



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

**ANTENA RECONFIGURABLE PARA SISTEMAS DE TELEFONÍA 5G QUE**  
**TRABAJAN A FRECUENCIAS EXTREMADAMENTE ALTAS**

**TESIS**

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:  
**MAESTRA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA:

**BRENDA VALERIA BOCANEGRA ZAGAL**

TUTOR:

**DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA**

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD.MX., NOVIEMBRE 2020.



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



# Agradecimientos

Infinito agradecimiento a mi asesor de tesis el Dr. Oleksandr Martynyuk por su paciencia, tiempo y dedicación brindada. Es extraordinario ser instruido por un profesor diestro, comprometido y con pasión por su trabajo.

A los miembros del jurado por el tiempo que dedicaron a revisar y realizar observaciones permitiendo mejorar el trabajo.

A la Universidad Nacional Autónoma de México y la Facultad de Ingeniería por permitirme pertenecer al posgrado.

A mi padres Pablo Bocanegra y Dora luz Zagal por brindarme su amor y apoyo en cada decisión y proyecto. A mis hermanas Mayra, Jessica y Dalia por creer en mí.

A mis colegas Diana Varela, Anakaren Galvan, Antonio Juárez, Misael Plata, Marco Serrano, Roberto Xchel, Rafael Monzón y Javier Molina por brindarme su amistad, consejos y apoyo durante la maestría. Me llena de júbilo el conocerlos.

A mi amigo Emmanuel Alvizo por motivarme a realizar lo que me hace feliz.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyos a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM. A los proyectos DGAPA-PAPIIT IN119420, IN118719 y IN118620.

También agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT).



# Resumen

En este trabajo se propone analizar y optimizar la celda unitaria de un arreglo de fase en su modalidad de antena lente reconfigurable. La geometría de cada elemento del arreglo es basada en transformadores de impedancia suaves de perfiles exponenciales que proveen la adaptación al espacio libre en banda ancha de frecuencias.

Los elementos radiadores del arreglo utilizan reactancias para cambiar la fase de la señal que pasa a través del arreglo.

Las ventajas que tiene este arreglo de fase en modalidad de antena lente reconfigurable es que el conjunto de radiadores que forman el mismo proveerá sectores de escaneo más amplios y patrones de radiación con lóbulos estrechos.

La modalidad de antena lente proviene del principio de operación, ya que una antena alimentadora emite una onda esférica que es recibida por múltiples elementos radiadores. Por lo tanto las señales recibidas al pasar por los desplazadores de fase adquieren las fases necesarias para asegurar la formación de patrón de radiación por el conjunto de elementos con el lóbulo principal apuntando en una dirección necesaria.

Los desplazadores de fase basados en línea cargada con elementos reactivos tienen el capacitor que retrasa la fase y el inductor que adelanta la fase. Se utilizan estos dos elementos para obtener una diferencia de fase mínima de  $90^\circ$  para los desplazadores de 2 bits y  $45^\circ$  para los desplazadores de 3 bits.

El arreglo de fase en modalidad de antena lente reconfigurable provee un sector de escaneo en el plano H y E hasta de  $65.5^\circ$  con pérdidas de conversión menores a 2dB.

# Introducción

El campo de las comunicaciones inalámbricas se ha transformado con rapidez a través de los años con lo se han elevado los requisitos tecnológicos de los sistemas de comunicación. La telefonía celular ha crecido considerablemente en poco tiempo, por lo que es necesaria una infraestructura que pueda soportar dicho crecimiento sin perder calidad en el servicio.

La próxima generación de comunicación inalámbrica ha conducido a los prestadores de servicios de telecomunicaciones a emplear frecuencias de microondas cada vez más altas con el fin de descongestionar el espectro de frecuencias bajas. Al trabajar a frecuencias extremadamente altas el tamaño de las antenas disminuye y se demandan antenas con alta ganancia y alta directividad.

La necesidad de antenas reconfigurables de la formación del haz de bajo costo está muy extendida en muchos sistemas inalámbricos y de detección existentes y de próxima generación. La síntesis de antenas de haz de lápiz o multihaz de alta ganancia es primordial para varios sistemas, incluyendo comunicaciones por satélite, enlaces terrestres punto a punto, enlaces de comunicaciones en espacio profundo y radares[1].

Si el transmisor posee una antena con patrón de radiación estrecho es posible hacer llegar la señal de transmisor al receptor evitando reflexiones múltiples provocando una trayectoria única. Al ampliar el tamaño de una antena con respecto a longitud de onda se produce un lóbulo estrecho y su ganancia aumenta lo cual se vuelve importante al realizar un arreglo de antenas. Esto puede lograrse con varias antenas lente reconfigurables, que se orienten en la dirección del punto de recepción o transmisión con un haz de propagación concentrado.

Al realizar un arreglo de antenas lente reconfigurables se obtiene una capacidad mayor de escaneo en un área espacial para transmitir o recibir ondas electromagnéticas; entre mayor sea el sector de escaneo, es posible radiar la onda en varias direcciones. Bajo este concepto se estudia un arreglo de fase para la banda de frecuencias extremadamente altas utilizando el principio de antena lente donde la excitación del arreglo se realiza por medio de una onda electromagnética que proviene del alimentador colocado detrás de los elementos.

Los diferentes ángulos de escaneo se aseguran por medio de la distribución lineal de la fase en abertura del arreglo. La distribución lineal se obtiene utilizando elementos con desplazadores de fase ubicados en los nodos de una red periódica.

El mercado de las telecomunicaciones necesita ofrecer servicios de banda ancha a través de comunicación inalámbrica cada vez con mayor velocidad de transmisión de información y mejor funcionalidad. Es por eso que las antenas reconfigurables pueden satisfacer la demanda creciente con su habilidad de incrementar la capacidad del canal y formación de diferentes patrones de radiación.

El diseño de la celda unitaria debe ser adaptada por impedancia al espacio libre para evitar pérdidas por reflejos. Esto es una restricción de diseño adicional en comparación con los arreglos reflectivos.

## **Objetivo General**

Proponer, investigar, diseñar y optimizar una antena lente reconfigurable para modificar la dirección del lóbulo principal y así aumentar la eficiencia en los sistemas de comunicación 5G que trabajan a frecuencias extremadamente altas.

## **Objetivos Particulares**

- Estudiar los conceptos de sistemas 5G y antenas lente reconfigurable.
- Realizar la revisión del estado del arte de antenas lente reconfigurables.
- Obtener los modelos equivalentes de los circuitos de la antena reconfigurable que se quiere diseñar.
- Diseñar y optimizar la estructura de la antena lente reconfigurable y sintonizar su respuesta utilizando modelos basados en los circuitos equivalentes.
- Simular el comportamiento del arreglo de fase y verificar escaneo.

## **Bibliografía**

- [1] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 183–198, Jan 2014.

# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>III</b>
<b>Introducción</b>	<b>IV</b>
<b>1. Introducción a las Antenas Reconfigurables</b>	<b>1</b>
1.0.1. Reconfiguración por Frecuencia . . . . .	2
1.0.2. Reconfiguración por Patrón de Polarización . . . . .	2
1.0.3. Reconfiguración por Patrón de Radiación . . . . .	2
1.0.4. Ventajas de las Antenas Reconfigurables . . . . .	2
1.0.5. Desventajas de las Antenas Reconfigurables . . . . .	3
1.1. Arreglos de Antenas Reconfigurables . . . . .	3
1.2. Conmutadores RF . . . . .	3
1.3. Descripción de Antenas Lente . . . . .	6
1.4. Arquitectura de Arreglos de lente . . . . .	8
1.5. Comportamiento de un Arreglo de Antenas . . . . .	10
1.6. Descripción de Antenas en Arreglo de Fase . . . . .	12
1.7. Trabajos Realizados . . . . .	13
1.8. Desplazadores de Fase . . . . .	18
1.9. Conclusiones del Capítulo . . . . .	20
Bibliografía . . . . .	21
<b>2. Principio de Operación de la Antena Lente Reconfigurable</b>	<b>23</b>
2.1. Introducción . . . . .	23
2.2. Sistema de Radiador Lineal . . . . .	23
2.3. Distribución de Elementos en un Arreglo Plano . . . . .	30
2.4. Análisis Electromagnético . . . . .	33
2.5. Coeficiente de Conversión . . . . .	36
2.6. Principio de Operación . . . . .	38
2.7. Circuito Eléctrico Equivalente de Desplazador de Fase . . . . .	39
2.8. Conclusiones del Capítulo . . . . .	43
Bibliografía . . . . .	44

