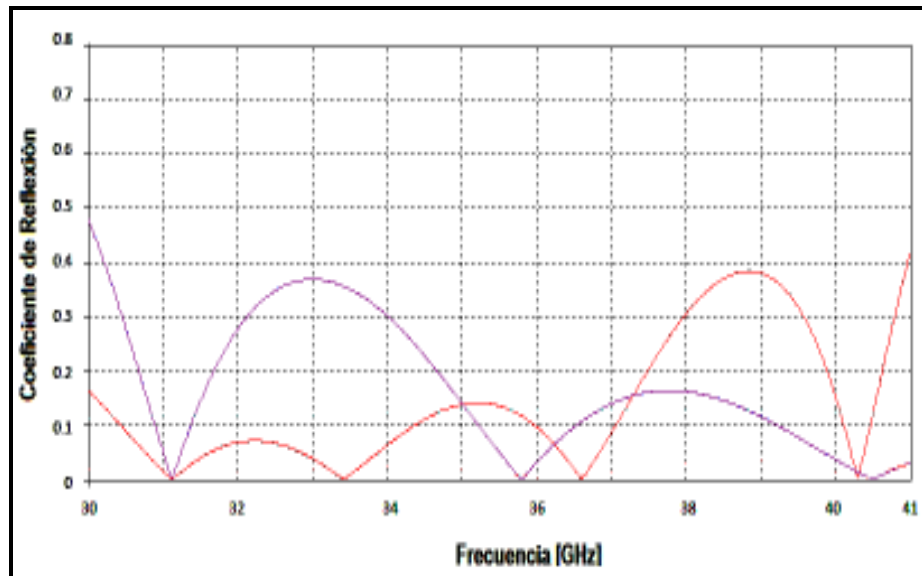


d) Ancho de banda para un arreglo de cinco capas

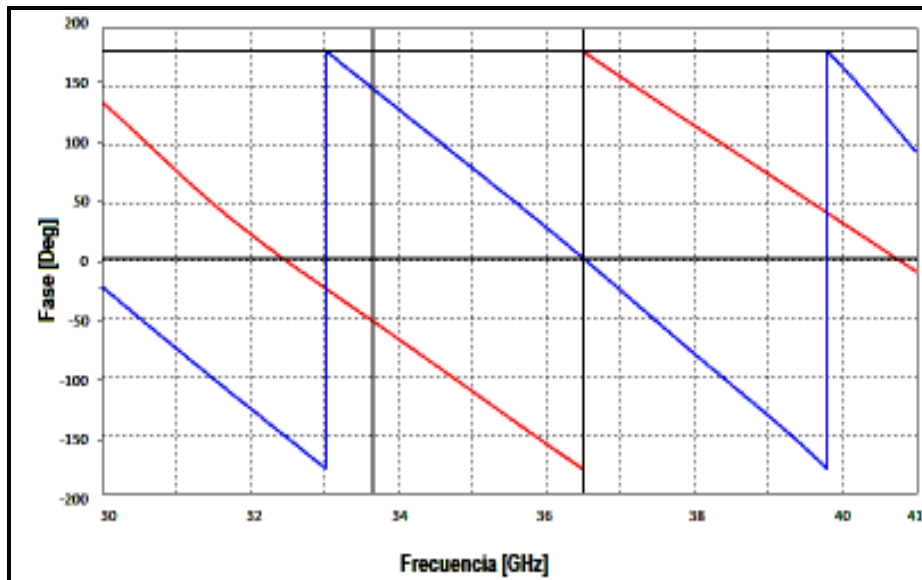
Figura 3.10 a) Optimización del anillo de celda unitaria para un arreglo de cinco capas b) Coeficiente de reflexión para una estructura de cinco capas con anillo de malla triangular c) Diferencia de fase para una estructura de cinco capas d) ancho de banda para una estructura de cinco capas.



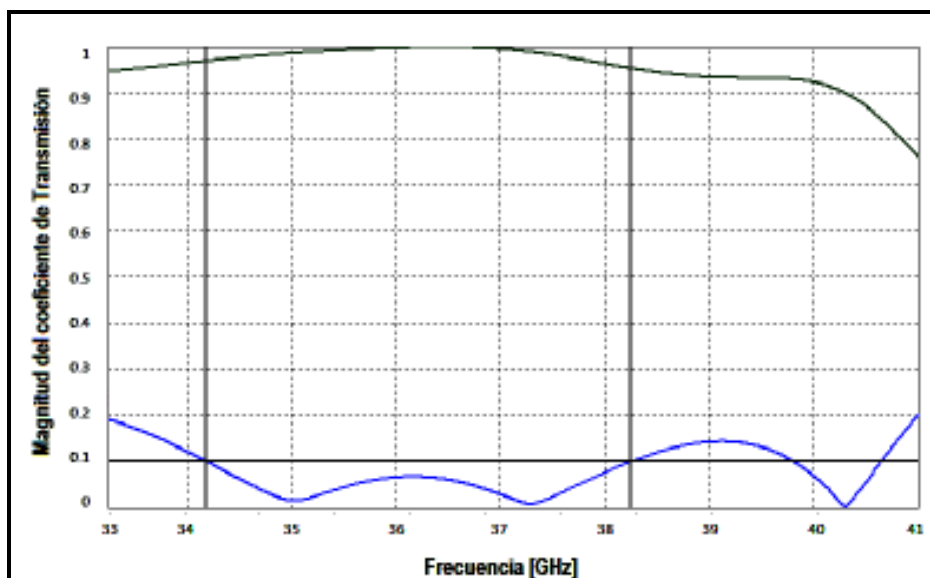
a) Optimización de un anillo de malla triangular de celda unitaria para la frecuencia de operación $f=36.5\text{GHz}$ y $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$.



b) Coeficiente de reflexión para un arreglo de siete capas.



c) Diferencia de fase para un arreglo de siete capas.



d) Ancho de banda para un arreglo de siete capas

Figura 3.11 a) Optimización del anillo de celda unitaria para un arreglo de siete capas b) Coeficiente de reflexión para una estructura de siete capas con anillo de malla triangular c) Diferencia de fase para una estructura de siete capas d) ancho de banda para una estructura de siete capas.

A continuación se muestra una tabla comparativa de las estructuras analizadas para las diferentes simulaciones hechas entre las estructuras de cinco y siete capas.

Anillo de malla	Estructura	Celda unitaria	Coeficiente de Reflexión	Diferencia de Fase [°]	Ancho de Banda BW [GHz]
Rectangular	5 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$	0.51	173.68	1.9103
	7 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$	0.38	173.87	2.9134
Triangular	5 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2952$	0.49	179.3	2.1471
	7 capas	$f_0 = 36.5\text{GHz}$ $\Gamma_{\text{meta}} = 0.2172$	0.37	178.07	4.0669

Tabla 3.2. Resultados obtenidos para arreglos de cinco y siete capas con mallas rectangulares y mallas triangulares.

De acuerdo a los resultados obtenidos en la tabla anterior se puede ver que se tiene una mejor respuesta del coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda para la frecuencia de 36.5GHz en las estructuras de malla triangular respecto a las de malla rectangular; así mismo se obtiene una mejor respuesta de estos valores cuando se simulan estructuras con más capas. El ejemplo muestra que el ancho de banda es mayor, que la diferencia de fase es cercana a 180° y que el coeficiente de reflexión para esa frecuencia disminuye.