<b>3. Propuesta de Diseño de Antena Lente Reconfigurable</b>	<b>45</b>
3.1. Introducción . . . . .	45
3.2. Diseño de Antena Lente Reconfigurable . . . . .	45
3.2.1. Parámetros de Simulación Electromagnética . . . . .	47
3.3. Diseño de Arreglo de Fase con Elementos Concentrados . . . . .	51
3.4. Conclusiones del Capítulo . . . . .	60
<b>4. Diseño de Arreglo de fase con Elementos Reales</b>	<b>61</b>
4.1. Introducción . . . . .	61
4.2. Desviación del haz . . . . .	61
4.3. Diseño de Desplazadores de Fase con Elementos Reales . . . . .	62
4.4. Simulación de Desplazador de Fase Basado en Línea Ranurada con Elementos Reales . . . . .	65
4.5. Simulación de Antena con Desplazador de Fase con Elementos Reales . . . . .	70
4.6. Elementos Reales: Inductor . . . . .	82
4.7. Conclusiones del Capítulo . . . . .	87
<b>5. Conclusiones</b>	<b>88</b>

# Índice de figuras

1.1. Parches de Antena microstrip reconfigurables[4]. . . . .	4
1.2. Tres tipos de interruptores MEMS en modo encendido y apagado[4].	4
1.3. Funcionamiento principal de la lente [7]. . . . .	6
1.4. Comparación de los tipos de lentes (a) de onda lenta o dieléctrica y (b) de placa metálica del plano E (onda rápida). El frente de onda se retrasa en (a) pero avanzan en (b)[8]. . . . .	8
1.5. Arreglo con antenas lente[9]. . . . .	9
1.6. (a) Configuración lineal y (b) configuración bidimensional igualmente espaciadas[11]. . . . .	10
1.7. Factores de patrón de arreglo lineal $f_0$ (espaciado de elementos en arreglo $d = 0.4\lambda_0$ )[11]. . . . .	12
1.8. Arreglo lineal de Fase 1:8[14]. . . . .	13
1.9. a)Esquema de arreglo transmitivo, b)Arquitectura del arreglo transmitivo[15].	15
1.10. a)S11 Coeficiente del elemento radiante, b)Curvas de cambio de fase[16]. . . . .	16
1.11. Arquitectura de celda unitaria reconfigurable[17]. . . . .	17
1.12. Magnitudes de los parámetros de dispersión simulada para ambas fases de la celda unitaria, estados obtenidos usando condiciones de frontera periódicas[17]. . . . .	17
1.13. Desplazador de fase línea conmutada[20]. . . . .	19
1.14. Circuito básico de línea cargada desplazador de fase(a), Circuito práctico de línea cargada con desplazadores de fase y circuito equivalente (b)[20]. . . . .	20
2.1. Esquema para calcular el factor de direccionalidad: (a) y (b). . . .	25
2.2. Distribución uniforme de amplitud (a) y de fase lineal (b) de excitación lineal ideal. . . . .	25
2.3. Esquema para el análisis del factor de direccionalidad. . . . .	27
2.4. Diagrama de radiación esférica de una amplitud uniforme de $8 \times 8$ elementos en un arreglo plano cuadrado[2]. . . . .	30
2.5. Redes y áreas rectangular (a) y triangular (b) correspondientes a un elemento de la red. . . . .	31

2.6. Distribución Hexagonal en Arreglos Planos[2]. . . . .	32
2.7. Geometría de un Arreglo Infinito de Guías de Onda[3]. . . . .	33
2.8. Arreglo de antena lente reconfigurable. . . . .	38
2.9. Circuitos Equivalentes de Desplazador de Fase susceptancias $B_1=0.7458$ y $B_2=-0.7458$ . . . . .	39
2.10. Coeficiente de reflexión para susceptancias normalizadas, $B=0.7458$ . . . . .	40
2.11. Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión aproximado a $90^\circ$ . . . . .	41
2.12. Diferencia de fase de $45^\circ$ de los coeficientes de transmisión de desplazador de fase. . . . .	42
2.13. Coeficientes de reflexión para susceptancias $B_1=-0.3690$ , $B_2=0.3982$ . . . . .	42
3.1. Geometría de elemento radiador de arreglo. . . . .	46
3.2. Propuesta de Diseño de Antena. . . . .	48
3.3. Coeficiente de reflexión en Antena con diferentes longitudes de transformador suave ( $l_c$ ). . . . .	49
3.4. Desplazadores de fase basados en línea ranurada con elementos concentrados. . . . .	49
3.5. Gráfica de parámetros $S_{11}$ y $S_{21}$ . . . . .	50
3.6. Arreglo de fase. . . . .	51
3.7. Configuración de pares de reactancias en línea ranurada. . . . .	52
3.8. Magnitud de coeficiente de reflexión en línea ranurada con 6 reac- tancias. . . . .	54
3.9. Fase de parámetros $S_{21}$ con configuración de 3 par de reactancias en línea ranurada. . . . .	55
3.10. Fase del coeficiente de transmisión para diferentes combinaciones de pares de reactancias. . . . .	56
3.11. Magnitud de coeficiente de reflexión de configuración de reactan- cias en Antena. . . . .	58
3.12. Pérdidas de conversión en arreglo infinito donde la celda periódica contiene de 3 a 5 radiadores con 3 pares de elementos concentrados. . . . .	58
3.13. Arreglo periódico infinito de antenas con elementos concentrados. . . . .	59
3.14. Pérdidas de conversión en frecuencia de operación de 36.5 GHz en arreglo periódico infinito con 3 y 4 par de elementos concentrados. . . . .	59
4.1. Circuito equivalente para las reactancias que componen desplaza- dor de fase para $90^\circ$ . . . . .	63
4.2. Magnitud de coeficiente de reflexión de circuito equivalente con susceptancias $B_1=0.7853$ Y $B_2=-0.7853$ para desplazador de fase de 2 bits con diferencia de fase $90^\circ$ . . . . .	63

4.3. Modelo de capacitor real para desplazador de fase de 2 bits, diferencia de fase de $90^\circ$ . . . . .	64
4.4. Inductor para desplazamiento de fase de $90^\circ$ , longitud de 1.54 mm. . . . .	64
4.5. Simulación electromagnética de línea ranurada con par de reactancias capacitivas e inductivas. . . . .	65
4.6. Magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con par de reactancias. . . . .	66
4.7. Diferencia en fase de coeficiente de transmisión en línea ranurada con par de reactancias. . . . .	67
4.8. Línea ranurada con 3 par de reactancias, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III. . . . .	68
4.9. Magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con 3 pares de reactancias. . . . .	69
4.10. Fase del coeficiente de transmisión en línea ranurada con 3 pares de reactancias. . . . .	69
4.11. Modelo de simulación electromagnética de Antena con 3 pares de reactancias en condiciones de frontera periódicas, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III. . . . .	70
4.12. Fase del coeficiente de transmisión en Antena con 3 pares de reactancias. . . . .	71
4.13. Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión en Antena con 3 pares de reactancias con desplazadores de 2 bits. . . . .	72
4.14. Pérdidas de Conversión en arreglo de antenas periódico con 3 pares de reactancias, escaneo en plano $H$ y $E$ . . . . .	72
4.15. Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas periódico con 3 pares de reactancias, escaneo en plano $H$ y $E$ . . . . .	73
4.16. Circuito equivalente de desplazador de fase de $45^\circ$ . . . . .	74
4.17. Magnitud del coeficiente de reflexión de susceptancias con valor de $B1=0.3982$ y $B2=-0.3690$ . . . . .	75
4.18. Modelo de capacitor real para desplazador de fase de $45^\circ$ . . . . .	76
4.19. Conductor para desplazamiento de $45^\circ$ , longitud de 2.54 mm. . . . .	77
4.20. Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con par de reactancias para ángulo de $45^\circ$ . . . . .	77
4.21. Respuesta en fase del coeficiente de transmisión en línea ranurada con par de reactancias para ángulo de $45^\circ$ . . . . .	78
4.22. Pérdidas de conversión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano $H$ . . . . .	78
4.23. Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano $H$ . . . . .	79
4.24. Pérdidas de conversión de arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano $E$ . . . . .	79