Una vez que se ha simulado cada una de las estructuras mostradas en el presente capítulo correspondientes a estructuras de cinco y siete capas; y que además están hechas para dos diferentes mallas. Nuestro siguiente punto para la fabricación de nuestras estructuras es obtener el ángulo de escaneo para nuestros arreglos; para esto se harán las pruebas de escaneo con el arreglo de cinco y siete capas para una malla triangular, que de acuerdo a los resultados mostrados en la tabla anterior son las que presentan mejores respuestas en el coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda.

Ahora que se ha encontrado la optimización de la lente para estructuras completas de cinco y siete capas, la siguiente tarea es obtener el sector para la cual nuestra antena tipo espirafase escanea. Con ayuda de un programa hecho en matlab se calcularon los valores de escaneo, lo que se hizo fue variar el valor de la cantidad de celdas en el eje x entre el número de modos de excitación. En otras palabras para poder analizar el arreglo como una estructura periódica se definió una celda unitaria como una agrupación de celdas pequeñas que cumplieran con la condición de periodicidad mencionada al inicio de este capítulo.

A continuación se presentan las siguientes tablas para las cuales se encontraron los valores ángulo de escaneo, conversión, polarización cruzada, pérdidas de retorno y coeficiente de elipticidad.

5 Capas					
Cantidad de Celdas en el eje x/No Modos de Exitacion	Angulo	Conversion	Polarización cruzada dB	Pérdidas de Retorno dB	Coefficiente de Elipticidad dB
1 25-12	73.8	-11.34	-3.1	-14	15.2
2 17-8	70.3	-4.8	-1.1	-7.4	24.2
3 20-9	64.2	-2.69	-5.3	-8.6	10.6
4 14-6	59	-1.77	-9.4	-9.2	6.1
5 17-7	55.4	-1.4	-12	-9.8	4.5
6 18-7	51.1	-1.18	-13.9	-10.7	3.6
7 19-7	47.5	-1.01	-16.1	-11.6	2.8
8 17-6	44.9	-0.9	-18.1	-12.2	2.2
9 23-8	44.1	-1.4	-11.4	-11.6	4.8
10 18-6	41.8	-0.72	-25.7	-13	0.9
11 22-7	39.5	-1.02	-14.2	-12.9	3.4
12 19-6	39.2	-0.98	-14.2	-13.1	3.4
13 13-4	38	-0.63	-20.8	-14.3	1.6
14 17-5	36	-0.55	-21.7	-14.9	1.4
15 21-6	34.9	-0.67	-17.2	-14.8	2.4
16 22-6	33.1	-0.56	-18.2	-15.5	2.2
17 23-6	31.5	-0.47	-19.2	-16.2	1.9
18 16-4	30	-0.32	-24.5	-17.2	1.1
19 21-5	28.4	-0.34	-21.4	-18.0	1.5
20 17-4	28.1	-0.33	-21.4	-18.2	1.5
21 26-6	27.5	-0.31	-23.4	-18.8	1.2
22 9-2	26.4	-0.23	-24.2	-19.4	1.1
23 19-4	24.9	-0.27	-20.7	-19.6	1.6
24 21-4	22.4	-0.27	-17.6	-19.7	2.3
25 17-3	20.7	-0.31	-14.5	-18.5	3.3
26 18-3	19.5	-0.3	-14.5	-17.8	3.3
27 20-3	17.5	-0.15	-19.3	-22.4	1.9
28 7-1	16.6	-0.07	-24.0	-24.6	1.1
29 23-3	15.1	-0.08	-26	-24.3	0.9
30 8-1	14.5	-0.06	-24.5	-26.5	1.0
31 17-2	13.6	-0.11	-18.9	-24.4	2
32 22-3	12.8	-0.12	-17.7	-24.2	2.3
33 22-2	10.5	-0.07	-20.3	-26.1	1.7
34 28-2	8.2	-0.05	-24.7	-27.3	1
35 30-2	7.7	-0.04	-26.3	-27.5	0.8
36 17-1	6.8	-0.04	-29.2	-27.5	0.6
37 20-1	5.7	-0.04	-31.8	-27.1	0.4
38 25-1	4.6	-0.04	-35.6	-26.6	0.3
39 33-1	3.5	-0.04	-40.4	-26.2	0.2
40 50-1	2.3	-0.04	-47.4	-25.9	0.1
41 100-1	1.1	-0.04	-58.1	-25.6	0.0
42 1-1	0	-0.05	-18.2	-19.3	2.1

Tabla 3.3. Muestra los valores de ángulo de escaneo, conversión, coeficiente de elipticidad, pérdidas de retorno y polarización cruzada de una estructura de cinco capas.

7 Capas						
Cantidad de Celdas en el eje x/No Modos de Exitacion		Ángulo	Conversion	Polarización Cruzada dB	Pérdidas de Retorno	Coeficiente de Elipticidad dB
1	0.4705882	70.2674	-5.6680	-2.5059	-8.2571	18.2861
2	0.4666667	68.9763	-5.1607	-3.3744	-8.5162	15.0069
3	0.4615385	67.3939	-4.6587	-4.8773	-9.1250	11.6017
4	0.4444444	62.7443	-3.3100	-8.7364	-9.9491	6.7541
5	0.4375000	61.0546	-3.0727	-8.5258	-10.1769	6.9049
6	0.4285714	59.0057	-2.6303	-10.9348	-10.6887	5.1082
7	0.4166667	56.4504	-2.4253	-11.4595	-11.3607	4.7791
8	0.4117647	55.4470	-2.3995	-10.8978	-11.4800	5.1117
9	0.4000000	53.1367	-2.2061	-11.2511	-12.0021	4.8908
10	0.3888889	51.0636	-2.0697	-11.7709	-12.5519	4.5893
11	0.3846154	50.2908	-2.0113	-11.7345	-12.7038	4.6085
12	0.3750000	48.596	-1.7099	-12.8316	-13.2814	4.0377
13	0.3571429	45.5896	-1.6959	-12.1969	-13.7470	4.3564
14	0.3529412	44.9057	-1.6464	-12.2828	-13.8872	4.3115
15	0.3333333	41.8146	-1.1491	-16.0215	-12.9899	2.7703
16	0.3125000	38.686	-1.1406	-14.1903	-15.0935	3.4356
17	0.3076923	37.9836	-1.0857	-14.4886	-15.2351	3.3167
18	0.2941176	36.0353	-0.9261	-15.6567	-15.6682	2.8912
19	0.2857143	34.8531	-0.7308	-16.8592	-16.4095	2.5113
20	0.2777778	33.7521	-0.8327	-14.8192	-15.7925	3.1913
21	0.2666667	32.2339	-0.6233	-19.7918	-16.9112	1.7882
22	0.2500000	30.0027	-0.4097	-21.1528	-15.8805	1.5277
23	0.2352941	28.0750	-0.4586	-17.4029	-18.4157	2.3615
24	0.2307692	27.4888	-0.3952	-19.0815	-18.8886	1.9394
25	0.2222222	26.3901	-0.3638	-19.1226	-19.5233	1.9298
26	0.2142857	25.3791	-0.3225	-19.9481	-20.2157	1.7535
27	0.2000000	23.5802	-0.2405	-20.4728	-18.9598	1.6503
28	0.1875000	22.0262	-0.2629	-18.7068	-21.4428	2.0263
29	0.1764706	20.6691	-0.2263	-18.9705	-21.7788	1.9654
30	0.1666667	19.4729	-0.1636	-20.7762	-19.9842	1.5957
31	0.1538462	17.9217	-0.1332	-21.7398	-24.5967	1.4251
32	0.1428571	16.6029	-0.1052	-21.3586	-25.3505	1.4895
33	0.1333333	15.4673	-0.1102	-20.7117	-26.0899	1.6054
34	0.1250000	14.4787	-0.0830	-22.5664	-27.0693	1.2953
35	0.1176471	13.6101	-0.0841	-21.6290	-27.4095	1.4436
36	0.1111111	12.8407	-0.0645	-23.9089	-28.4756	1.1091
37	0.0833333	9.5948	-0.0479	-23.6778	-29.5011	1.1392
38	0.0769231	8.8506	-0.0428	-24.3357	-29.7551	1.0559
39	0.0714286	8.2139	-0.0384	-25.2538	-29.9111	0.9498
40	0.0666667	7.6629	-0.0346	-26.1695	-29.8839	0.8546
41	0.0625000	7.1813	-0.0318	-27.4939	-29.7933	0.7336
42	0.0588235	6.7569	-0.0296	-29.0602	-29.6508	0.6124
43	0.0555556	6.3799	-0.0279	-30.9152	-29.4521	0.4946
44	0.05	5.7396	-0.0260	-34.9685	-29.0344	0.3101
45	0.02	2.2926	-0.0248	-32.4001	-29.2847	0.4168
46	0.01	1.1461	-0.0248	-43.4204	-28.2655	0.1172
47	0	0	-0.0309	-19.9444	-21.4883	1.7592