4.25. Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano <i>E</i> . . . . .	80
4.26. Pérdidas de conversión en arreglo de fase para desplazador de fase de 3 bits, resultados de escaneo en plano <i>H</i> y <i>E</i> a frecuencia de 36.5 GHz. . . . .	80
4.27. Diseño de inductor real para ángulo de 90°, a)Inductor completo, b)Inductor lineal, c)Inductor con dieléctrico. . . . .	82
4.28. Línea ranurada con desplazador de fase de 90°. . . . .	83
4.29. Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión de línea ranurada con par de reactancias para ángulo de 90°. . . . .	84
4.30. Fase del coeficiente de transmisión de línea ranurada con par de reactancias para ángulo de 90°. . . . .	84
4.31. Modelo de simulación de línea ranurada con 3 par de reactancias, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III. . . . .	85
4.32. Magnitud de coeficiente de reflexión de línea ranurada con 6 elementos reales. . . . .	85
4.33. Fase de coeficiente de transmisión de línea ranurada con 6 elementos reales. . . . .	86

# Índice de tablas

1.1. Propiedades Eléctricas de Conmutadores RF [3]. . . . .	5
2.1. Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente desplazador de fase basado en línea ranurada. . . . .	40
2.2. Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente desplazador de fase basado en línea ranurada a $45^\circ$ . . . . .	41
3.1. Dimensiones de Antena. . . . .	48
3.2. Simulación de celda unitaria con par de elementos concentrados. . . . .	51
3.3. Configuración de reactancias capacitivas e inductivas en línea ranurada, resultados a $f=36.5$ GHz. . . . .	53
3.4. Configuración de reactancias capacitivas e inductivas en elemento de antena lente con condiciones periódicas, resultados a $f=36.5$ GHz. . . . .	54
3.5. Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con escaneo en plano $x$ , frecuencia de 36.5 GHz. . . . .	57
3.6. Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con escaneo en plano $y$ , $f=36.5$ GHz. . . . .	57
4.1. Parámetros en mm de capacitor diferencia de fase $90^\circ$ . . . . .	62
4.2. Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en línea ranurada, resultados a $f=36.5$ GHz. . . . .	68
4.3. Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en Antena, resultados a $f=36.5$ GHz. . . . .	71
4.4. Parámetros de la geometría del capacitor en mm para desplazador de fase de $45^\circ$ . . . . .	76
4.5. Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con elementos reales, escaneo en plano $x$ , $f=36.5$ GHz. . . . .	81
4.6. Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con elementos reales, escaneo en plano $x$ , $f=36.5$ GHz. . . . .	81
4.7. Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en línea ranurada, resultados a $f=36.5$ GHz. . . . .	83

# Capítulo 1

## Introducción a las Antenas Reconfigurables

Las antenas que varían la distribución angular de los campos electromagnéticos radiados, dando lugar a modificaciones temporales en el patrón de radiación son de tipo reconfigurable. Ya que las antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones circundantes, suavizando o eliminando las restricciones en operación y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad en cualquier sistema[1].

Las antenas impresas se utilizan principalmente en comunicación móvil, sistemas de comunicación inalámbrica y satelital debido a su baja complejidad de fabricación y costo. Por ello la investigación esta centrándose en antenas impresas reconfigurables. La antena reconfigurable es un elemento esencial en el sistema inalámbrico moderno debido a sus características sobresalientes y nos permite reemplazar el sistema de antena múltiple a una antena única. La reconfiguración de tales antenas se logra a través de una redistribución intencional de las corrientes superficiales o por cambiar la apertura efectiva de una antena, lo que resulta en cambios variables en la impedancia de la antena y/o propiedades de radiación.

La reconfiguración de una antena se clasifica en tres tipos, según sus características se reconfiguran: frecuencia, patrón de radiación y polarización. La estructura de antena reconfigurable se cambia utilizando interruptores de diodo PIN RF, transistores de efecto de campo, transductores piezoeléctricos o interruptores del sistema electromecánico (MEMS)[2].

Las antenas reconfigurables pueden llegar a reemplazar el trabajo de múltiples antenas con una sola. Lo que reduce el número y tamaño de las antenas en comparación con un sistema con antena convencional[2].

### **1.0.1. Reconfiguración por Frecuencia**

Las antenas reconfigurables por frecuencia permiten modificar su frecuencia de operación de acuerdo a las condiciones circundantes. La reconfiguración de frecuencia se logra alterando la longitud eléctrica de la antena. Se utilizan varias técnicas para cambiar la longitud eléctrica de la antena usando interruptores o cambiando manualmente la configuración de la antena. El diodo PIN se utiliza en el diseño para cambiar entre diferentes frecuencias[2].

### **1.0.2. Reconfiguración por Patrón de Polarización**

Una estructura radiante que puede cambiar su polarización (horizontal/vertical, inclinación 45°, polarización circular izquierda o derecha, etc.) es llamada antena de polarización reconfigurable. En esto caso, la antena puede cambiar, por ejemplo, de polarización circular derecha a circular izquierda[3].

### **1.0.3. Reconfiguración por Patrón de Radiación**

Una estructura radiante que puede sintonizar su patrón de radiación se llama antena de patrón de radiación reconfigurable. Para esta categoría, el patrón de radiación de la antena cambia en términos de forma, dirección o ganancia[3].

### **1.0.4. Ventajas de las Antenas Reconfigurables**

Una de las principales ventajas de las antenas reconfigurables es la propiedad de modificar su comportamiento ya sea el patrón de radiación, su polarización o la frecuencia de operación. La versatilidad que llegan a tener se puede aprovechar en dispositivos portátiles inalámbricos para mejorar la relación señal a ruido o redirigir la potencia transmitida, permitiendo aumento en el espacio del sistema y la reducción del consumo de energía en la red de telefonía móvil.

Las antenas reconfigurables a diferencia de las antenas convencionales, permiten reconfigurar los patrones de radiación de elementos individuales que provocan mejor rendimiento del sistema. La ventaja es que con un número menor de elementos radiadores en el sistema de comunicación se disminuye la interferencia, se logra optimizar el enlace así como reducir pérdidas por multitrayecto.

### **1.0.5. Desventajas de las Antenas Reconfigurables**

Las antenas reconfigurables se logran al agregar componentes electrónicos conmutadores como el Diodo PIN o mecánicos-eléctricos como los MEMS. Estos componentes se encargan de activar algún tipo de reconfiguración ya sea por patrón de radiación, modificar la frecuencia, cambio en la polarización.

Al hacer uso de conmutadores en frecuencias extremadamente altas puede llegar a producir desgaste en los sistemas ya que cualquier elemento electrónico o eléctrico tiende a generar efectos parásitos.

Cuando los conmutadores se usan para modificar la polarización de una antena se deben agregar circuitos que realicen esta función. El implementar estos sistemas llega a adicionar pérdidas disipativas provocando que el funcionamiento de la antena reconfigurable sea insuficiente.

## **1.1. Arreglos de Antenas Reconfigurables**

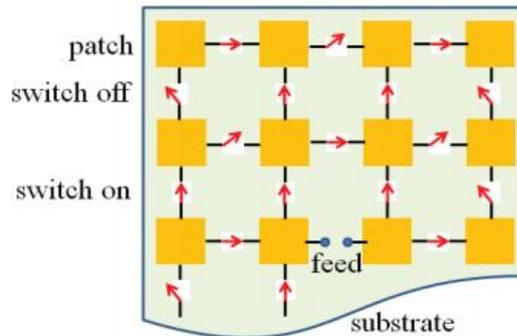
Un arreglo de elementos radiantes con desplazadores de fase asegura una antena reconfigurable, porque tiene varias vías para controlar la corriente a través de la apertura. Un arreglo reconfigurable puede tener elementos reconfigurables, o un arreglo reconfigurable puede cambiar la amplitud y fase de cada elemento, el número de elementos activos, las posiciones de los elementos, o la polarización.