Tabla 3.4. Muestra los valores de ángulo de escaneo, conversión, coeficiente de elipticidad, pérdidas de retorno y polarización cruzada de una estructura de siete capas

Las tablas anteriores muestran que la degradación de la ganancia del arreglo de antena lente de estructuras completas de cinco y siete capas; en función del ángulo de elevación θ_0 es todavía eficiente para ángulos de elevación de hasta 45 grados. En esta misma tendencia podemos observar que las pérdidas de conversión para ángulos menores a 45 grados y para ambos casos son alrededor de 1.0dB en donde la polarización cruzada esta alrededor de -18dB y -16dB para los arreglos de cinco y siete capas. Para ángulos más grandes se observa una distorsión de la polarización circular al aumentar considerablemente el coeficiente de elipticidad, sin embargo las pérdidas de conversión se mantiene cercano a los 2dB para ángulos menores a 60 grados.

Finalmente se muestran las gráficas en las que se comparan los conceptos anteriores para cada una de las estructuras.

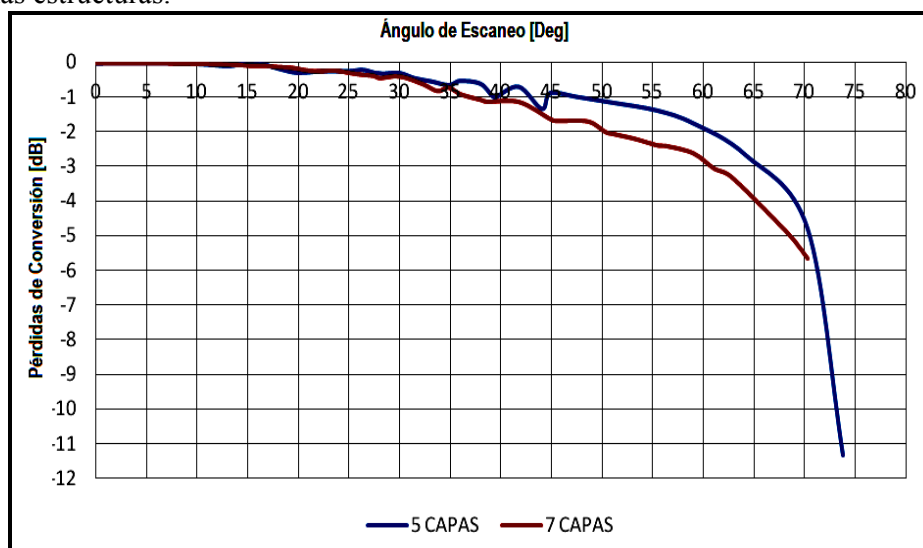


Figura 3.12. Ángulo de escaneo y pérdidas por conversión para un arreglo de cinco y siete capas.

La eficiencia de esta conversión es afectada por varios factores. La onda plana incidente de polarización circular no solo se convierte en la onda plana transmitida que viaja en la dirección deseada, sino que también se presentan ondas planas reflejadas. El incremento en el ángulo de escaneo reduce la conversión y finalmente, los desplazadores de fase producen errores de fase que reducen la conversión.

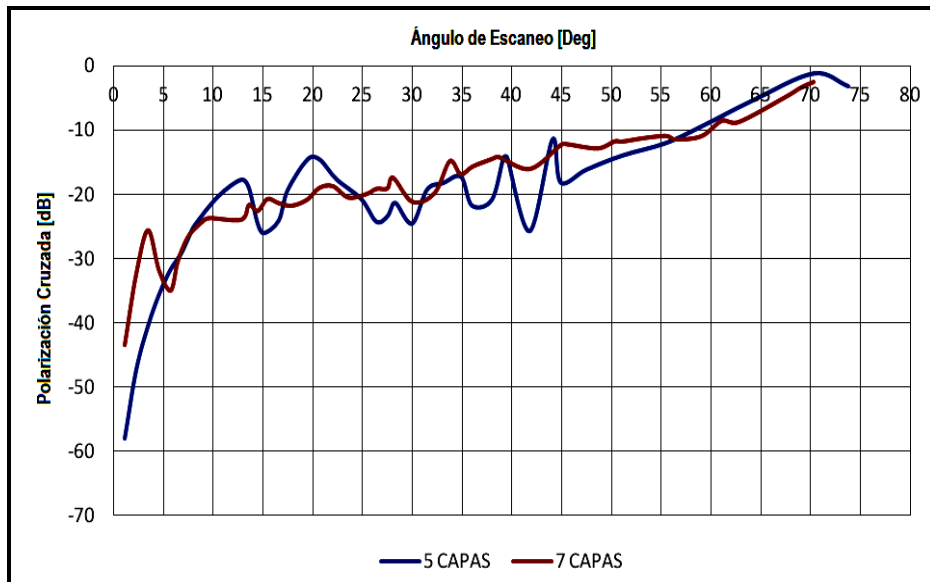


Figura 3.13. Ángulo de escaneo y coeficiente de elipticidad para un arreglo de cinco y siete capas.

Tal como se observa en la figura 3.13 la estructura de cinco capas presenta una respuesta más estable para la polarización cruzada respecto a la estructura de siete capas; ya que para ángulos de escaneo menores a 45 grados esta permanece cercana a los -20dB.