La mayoría de los arreglos reconfigurables controlan el patrón de radiación del arreglo para dirigir el lóbulo, colocar un nulo, modificando la forma del lóbulo principal o cambiando los niveles del lóbulo lateral. Ha habido varias aplicaciones que donde también es posible cambiar la polarización o frecuencia de operación.

## **1.2. Conmutadores RF**

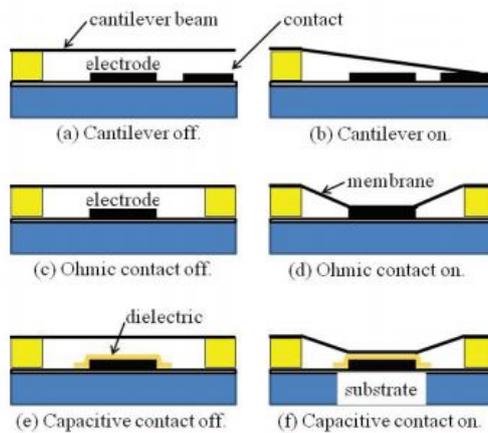
Las características de las antenas reconfigurables se modifican mediante los conmutadores electrónicos de RF y microondas, en la Figura 1.1 se muestra la unión de parches de antena microstrip con conmutadores.

Los conmutadores MEMS son dispositivos que usan el movimiento mecánico para lograr un cortocircuito o un circuito abierto en la línea de transmisión de RF. Los interruptores en estado abierto y cerrado guían la corriente en una ruta deseable que cambia las propiedades de radiación de la antena, así como su impedancia. Los interruptores de RF pueden ser mecánicos o semiconductores[4].



**Figura 1.1:** Parches de Antena microstrip reconfigurables[4].

Los interruptores MEMS son pequeños interruptores mecánicos hechos en un sustrato (silicio, cuarzo, vidrio). A diferencia del diodo PIN un interruptor MEMS es mecánico. La Figura 1.2 muestra tres tipos de interruptores MEMS en sus posiciones de encendido y apagado. Una configuración popular para conmutadores de microondas es la mostrada a continuación, donde la capacitancia de la ruta de señal es conmutada entre un estado de capacitancia baja y un estado de capacitancia alta moviendo una membrana conductora flexible a través de la aplicación de un voltaje de control DC[4].



**Figura 1.2:** Tres tipos de interruptores MEMS en modo encendido y apagado[4].

Un dispositivo electrónico ampliamente utilizado como interruptor en microondas es el diodo PIN. Es un semiconductor que tiene regiones dopadas de tipo p y tipo n (utilizadas para contactos óhmicos), que están separados una región intrínseca ligeramente dopada. La polarización directa de un diodo PIN crea una resistencia muy baja a altas frecuencias, mientras que la polarización inversa re-

Propiedad Eléctrica	RF MEMS	Diodo PIN
Voltaje [V]	20-100	3-5
Corriente [mA]	0	3-20
Consumo de potencia[mW]	0.05-0.1	5-100
Velocidad de cambio	1-200 $\mu s$	1-100 $ns$
Aislamiento [1-10 GHz]	muy alta	alta
Pérdidas (1-10 GHz) [dB]	0.05-0.2	0.3-1.2

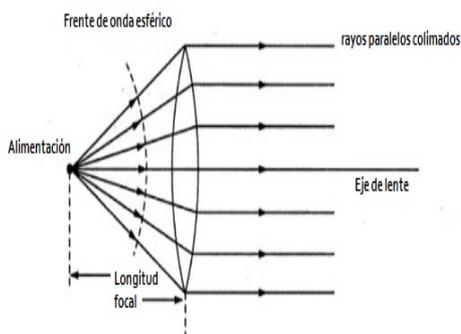
**Tabla 1.1:** Propiedades Eléctricas de Conmutadores RF [3].

sulta en un circuito abierto. El diodo PIN puede manejar uno o más amperios de corriente de RF. Los diodos PIN tienen la capacidad de controlar una gran potencia de señal de RF mientras usan niveles mucho más pequeños de potencia de control.

### 1.3. Descripción de Antenas Lente

Las antenas lente se caracterizan por el hecho de que en ellas el frente de onda cilíndrico o esférico se transforma en plano[5]. Se les llama antena de tipo lente debido a que sus elementos actúan de manera similar a la que lo hace un lente en frecuencias ópticas, por lo que son estructuras cuasi ópticas. Estos métodos cuasi ópticos tienen el potencial de tener bajo costo de fabricación, peso ligero y supera la limitación de altas pérdidas de inserción en el sistema de distribución[6]. Las antenas planares tipo lente constan de dos partes: la antena de alimentación, que puede ser cualquier otro tipo de antena y la lente que enfoca la energía en la dirección que se desea. En microondas el principal uso de las lentes es colimar la radiación de la antena de alimentación para poder controlar la apertura con la que la energía es radiada después del arreglo[6].

Debido a la radiación de la fuente puntual, obtenemos un frente de onda esférico. Cuando los rayos viajan dentro de la lente, la refracción se produce debido al índice de refracción de la lente y, por lo tanto los rayos coliman para obtener un frente de onda plano con rayos paralelos en los bordes como en el centro[7].



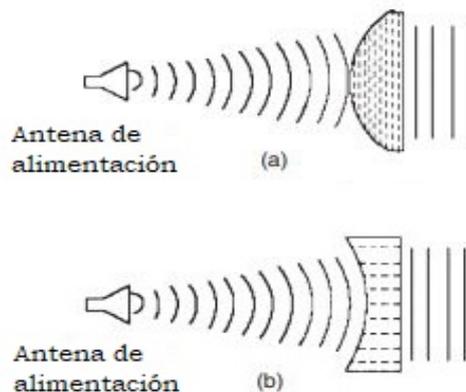
**Figura 1.3:** Funcionamiento principal de la lente [7].

Tipos de lentes:

- Lentes dieléctricas por ejemplo (Lentes convexas) hechas de materiales dieléctricos con un perfil cuidadosamente diseñado.
- Lentes planas tradicionales que consisten en arreglos de antenas de transmisión y recepción conectadas a través de líneas de transmisión con diferentes longitudes.
- Lentes planas compactas modernas compuestas de desplazadores de fase con tamaños inferiores a la longitud de onda basados en las estructuras inductivas o capacitivas periódicas.

En general, las lentes coliman la energía divergente incidente para evitar que se propague en direcciones no deseadas. Por otro lado, las lentes coliman un frente de onda esférico o cilíndrico producido respectivamente por una fuente puntual o lineal a un frente plano de la onda saliente o frente de onda lineal. El punto de partida habitual para el diseño de antenas de lentes es aplicar la óptica geométrica. Se utiliza un enfoque de trazado de rayos, donde la radiación se modela como rayos que irradian desde un origen o fuente común. Dicho sea de paso, este origen sería bastante análogo al centro de fase de la antena. Por supuesto, la validez de este enfoque simple es cuestionable, porque la lente normalmente se encuentra dentro de la región de campo cercano de la fuente o alimentación primaria. Existen dos conceptos de diseño principales que se utilizan para alcanzar diferentes objetivos: convencional (por ejemplo, hiperbólico, elíptico, hemisférico) o antenas lente en forma que se utilizan simplemente para colimar la energía irradiada desde una alimentación. En el caso de diseños con alguna otra forma, se eligen superficies más complejas para dar forma al haz y así producir el patrón de radiación requerido, en el caso de lente cilíndrico y esférico que se utiliza para escaneo de haz con alimentación simple o múltiple[8].

Las lentes también se pueden colocar en las categorías de onda lenta y rápida (Figura 1.4). Los términos se refieren a la velocidad de fase en el medio de la lente. El tipo de lente de onda lenta se ilustra en la Figura 1.4a, donde la longitud del camino eléctrico aumenta por el medio de la lente, por lo tanto, la onda se retarda.



**Figura 1.4:** Comparación de los tipos de lentes (a) de onda lenta o dieléctrica y (b) de placa metálica del plano E (onda rápida). El frente de onda se retrasa en (a) pero avanzan en (b)[8].