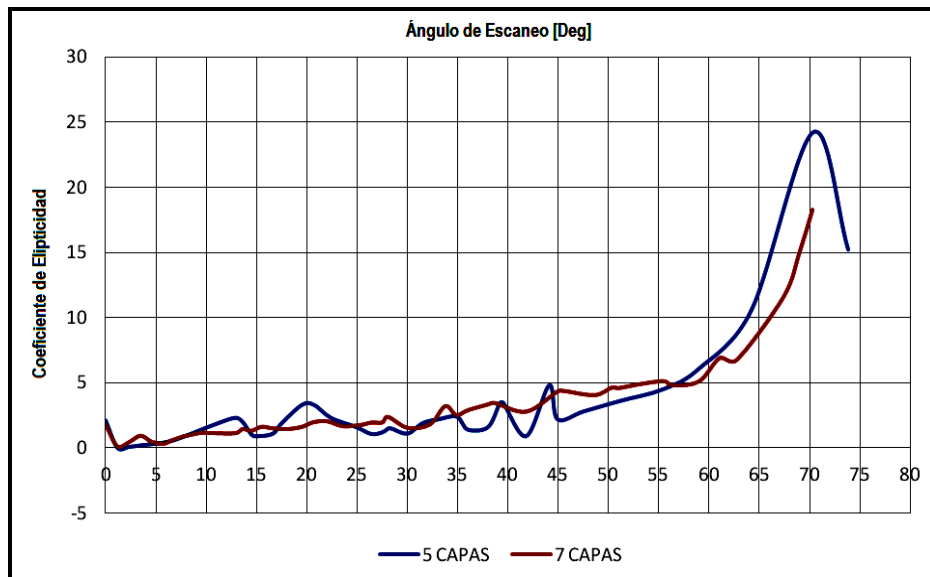


Figura 3.14. Gráfica. Ángulo de escaneo y pérdidas de retorno para un arreglo de cinco y siete capas.

Como se puede ver en la figura 3.14 al aumentar el ángulo de escaneo se observa una distorsión de la polarización circular al aumentar considerablemente el coeficiente de elipticidad. Esto pasa de la misma manera para los arreglos de cinco y siete capas, en donde a ángulos menores de 45 grados aun podemos tener una buena relación del coeficiente de elipticidad y la polarización de la onda transmitida es más cercana a la circular.

Finalmente las dimensiones físicas de la celda optimizada para un arreglo de cinco capas se muestran en la tabla 3.5

Parámetros de celda optimizada	
r_i	0.996 mm
r_e	1.9 mm
Espesor de la ranura	150 μm
Distancia entre ranuras	150 μm
b,d	4.6 mm
Tipo de rejilla	Triangular

Tabla 3.5 Dimensiones físicas de la celda optimizada.

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

3.3 Conclusiones

1. En este capítulo se presentó el análisis y optimización de la lente tipo espirafase de estructuras completas de cinco y siete capas para arreglos de antenas lente basados en aperturas anulares con carga. Estas estructuras fueron modeladas como arreglos periódicos infinitos usando el teorema del Floquet. Es relevante decir que para estos arreglos infinitos se considera un fuerte acoplamiento electromagnético entre los elementos del arreglo periódico.
2. Se simularon y optimizaron estructuras de cinco y siete capas para una malla rectangular y una malla triangular; observando que se tiene una mejor respuesta del coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda para estructuras de malla triangular respecto a la otra malla. También cabe aclarar que se esta respuesta mejora cuando se colocan y se simulan mayor cantidad de capas en la estructura.
3. El arreglo de antena lente de aperturas anulares con carga presenta un control efectivo del ángulo de escaneo para la onda plana de polarización circular que incide normalmente sobre la estructura. Definidas adecuadamente las posiciones angulares de las cargas es posible dirigir el haz hacia direcciones de hasta 45 grados en el ángulo de elevación con pérdidas de conversión alrededor de 1dB en donde la polarización cruzada esta alrededor de -18dB y -16dB.

Bibliografía

- [1] J. J. H. Wang, Generalized momento methods in electromagnetics, Wiley-Interscience, Nueva York 1991.
- [2] J. I. Martínez, Análisis Electrodinámico de arreglos de fase reflectivos basados en aperturas anulares, México, D. F. Feb. 2005.

- [3] P. Callaghan, E. A. Parker, and R. J. Langley, "Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surface," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEEE Proceedings H*, vol. 138, no 5, Oct. 1991 pp. 448-454.
- [4] Kondo, A.; "Design and characteristics of ring-slot type FSS," *Electron. Lett.*, vol 27, núm. 3, 31 Enero 1991, pp. 240-241.
- [5] A. Roberts, and R. C. McPhedran, "Bandpass grids with annular apertures," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, núm. 5, May. 1998, pp. 607-611.
- [6] Matthias Euler and Vicent F. Fusco. "Frequency Selective Surface Using Nested Split Ring Slot Elements as a Lens With Mechanically Reconfigurable Beam Steering Capability". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No 10, October 2010. pp. 3417-3421
- [7] D. Pozar, "Microwave Engineering," 2nd Edition, Jhon Wiley & sons, USA 1998.

Capítulo 4. Resultados de la medición de los parámetros de la antena Lente tipo Espirafase de 5 capas

4.1 Introducción

Para verificar experimentalmente los resultados obtenidos en las simulaciones para arreglos de 5 capas; se construyeron los arreglos de la antena Lente configurados para formar el lóbulo principal en la dirección determinada por distintos ángulos de elevación θ_0 a la frecuencia de 36.5 GHz. Estos resultados fueron comparados con los valores simulados con ayuda de los simuladores electromagnéticos.

4.2 Diseño de los arreglos de la Antena Lente

4.2.1 Eficiencia de Spillover y Taper

Para la optimización del diseño del arreglo de antena lente se consideró que los elementos se encuentran sobre una superficie circular con radio de 4.5 cm que es alimentado por una antena corrugada.

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

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

Debido al tamaño finito del reflector, parte de la radiación de la antena de alimentación no es reflejada. Esta eficacia se puede mejorar mediante el movimiento de alimentación más cerca al reflector o aumentando el tamaño del reflector.

Eficiencia de Taper o eficiencia de iluminación (ϵ_{at}) es una medida de la uniformidad del campo eléctrico en la superficie reflectora. En general, una antena tendrá la máxima ganancia si el campo eléctrico es uniforme en amplitud y fase en la superficie reflectora. Esta eficacia se puede mejorar alejando la antena de la superficie reflectora, sin embargo, si hay una compensación en el aumento de la eficiencia de iluminación se reduce la eficiencia de desbordamiento y viceversa. Debido a ello la distancia óptima a la cual debe colocarse la antena es donde el producto entre ϵ_{asp} y ϵ_{at} es máximo.

Los resultados simulados obtenidos se muestran en la Tabla 4.1.

Eficiencia de Spillover y Taper			
Distancia [mm]	Taper	Spillover	Producto
80	0.8564672	0.884	0.757117
85	0.8770252	0.873	0.765643
88	0.8833199	0.869	0.767605
89	0.8875688	0.865	0.767747
90	0.8916074	0.861	0.767674
91	0.8954772	0.857	0.767424

Tabla 4.1 Medidas de eficiencia de Spillover y Taper para corneta corrugada a un ángulo de 0° .

Como se puede apreciar en la tabla 4.1 la distancia óptima para colocar la antena es a una distancia de 89 mm.

4.3 Fabricación

Los arreglos de la antena lente diseñados constan de un total de 305 elementos de geometría optimizada, formando un área circular con el propósito de aprovechar al máximo la radiación del alimentador tipo corneta. La posición del alimentador tiene un ángulo de incidencia θ_i de 0° al centro del arreglo.

La geometría del elemento del arreglo de 5 capas fue optimizada a la frecuencia de 36.5 GHz mediante el modelo de arreglo infinito, definiéndose las siguientes dimensiones: $b_x=b_y=4.6\text{mm}$, $r_1=0.996$, $r_2=1.9\text{mm}$ y $ds=2.85\text{mm}$.

Se considero que todos los elementos fueron impresos sobre un sustrato dieléctrico con permitividad relativa de 2.9 y espesor de 0.025mm. Determinado el desplazamiento de fase introducido por cada elemento del arreglo para redireccionar el haz principal en las direcciones determinadas para los ángulos $\theta_o = 0^\circ$, 20° y 45° , definiendo ($\phi_o = 90^\circ$), se generaron las máscaras de tres diferentes arreglos de antena lente.

Las máscaras de los arreglos diseñados para formar el lóbulo principal en las direcciones determinadas por los ángulos $\theta_o = 0^\circ$, 20° y 45° se muestran en la figura 4.1 – 4.3. La escala de las máscaras mostradas es 1:1.

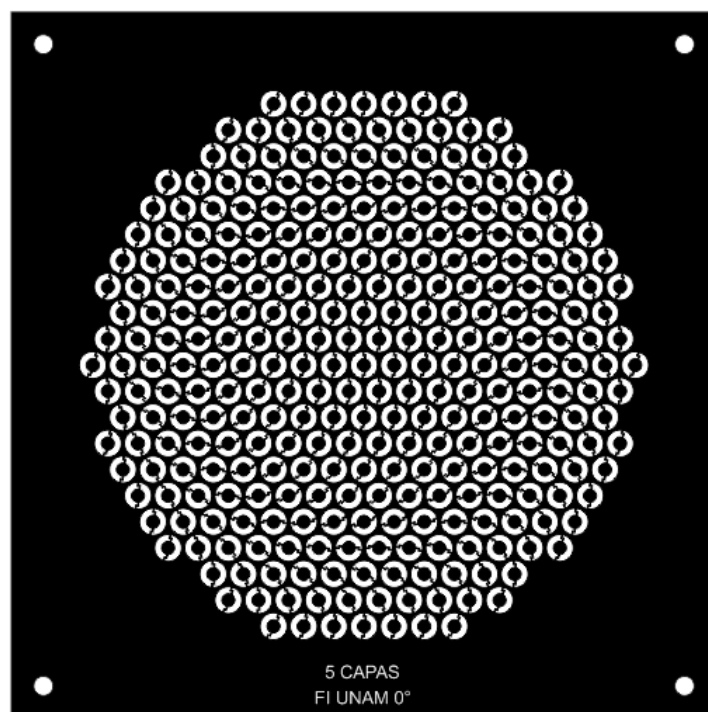


Figura 4.1. Máscara del arreglo de 5 capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_o = 0^\circ$.

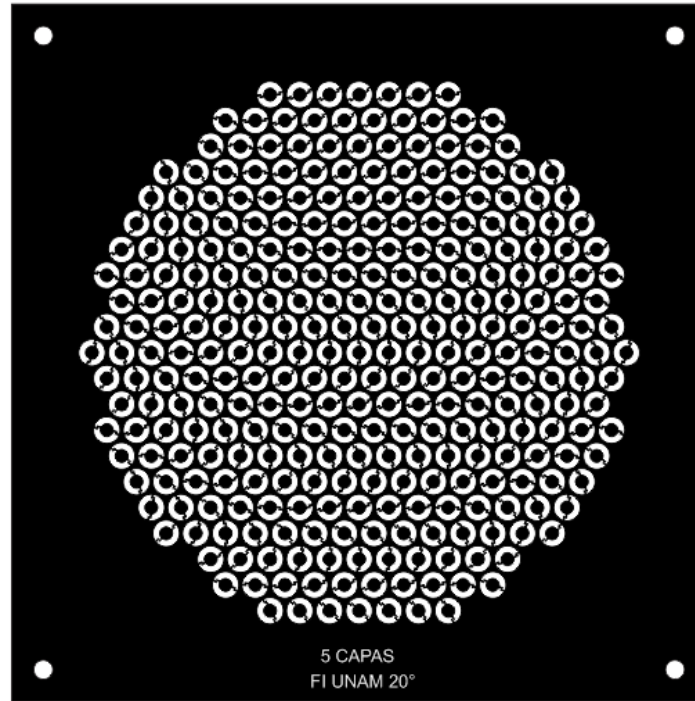


Figura 4.2. Máscara del arreglo de 5 capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_0 = 20^\circ$.

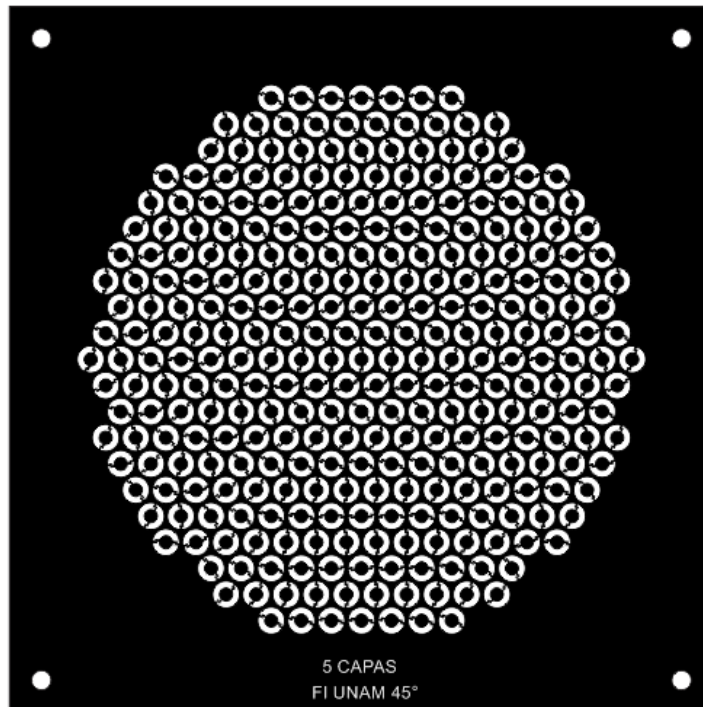


Figura 4.3. Máscara del arreglo de 5 capas finito de antena lente correspondiente al ángulo de elevación $\theta_0 = 45^\circ$.