## 1.4. Arquitectura de Arreglos de lente

La topología de antenas lente en arreglo es una variante de un arreglo de antenas alimentadas espacialmente por dónde un lado del arreglo se ilumina mediante la alimentación y la radiación se produce en el lado opuesto[9].

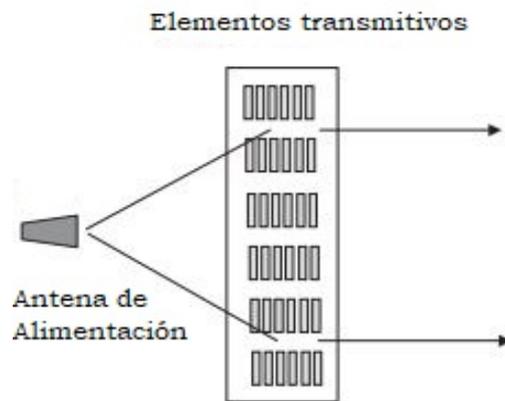
Las antenas lente formadas por un arreglo se convirtieron en potentes plataformas de formación de haz en los últimos años, ya que tienen características de antenas de apertura y arreglos en fase. Ofrecen la simplicidad y alta ganancia típicas para las antenas de lente convencionales, y al mismo tiempo proporcionan capacidades de formación de haz rápidas y adaptativas de los arreglos en fase. También son altamente eficientes, ya que no hay necesidad de redes de alimentación basadas en las líneas de transmisión como en el caso de los arreglos de fase. Esto generalmente resulta en un costo menor del que saldría un arreglo en fase ya que la cantidad de transceptores se reduce considerablemente[9].

Las antenas tipo lente constan de dos partes principales: la antena de alimentación que puede 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.

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 la antena receptora y emisora ubicadas en las superficie posterior y frontal, respectivamente,conectadas por medio de un desplazador de fase[10].

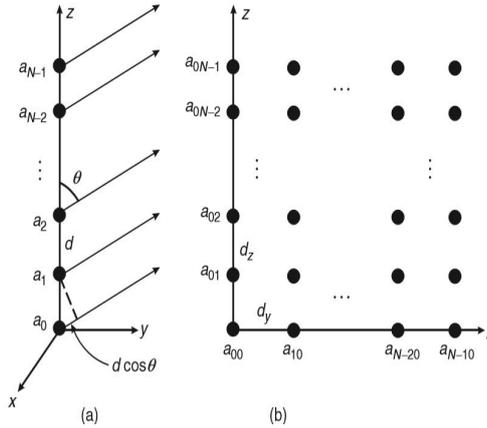
Las ventajas de una antena lente basada en arreglo de antenas consiste en el hecho que se elimina completamente el efecto de bloqueo por alimentador que puede ser considerable en el caso de las antenas con abertura pequeña.



**Figura 1.5:** Arreglo con antenas lente[9].

## 1.5. Comportamiento de un Arreglo de Antenas

Los arreglos de antenas estan constituidos por diferentes elementos como amplificadores de potencia, desfases, acopladores, antenas etc. Existen arreglos lineares, planos, circulares.



**Figura 1.6:** (a) Configuración lineal y (b) configuración bidimensional igualmente espaciadas[11].

Una configuración de arreglo básica e importante es la de un arreglo lineal de  $N$  elementos idénticos igualmente espaciado en una línea recta. El espacio entre elementos es  $d$ , y se supone una pendiente de fase lineal para las corrientes de excitación del elemento. El total de la intensidad del campo eléctrico  $E_{tot}$  en la zona lejana viene dada por:

$$E_{tot}(\theta, \phi) = E_{el}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta - \alpha)} \quad (1.1)$$

$$E_{tot}(\theta, \phi) = E_{el}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\psi} \quad (1.2)$$

$$E_{tot}(\theta, \phi) = E_{el}(\theta, \phi) f(\psi) \quad (1.3)$$

donde  $\psi = k_0 d \cos \theta - \alpha$  y  $E_{el}$  se refiere al patrón de radiación de los elementos del arreglo.

Además,  $a_n$  es amplitud de excitación de los elementos del arreglo;  $\alpha$  es la pendiente de fase; y  $k_0$  es el número de onda del espacio libre. Si todas las corrientes de excitación son iguales en amplitud ( $a_0 = a_1 = a_n = \dots a_{N-1} =$ ), el factor  $f(\psi)$  del arreglo se convierte en:

$$f(\psi) = a_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (1.4)$$

$$f(\psi) = a_0 \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (1.5)$$

Esto se puede simplificar para obtener la forma normalizada

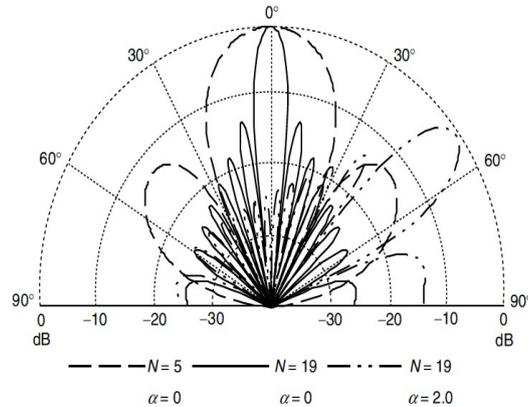
$$f_0(\psi) = \frac{f(\psi)}{Na_0} \quad (1.6)$$

$$f_0(\psi) = \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{N \text{sen} \frac{\psi}{2}} \quad (1.7)$$

donde  $f_0(\psi)$  es máxima cuando  $\psi = 0$ . Para la radiación de transversal,  $\alpha = 0$  debe mantenerse, lo que implica  $\theta = \frac{\pi}{2}$ . Para que el arreglo realice el escaneo hacia diferentes direcciones, debe seleccionarse  $\alpha$  para que  $k_0 d \cos \theta = \alpha$ , lo que resulta en:

$$\theta = \theta_{max} = \cos^{-1}\left(\frac{\alpha}{k_0 d}\right) \quad (1.8)$$

Cómo el ángulo de radiación máxima del arreglo y la dirección de máxima radiación  $\theta_{max}$  puede ser ajustada mediante el control de  $\alpha$ , y este es un concepto característico para escanear en arreglos. En la práctica en los arreglos de fase, la fase individual de los elementos del arreglo se controla electrónicamente lo que permite un escaneo del arreglo mucho más flexible, más rápido y confiable en comparación con el tradicional con enfoque de dirección mecánica. Los sistemas modernos de comunicación móvil emplean cada vez más arreglos de fase en estaciones base (junto con algoritmos sofisticados de procesamiento de señales) para expandir la capacidad del cliente de la estación base y reducir la interferencia entre estaciones adyacentes. En la industria de comunicaciones inalámbricas, tales antenas se denominan típicamente antenas inteligentes o adaptativas. Si el espacio  $d$  entre los elementos del arreglo es mayor que la mitad de una longitud de onda  $\lambda_0$ , el denominador de  $f_0(\psi)$  puede tener más ceros, lo que resulta en el arreglo con lóbulos adicionales no deseables. Estos haces se denominan lóbulos de rejilla. En la práctica, se requiere suprimir tales lóbulos parásitos[11].



**Figura 1.7:** Factores de patrón de arreglo lineal  $f_0$  (espaciado de elementos en arreglo  $d = 0.4\lambda_0$ ) [11].

## 1.6. Descripción de Antenas en Arreglo de Fase

Los arreglos de fase han sido de gran interés desde 1950, con aplicaciones generalizadas en radares militares y comerciales, comunicaciones satelitales, sistemas de imágenes, etc.

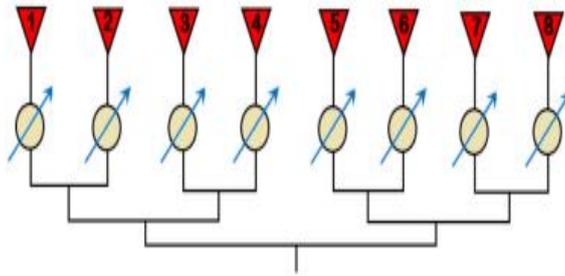
Un arreglo fase consta de un conjunto de elementos radiantes idénticos en regular orden, donde todos los elementos irradian coherentemente a lo largo de una dirección deseada [12].

En un arreglo de fase se puede variar fácilmente la fase de la señal que alimenta a cada antena del arreglo, variando la distancia que recorre cada señal provocando así un desfaseamiento, este se controla mediante interruptores. Un grupo de antenas en donde las fases de las señales que alimentan a las respectivas antenas son variadas en una forma determinada para que el patrón de radiación del arreglo sea forzado en una dirección deseada y suprimida en la dirección no deseada [12].

Una antena con arreglo de fase controlada electrónicamente no tiene que moverse físicamente, así como ninguna de las antenas que la conforman, haciendo uso más eficiente de la potencia y de la energía gastada, los haces y patrones son formados por desfases; su ancho de haz y su patrón de radiación puede cambiarse [13].

En un arreglo de fase se logra el patrón de exploración deseable mediante la introducción de un cambio de fase particular entre cada antena receptora y la línea de transmisión correspondiente, haciendo que los desplazadores de fase estén relacionados entre sí de tal manera que se produzca el patrón de exploración.

Las antenas en arreglo de fase poseen la flexibilidad electrónica para excitar los elementos que las componen, permitiendo un escaneo en tiempo real, la des-



**Figura 1.8:** Arreglo lineal de Fase 1:8[14].

ventaja es la disminución de la eficiencia debido a la alimentación mediante líneas de transmisión que tienen altas pérdidas a frecuencias de ondas milimétricas[9].

La desventajas de un arreglo de antenas de fase es su infraestructura compleja, ya que cada elemento radiante del arreglo debe conectarse a un módulo transceptor dedicado que conlleve un costo muy alto[9].

Por ello se optó por estudiar un arreglo de fase en modalidad de antena lente que realizan la desviación del lóbulo principal en una dirección deseada, lo que provoca haces estrechos y directivos. Para contrarrestar la disminución de la eficiencia por alimentar el arreglo mediante líneas de transmisión se elige la antena lente. La antena lente contiene los elementos en los cuales si se utilizan los transformadores de impedancia suaves de perfiles exponenciales para asegurar el acoplamiento del elemento con el espacio libre. Al utilizar estas características el diseño se vuelve de fácil construcción, con buena eficiencia y altas ganancias.

## 1.7. Trabajos Realizados

La topología de arreglos de antena lente es una variante de un conjunto de antenas alimentadas espacialmente por el cual un lado del arreglo se ilumina por una onda electromagnética y la radiación se produce en el lado opuesto. Se tiene que los diseños de arreglos con antena lente están libres de efectos de bloqueo de alimentación, que puede ser considerable en pequeñas aberturas. Además de que para la formación de haces de campo lejano, los arreglo de antena lente tienen la capacidad de formar puntos focales en los elementos cercanos de la abertura de la lente que pueden ser útil en aplicaciones que requieren enfoque adaptativo[9].

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 este rango de 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. Existen trabajos en el estado del arte donde se combinan las características de los arreglos de antenas planos con desplazamiento de fase. Los arreglos que han demostrado que son arquitecturas viables, han surgido dos enfoques viables de diseño: el enfoque de onda guiada y de dispersión sintonizable.

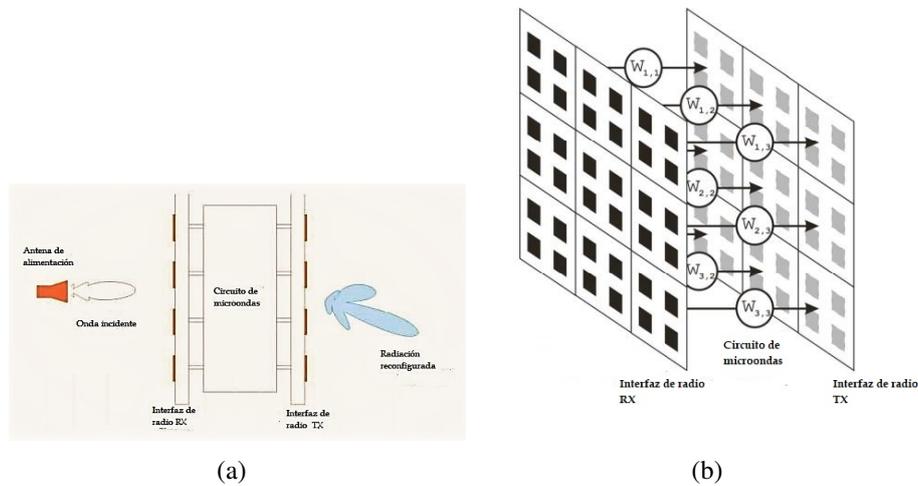
El primero de estos ocurre cuando se tienen los elementos del arreglo que componen la entrada de las lentes están conectadas a los elementos del arreglo que componen la salida de la lente a través de una red de guías de onda de dos puertos. En la literatura se encuentran algunos arreglos de lentes reconfigurables de este tipo que han sido demostrados experimentalmente.

En [15] se tiene un diseño a una frecuencia de 12 GHz basado en la idea de un arreglo transmitivo. Los fundamentos de este tipo de estructuras son que una onda electromagnética con propiedades específicas en el frente de onda se recibe, se procesa de una manera particular para lograr por ejemplo cambio de dirección en el patrón de radiación, y finalmente la onda se retransmite.

Esta estructura es tipo antena inteligente que consta de dos subsistemas uno es la interfaz de radio y circuitos de microondas que los conectan. De esta manera, una interfaz de radio (RX) funciona como back-end mientras el otro (TX) actúa como interfaz. La interfaz RX es iluminado con una antena de alimentación cuyo centro de fase se coloca a 120 mm de la interfaz.

Un primer paso es el muestreo del patrón de radiación de la antena de alimentación con las celdas radiantes en la interfaz de radio RX, por lo tanto se tiene radiación espacialmente muestreada en  $N^2$  puntos. Un patrón esférico llega a la interfaz de radio RX ya que se tiene interfaz plana y la onda incidente recibida tiene una distribución esférica, se obtiene un cambio de fase no despreciable a cada muestra de radiación debido a la diferente longitud de la trayectoria desde la antena de alimentación a cada celda del arreglo.

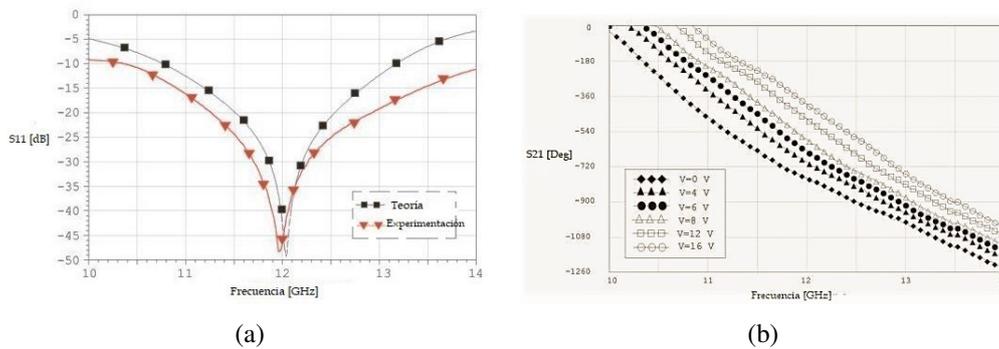
El procesamiento de la onda muestreada consiste en ponderar y modificar de fase para cada una de las muestras, enviando la muestra de onda procesada a la célula radiante correspondiente en la interfaz de radio TX, como en la ponderación  $W_{m,n}$ , que se tiene configurada. Para cada puerto es un número complejo con información de amplitud y fase. El procesamiento introducido en este trabajo solo se basa en la variación de fase, por lo que todos los complejos  $W_{m,n}$  tendrán un valor de amplitud común [16]. De acuerdo con esto, la arquitectura del arreglo transmitivo se muestra en la Figura 1.9b se observa que el cambio de fase los circuitos están integrados con las caras de entrada y salida de la lente de manera tridimensional siendo el principal inconveniente una estructura gruesa que es más difícil de fabricar. En la Figura 1.10 se muestra el coeficiente de reflexión y las fase que logra la configuración del arreglo.