4.3.1 Construcción del arreglo de antena lente

Con las máscaras de las Fig. 4.1 – 4.3 se fabricaron los arreglos de antena lente mediante la técnica de fotolitografía. La figura 4.4 muestra el elemento de uno de los arreglos fabricados. En la figura 4.5 se observan las zonas de cobre removidas durante el proceso químico, así como las zonas de sobre ataque producido al cobre de bajo de mascara de *fotoresist*. El sobre ataque del cobre modificó aproximadamente 20µm las dimensiones optimizadas del elemento.



Figura 4.4. Sección de un elemento de antena lente fabricado mediante fotolitografía.

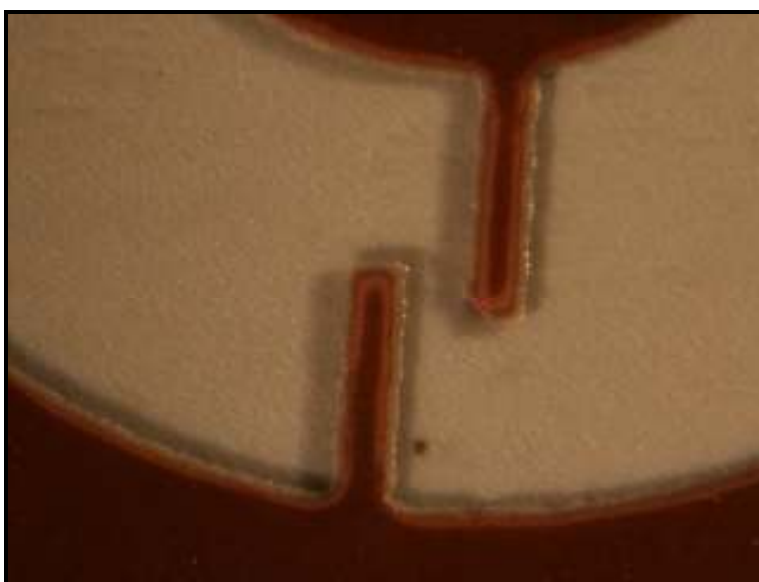


Figura 4.5. Imagen del elemento de antena lente fabricado con zonas de sobre ataque del cobre por debajo de la máscara de fotoresist.

Una imagen del arreglo de antena lente fabricado de 305 elementos de apertura anular con cargas se muestra en la figura 4.6 y en la figura 4.7 se muestra el prototipo ensamblado del arreglo de antena lente.

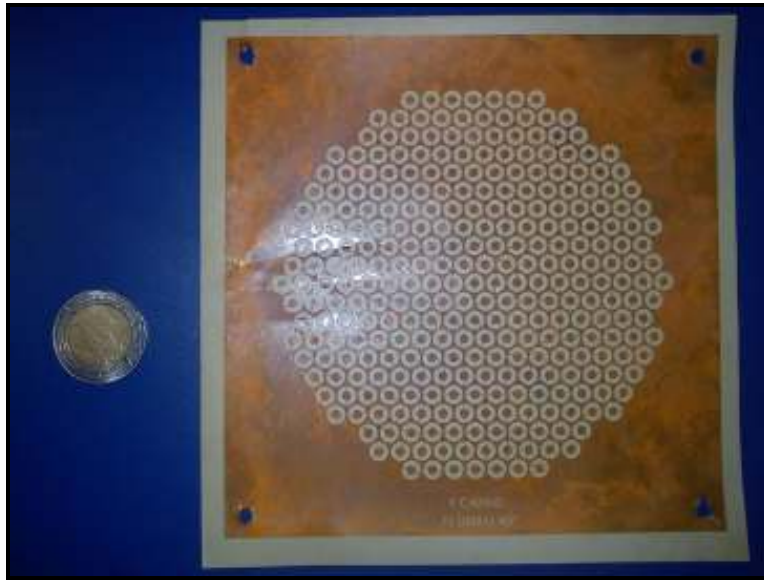


Figura 4.6. Imagen de los arreglos de antena lente fabricados.

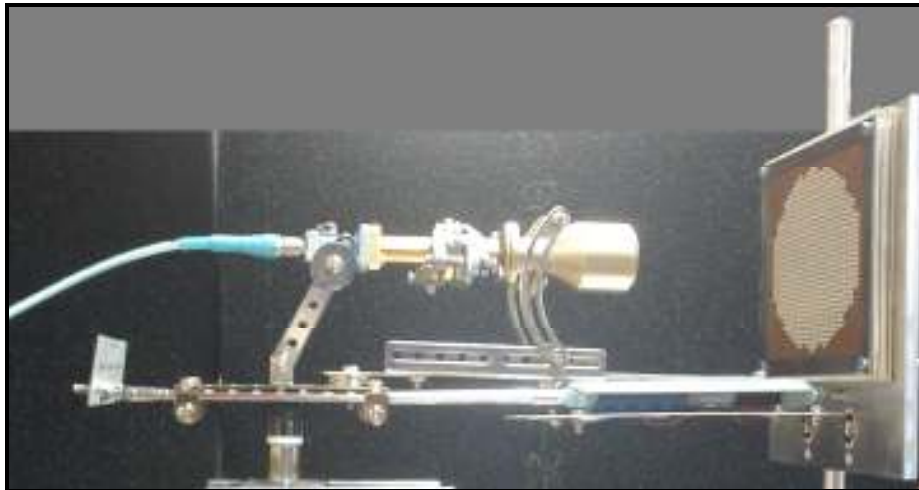


Figura 4.7. Imagen del prototipo del arreglo de antena lente.

4.4 Resultados de la verificación experimental

Los resultados de la verificación experimental del arreglo de antena lente finito se ha comparado con los resultados obtenidos mediante la simulación de tres diferentes arreglos de antena lente de 5 capas.

El prototipo fue montado sobre una mesa con la corneta receptora a la distancia de 2.1m. Con el propósito de disminuir las reflexiones producidas por la mesa y los cables del analizador de redes, se cubrió la zona de trabajo con material absorbente.

Las figuras 4.8 – 4.10 muestran los patrones de radiación medidos, de tres diferentes arreglos de antena lente finitos diseñados para formar el lóbulo principal en las direcciones determinadas por los ángulos $\theta_0 = 0^\circ$, 20° y 45° a la frecuencia de 36.5GHz. De acuerdo con las figuras 4.8 – 4.10, los resultados obtenidos presentan una buena consistencia en la

ganancia del lóbulo principal; así como una buena respuesta en la señal de la polarización cruzada al estar alrededor de los -20dB.