**Figura 1.9:** a)Esquema de arreglo transmitivo, b)Arquitectura del arreglo transmitivo[15].

Utilizando el método de dispersión sintonizable en [17] se ha presentado una celda unitaria reconfigurable electrónicamente de 1 bit para aplicaciones de arreglos de antena lente en banda Ka. El diseño es basado en dos diodos p-i-n montados en una antena de parche con ranura. El prototipo realizado ha sido probado en un simulador de guía de onda. Presenta pérdidas de inserción de 1.09 y 1.29 dB a una frecuencia de 29 GHz para los estados de fase  $0^\circ$  y  $180^\circ$ , respectivamente, el ancho de banda de transmisión de 3 dB es 27.0-30.2 y 26.7-31 GHz. Las bajas pérdidas de inserción y la baja complejidad de esta celda unitaria lo convierte en un componente prometedor para grandes conjuntos de antenas reconfigurables en banda Ka con buena eficiencia y costos reducidos.

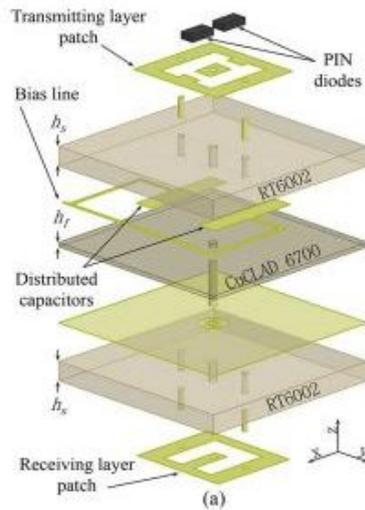
Los niveles de agilidad de fase que son necesarios en los arreglos de antenas lente reconfigurables se han logrado utilizando diferentes tipos de resonadores. En muchos casos, elementos resonadores idénticos son deseables, ya que simplifica el control de polarización del arreglo lente inmensamente. En este caso, los resonadores generalmente deben ser separados por una distancia eléctrica significativa (por ejemplo un cuarto de longitud de onda) para que los resonadores produzcan el rango de fase requerido mientras se mantiene un coeficiente de reflexión aceptable dentro de la celda unitaria[6]. Sin embargo, el aumento de la distancia eléctrica no solo aumenta el grosor físico de la lente, sino que también introduce un mecanismo de acoplamiento entre capas que se ha demostrado que puede conducir a radiación espuria en direcciones no deseadas [18].



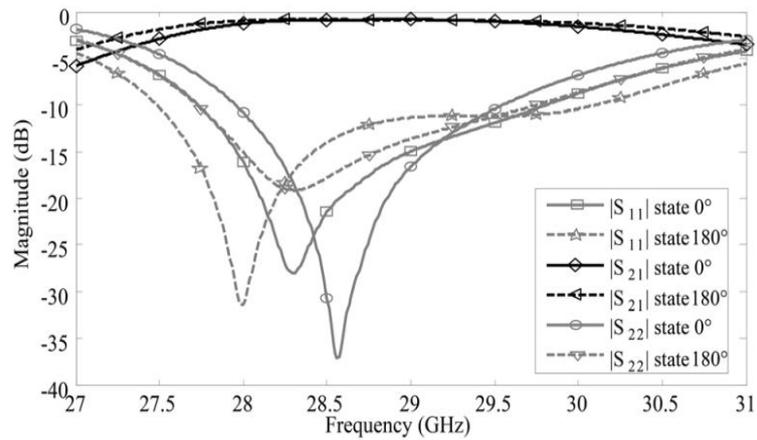
**Figura 1.10:** a)  $S_{11}$  Coeficiente del elemento radiante, b) Curvas de cambio de fase [16].

La conclusión de la investigación sobre estos dos métodos es que para aplicaciones de formación de haz generales, el enfoque de onda guiada es superior, logrando un buen ancho de banda, rango de escaneo, pérdida de inserción y espesor pequeño de la estructura, con fabricación de moderada complejidad [18].

Existe un tercer método de arreglos con antenas lente, donde manejan ondas con polarización circular. Se encuentra en una etapa de análisis para realizar su desarrollo. Se han explorado arreglos de antena lente para incurrir en el cambio de fase manipulando los componentes como en [19] que se tiene un arreglo plano con elementos de lentes pasivos donde puede ser escalonado para aproximar el efecto de una lente dieléctrica curva. Por lo que la orientación rotacional de cada elemento puede proporcionar el cambio de fase requerido para polarización circular. Sin embargo, que los arreglos de antenas lente que emplean este enfoque aún no se ha realizado en forma reconfigurable.



**Figura 1.11:** Arquitectura de celda unitaria reconfigurable[17].



**Figura 1.12:** Magnitudes de los parámetros de dispersión simulada para ambas fases de la celda unitaria, estados obtenidos usando condiciones de frontera periódicas[17].

## 1.8. Desplazadores de Fase

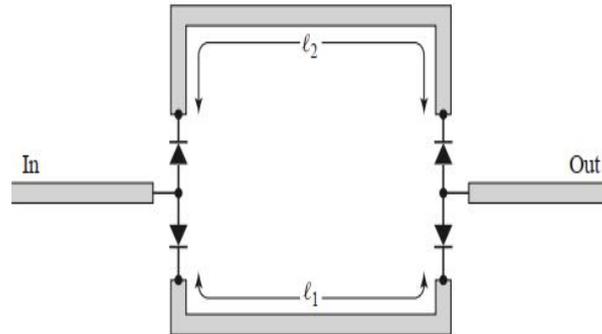
Actualmente, las antenas en arreglos de fase continúan siendo las más adecuadas para lograr haces radiados en direcciones específicas de manera simultánea. Esto se debe a los requerimientos impuestos a los sistemas de radiocomunicaciones modernos para varias aplicaciones, los cuales pueden ser únicamente cubiertos por los arreglos de fase. Los elementos más importantes de las antenas en arreglos de fase, son los dispositivos desplazadores de fase. Estos dispositivos introducen desplazamientos de fase en la señal de microondas de cada elemento. Los dispositivos desplazadores de fase son ampliamente utilizados en los sistemas de comunicaciones que requieren control electrónico de la dirección del haz[20].

Las antenas en arreglos de fase se basan en conmutadores de materiales de ferrita, diodos PIN y en transistores de efecto de campo. Los desplazadores de fase de estado sólido proporcionan una buena solución a frecuencias de microondas y han sido ampliamente utilizados en sistemas de arreglos de fase modernos.

Desplazadores de fase de diodo PIN: se pueden construir varios tipos de desplazadores de fase de microondas con elementos de conmutación diodos PIN. En comparación con los desplazadores de fase de ferrita, los desplazadores de fase con diodo tienen la ventaja de ser de menor tamaño, alta velocidad e integridad con circuitos planos. Básicamente hay tres tipos de desplazadores de fase con diodos PIN: línea conmutada, línea cargada, y reflexión. El desplazador de fase de línea conmutada, que se muestra en la Figura 1.13, es el más directo, utilizando dos interruptores unipolares de doble tiro para enrutar el flujo de señal entre una de dos líneas de transmisión de diferente longitud. El cambio de fase diferencial entre los dos caminos están dados por :

$$\Delta\phi = \beta(l_2 - l_1) \quad (1.9)$$

donde  $\beta$  es la constante de propagación de la línea. Si las líneas de transmisión son TEM (o cuasiTEM), este cambio de fase es una función lineal de frecuencia, lo que implica un retardo de tiempo real entre los puertos de entrada y salida. Esta es una característica útil en sistemas de banda ancha. Este tipo de desplazador de fase también es inherentemente recíproco, por lo que puede usarse para transmisión y recepción. La pérdida de inserción del desplazador de fase de línea conmutada es igual a la pérdida de los interruptores de doble tiro de un solo polo más pérdidas de línea. Al igual que muchos otros tipos de desplazadores de fase, el desplazador de fase de línea conmutada generalmente está diseñado para desplazamientos de fase binarios discretos de  $\phi = 180, 90, 45$ , etc.



**Figura 1.13:** Desplazador de fase línea conmutada[20].

Un problema potencial con este tipo de desplazador de fase es que pueden producirse resonancias en la línea OFF si su longitud es cerca de un múltiplo de  $\frac{\lambda}{2}$ . La frecuencia de resonancia cambiará ligeramente debido a las capacitancias conectadas en serie de unión de los diodos polarizados invertidos, por lo que las longitudes 1 y 2 deben ser determinadas con este efecto tomado en cuenta.