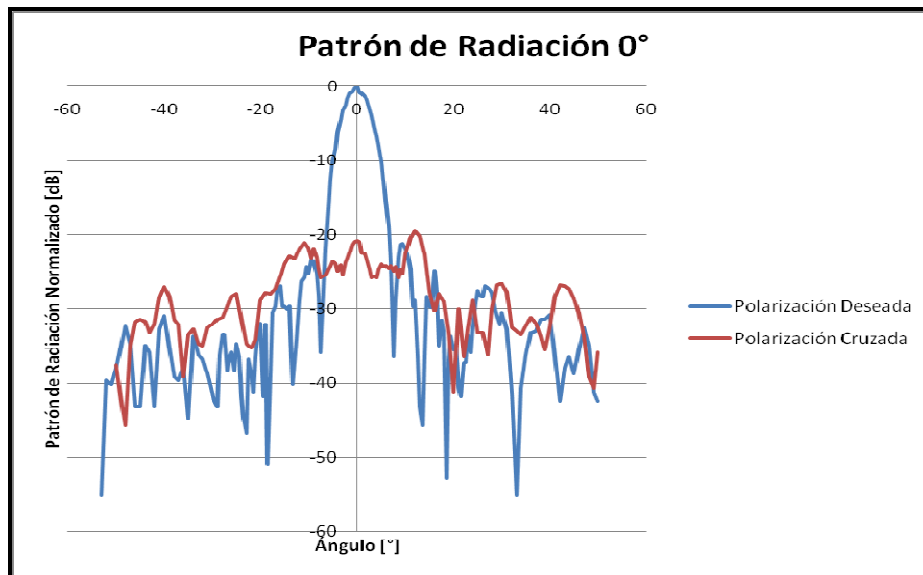


Figura 4.8. Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_o=0^\circ$, $\phi_o=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz.

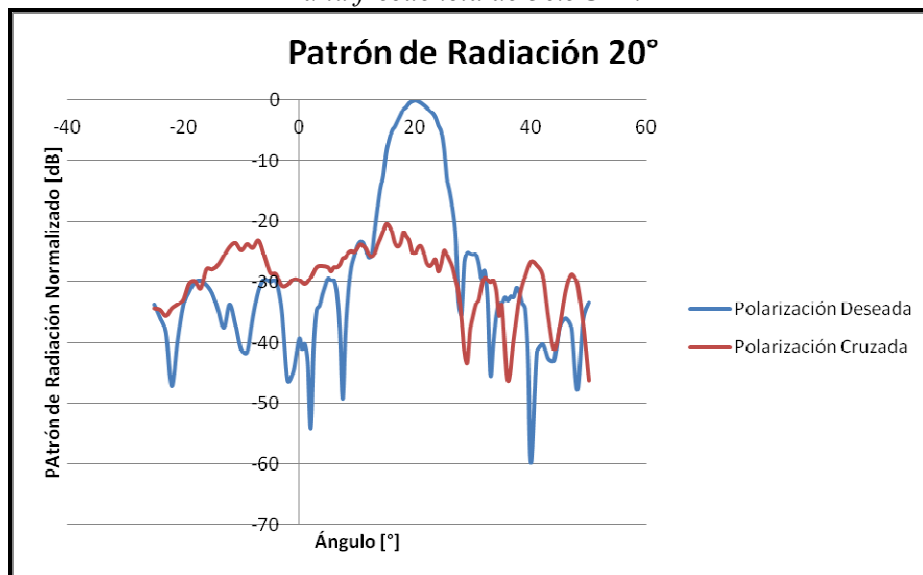


Figura 4.9. Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_o=20^\circ$, $\phi_o=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz.

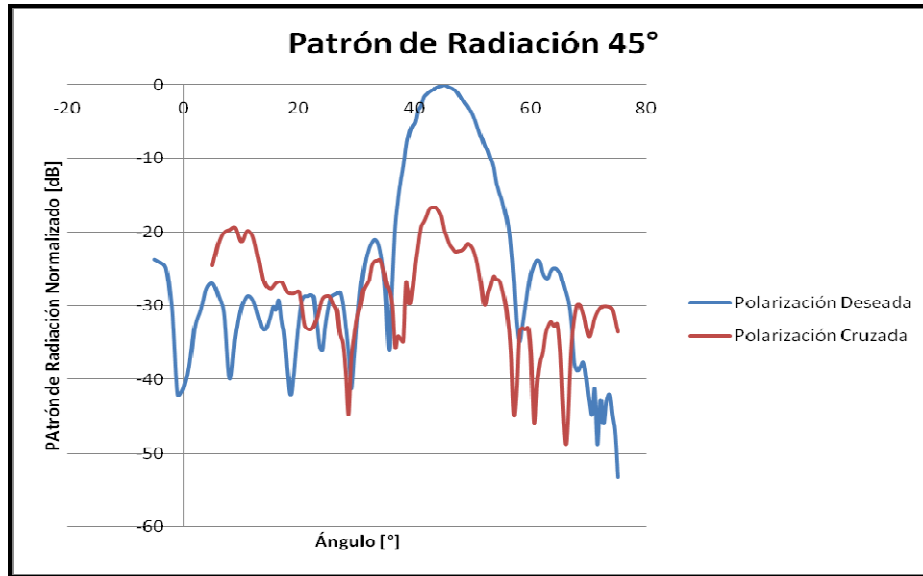


Figura 4.10. Patrón de radiación del arreglo de antena lente para el ángulo ($\theta_0=45^\circ$, $\phi_0=90^\circ$) a la frecuencia de 36.5GHz.

De los patrones de radiación medidos se puede apreciar que los arreglos que desvían el haz incidente para ángulos de 0° y 20° presentan una polarización cruzada por debajo de -20 dB, mientras que el arreglo para 45° presentan una polarización cruzada por debajo de -16.7 dB.

Se calculó la ganancia teórica y medida de los arreglos fabricados, en la tabla 4.2 se muestran los valores obtenidos, de la ganancia. La ganancia teórica del arreglo fue calculada mediante la expresión 4.1.

$$G_t = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (4.1)$$

Donde A es el área de efectiva del arreglo y λ es la longitud de onda.

La ganancia medida fue estimada mediante la expresión 4.2

$$G_m = G_{alim} \left(\frac{E_{m\acute{a}x_arr}}{E_{m\acute{a}x_alim}} \right)^2 \quad (4.2)$$

Donde G_{alim} es la ganancia del alimentador = 16.7 dB, $E_{m\acute{a}x_arr}$ y $E_{m\acute{a}x_alim}$ son la máxima intensidad del campo eléctrico del arreglo y del alimentador respectivamente.

La eficiencia de la apertura del arreglo fue calculada mediante 4.3

$$\epsilon_{ap} = \frac{G_m}{G_t} \quad (4.3)$$

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

Ganancia y eficiencia de arreglos						
Ángulo	0°		20°		45°	
		dB		dB		dB
G ideal	908	29.58	908	29.58	908	29.58
G medida	613.66	27.82	558.69	27.47	357.71	25.53
ϵ_{ap}	0.67	-1.74	0.61	-2.11	0.39	-4.02

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

Se observa que la eficiencia de apertura (ϵ_{ap}) para los arreglos que desvían el haz a 0°, 20° y 45° es de 67, 61 y 39% respectivamente. Con el propósito de explicar la disminución de la eficiencia de la apertura, se procede a desglosar las pérdidas introducidas por cada arreglo.

En todos los arreglos, las pérdidas que son conocidas son la eficiencia de conversión L_c , el coseno del ángulo con que se desvía el haz y la relación de los elementos estropeados debido a la fabricación.

La eficiencia de la apertura de la antena puede ser expresada como un producto de términos tal como se muestra en 4.4.

$$\epsilon_{ap} = \epsilon_{at} \epsilon_{asp} \epsilon_{add} L_c \cos \theta \quad (4.4)$$

Donde, ϵ_{at} y ϵ_{asp} son la eficiencia de iluminación y desbordamiento respectivamente; ϵ_{add} es una eficiencia adicional y L_c es la eficiencia de conversión.

La eficiencia adicional fue calculada mediante la expresión (4.5)

$$\epsilon_{add} = \frac{\epsilon_{ap}}{\epsilon_{at} \epsilon_{asp} L_c \cos \theta} \quad (4.5)$$

El producto de ϵ_{at} y ϵ_{asp} es conocida para la configuración del arreglo de antena lente empleada, siendo esta de 0.767. En la tabla 4.3 se muestra el valor de ϵ_{add} para cada arreglo en distinto ángulo de elevación, así como las pérdidas que pudieron ser determinadas.

Las pérdidas de conversión fueron calculadas para un arreglo infinito considerando que en el proceso de fabricación de los arreglos hubo sobre ataque distinto para cada arreglo, haciendo una inspección visual de cada arreglo se estimó el número de elementos dañados.

Balance de pérdidas						
Ángulo	0°		20°		45°	
	dB		dB		dB	
Eficiencia de apertura (ϵ_{ap})	0.67	-1.74	0.61	-2.11	0.39	-4.02
$\cos(\theta_r)$	1	0	0.94	-0.27	0.707	-1.5
Conversión Lc		-0.05		-0.3		-0.92
Eficiencia de iluminación y desbordamiento ($\epsilon_{at} \epsilon_{asp}$)	0.767	-1.15	0.767	-1.15	0.767	-1.15
Eficiencia adicional (ϵ_{add})		-0.54		-0.39		-0.45
Elementos dañados	36	-0.55	26	-0.39	30	-0.45
Total Pérdidas		0.01		0.00		0.00

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

De acuerdo al balance de pérdidas de la Tabla 4.3, se puede observar en forma general que se pudo explicar la mayoría de las pérdidas que cada arreglo presenta, se puede ver que entre mayor sea el ángulo de desvío mayor son las pérdidas que el arreglo presenta, lo que se traduce en una disminución de la eficiencia de la apertura de la antena.

4.5 Conclusiones

1. Se calculó que para la configuración del arreglo de antena lente la ubicación del centro de fase de la antena corrugada utilizada en dicho arreglo se encuentra a 8.9 mm de la boca de la antena.
2. La verificación experimental de la estructura de 5 capas de antena lente fue llevada a cabo mediante la construcción de los arreglos de antena lente configurados para redireccionar el lóbulo principal en las direcciones determinadas por distintos ángulos de elevación.
3. Los patrones de radiación en la zona lejana, obtenidos mediante la simulación y la medición de tres diferentes arreglos de antena lente para ángulos de azimut de 0°, 20° y 45°, presentó una buena coincidencia para el lóbulo principal.
4. El arreglo de antena lente de 5 capas de aperturas anulares con carga presenta un control efectivo del ángulo de escaneo. Definidas adecuadamente las posiciones angulares de las

cargas es posible dirigir el haz hacia direcciones de hasta 45 grados en el ángulo de elevación en donde la polarización cruzada esta alrededor de -21dB y -19dB.

5. Los arreglos de antena lente diseñados para apuntar el lóbulo principal en los ángulos de elevación θ_0 de 0° , 20° y 45° representan una eficiencia de la apertura del 67, 61 y 39% respectivamente.

6. El balance de pérdidas demuestra que todas estas pérdidas están justificadas y que entre mayor sea el ángulo de desviación mayor serán las perdidas en el arreglo; así mismo, un solo elemento dañado en una de las cinco capas representa que ese elemento traerá pérdidas en el resto de las capas de la estructura, para la ubicación del elemento que este dañado.

CONCLUSIONES GENERALES.

En este trabajo se presentó el análisis electrodinámico de arreglos de antena lente basados en aperturas anulares con carga. El objetivo principal es obtener Antenas reconfigurables de banda ancha, con el sector de escaneo amplio, adecuadas para el uso en los sistemas de telecomunicaciones y radar avanzados. Para ello se realizó el análisis, síntesis, optimización, diseño e implementación de esta antena lente basada en arreglos tipo Espirafase.

Las conclusiones principales se enumeran a continuación:

1. En la actualidad existe un gran interés en la investigación y desarrollo de arreglos de fase ligeros y de bajo costo, para aplicaciones de radar y telecomunicaciones. Una alternativa atractiva para obtener este tipo de arreglos es el desarrollo de arreglos de antena lente pasivos planos operando a frecuencia de microondas. Los arreglos de antena lente tipo espirafase, basados en aperturas anulares con carga, representan una técnica eficaz de desplazamiento de fase.
2. La primera parte en el desarrollo de esta tesis está basada en analizar una estructura multicapa de cinco capas modeladas como una línea de transmisión y un circuito resonante en paralelo. Mediante una serie de combinaciones de las susceptancias se concluyó que los resultados presentan una mejor respuesta en el coeficiente de reflexión así como en la diferencia de fase; alcanzando los 180° cuando todos los elementos de las estructuras son iguales.
3. El modelo de arreglo infinito permite optimizar la geometría del elemento del arreglo y calcular los parámetros del arreglo de antena lente para asegurar diversos ángulos de exploración. Sin embargo, este modelo no puede estimar con exactitud algunas de las características importantes de los arreglos finitos prácticos como: el patrón de radiación, la ganancia, el ancho del haz, etc.
4. El modelo de antena lente finito de aperturas anulares con carga permite analizar la dispersión de una onda electromagnética que incide sobre la estructura. Este modelo de antena lente finito toma en consideración el acoplamiento mutuo entre los M elementos distintamente configurados del arreglo de antena lente. Sin embargo, el modelo de arreglo finito requiere mucha mayor velocidad de las computadoras así como memoria operativa mucho más grande.
5. Con el uso del modelo de arreglo infinito se simularon y optimizaron estructuras de cinco y siete capas para una malla rectangular y una malla triangular; observando que se tiene una mejor respuesta del coeficiente de reflexión, diferencia de fase y ancho de banda para estructuras de malla triangular respecto a la otra malla. También cabe aclarar que esta respuesta mejora cuando se colocan y se simulan mayor cantidad de capas en la estructura.
6. El arreglo de antena lente de 5 capas de aperturas anulares con carga presenta un control efectivo del ángulo de escaneo. Definidas adecuadamente las posiciones angulares de las cargas es posible dirigir el haz hacia direcciones de hasta 45 grados en el ángulo de elevación en donde la polarización cruzada esta alrededor de -21dB y -19dB.
7. El arreglo finito fue verificado experimentalmente mediante la construcción de arreglos de antena lente con elementos de aperturas anulares con carga, configurados para redireccionar el lóbulo principal en distintos ángulos de elevación θ_0 a la frecuencia de 36.5GHz. La

comparación entre los valores simulados y los valores medidos presentó una buena coincidencia para el lóbulo principal.

8. Los arreglos de antena lente diseñados para apuntar el lóbulo principal en los ángulos de elevación θ_0 de 0° , 20° y 45° representan una eficiencia de la apertura del 67, 61 y 39% respectivamente.

9. El balance de pérdidas demuestra que todas estas pérdidas están justificadas y que entre mayor sea el ángulo de desviación mayor serán las pérdidas en el arreglo.