Un diseño que es útil para pequeñas cantidades de desplazamiento de fase (generalmente  $45^\circ$  o menos) es el desplazador de fase de línea cargada.

El principio básico de este tipo de desplazador de fase puede ilustrarse con el circuito de la figura 1.14a, que muestra una línea de transmisión cargada con una derivación susceptancia,  $jB$ . Los coeficientes de reflexión y transmisión se pueden escribir como:

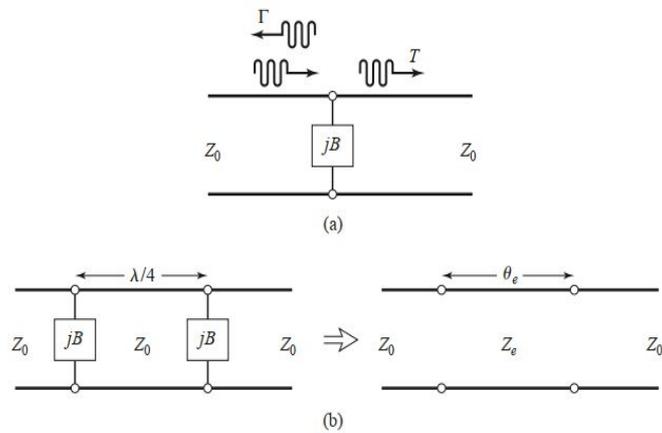
$$\Gamma = \frac{1 - jb}{1 + jb} = \frac{-jb}{2 + jb} \quad (1.10)$$

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + jb} \quad (1.11)$$

donde  $b = BZ_0$  es la susceptancia normalizada. Así, el cambio de fase en la onda transmitida introducido por la carga es:

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \frac{b}{2} \quad (1.12)$$

que puede hacerse positivo o negativo, dependiendo del signo de  $b$ . Una desventaja es la pérdida de inserción que está inherentemente presente debido al reflejo de la carga de derivación. Adicionalmente, aumentar  $b$  para obtener un  $\Delta\phi$  más grande implica una mayor pérdida de inserción, como se ve en la Figura 1.14b. Las reflexiones de la susceptancia de derivación pueden reducirse utilizando el circuito de Figura 1.14b, donde dos cargas de derivación están separadas por una longitud de línea  $\frac{\lambda}{4}$  [20].



**Figura 1.14:** Circuito básico de línea cargada desplazador de fase(a), Circuito práctico de línea cargada con desplazadores de fase y circuito equivalente (b)[20].

## 1.9. Conclusiones del Capítulo

- I. Una Antena Reconfigurable es aquella que cambia intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.
- II. Las antenas reconfigurables representan la tecnología de antena clave para asegurar una alta velocidad de transmisión de datos, una razón señal/ruido mejorada, con una eficiencia espectral, energética optimizada y conformación versátil del haz.
- III. El desarrollo de una antena lente reconfigurable permite tener un elemento que tenga la capacidad de cambiar el ángulo de escaneo. Es una solución utilizada debido a sus bajas pérdidas de inserción asociadas.
- IV. Actualmente se busca que los arreglos de fase se caractericen por un buen desempeño y bajo costo de fabricación.
- V. El proceso de diseño de la antena lente reconfigurable impresa es más simple debido a que están basados en estructuras periódicas infinitas y basta con diseñar la celda unitaria, la cual se repetirá en la estructura.
- VI. Al realizar un arreglo de antena lente reconfigurable se debe evitar reflexiones a la entrada del lente, así como mantener bajas las pérdidas de inserción.

## Bibliografía

- [1] B. J. T, *Synthesis lectures on antennas*. Morgan and Claypool Publishers, 2007.
- [2] M. Jenath and V. Nagarajan, “Review on frequency reconfigurable antenna for wireless applications,” *International Conference on Communication and Signal Processing*, 2017.
- [3] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, “Reconfigurable antennas for wireless and space applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, pp. 2250–2261, 2012.
- [4] R. L. Haupt and M. Lanagan, “Reconfigurable antennas,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 49–61, Feb. 2013.
- [5] G. T. Markov and D. M. Sazonov, *ANTENAS*. Mir, 1978.
- [6] A. Iturri-Hinojosa, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, “Analysis and design of *e*-plane scanning grid arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2266–2274, July 2010.
- [7] U. A. Bakshi and A. V. Bakshi, *Antenna and wave propagation*. Technical publications pune, 2009.
- [8] J. Thornton and K.-C. Huang, *Modern Lens Antennas for Communications Engineering*. John Wiley and Sons, 1 ed., 2013.
- [9] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, “Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 183–198, Jan 2014.
- [10] L. Schwartzman and L. Topper, “Analysis of phased array lenses,” *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 16, 1968.
- [11] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. Mc Graw Hill, 2007.
- [12] A. K. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs and Active Array Systems*. John Wiley and Sons, 2009.
- [13] J. Ehmouda, “Steered microstrip phased array antennas,” *Conference World Academy of Science, Engineering and Technology*, p. 319, 2009.
- [14] N. Ojaroudiparchin, “A switchable 3-D-coverage-phased array antenna package for 5G mobile terminals,” *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 15, pp. 1747–1750, 2016.

- [15] A. Munoz-Acevedo, P. Padilla, and M. Sierra-Castaner, "Ku band active transmitarray based on microwave phase shifters," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1201–1205, 2009.
- [16] P. P. de la Torre and M. S. Castaner, "Transmitarray for ku band," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, 2007.
- [17] L. D. Palma, A. C., L. D., R. S., P. P., and P. P., "1-bit reconfigurable unit cell for Ka-band transmitarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 15, 2016.
- [18] J. Y. Lau and S. V. Hum, "Analysis and characterization of a multipole reconfigurable transmitarray element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, pp. 70–79, 2012.
- [19] R. H. Phillion and M. Okoniewski, "Lenses for circular polarization using planar arrays of rotated passive elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 4, 2011.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. 4th edition ed., 2011.

## Capítulo 2

# Principio de Operación de la Antena Lente Reconfigurable

### 2.1. Introducción

Una vez que se ha analizado el estado del arte de antenas reconfigurables, se puede concluir que es viable desarrollar un arreglo de antenas lente el cual contiene elementos radiadores con desplazadores de fase.

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 de circuitos impresos. Se describe el principio de operación de esta antena, el análisis electromagnético y se plantean los modelos en teoría de circuitos de cada una 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 en el arreglo.

### 2.2. Sistema de Radiador Lineal

Para definir el principio de operación que tiene la propuesta de diseño de la antena, se debe explicar la teoría del sistema radiador lineal[1]. Radiador lineal representa una distribución continua o discreta de los radiadores o de las fuentes de campo electromagnético dispuestos a lo largo de una línea. Las dimensiones de un sistema de radiador lineal puede ser arbitraria, mientras que las dimensiones transversales deben ser pequeñas en comparación con la longitud de onda.

Cuando se tiene la curva característica de radiación compleja vectorial de un elemento del sistema  $F_1(\theta, \phi)$  representada en sistema de coordenadas esféricas, donde el eje coincide con el eje del sistema radiador lineal y el centro se encuentra en algún punto dentro del elemento. El sistema radiador lineal se determina por la ley de disposición de los centros y la ley de distribución de amplitud-fase.

Utilizando la teoría de arreglos de acuerdo con el teorema de multiplicación podemos calcular campo electromagnético emitido de la zona lejana como:

$$\rightarrow E(R, \theta, \varphi) = AF_1(\theta, \varphi)f_{\Sigma}(\theta, \varphi)\frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.1)$$

Se tiene que A es un componente de amplitud dependiente de la potencia suministrada a la antena;  $F_1(\theta, \varphi)$  es propiedad compleja vectorial que determina la polarización de radiación, y  $f_{\Sigma}(z_n, \varphi)$  es un componente complejo escalar de direccionalidad del sistema de radiadores isótropos, situados en el centro de los elementos a lo largo del eje del sistema.

Para un sistema longitudinal con radiadores ubicados en N puntos dados  $z_n$  sobre el eje z, como se muestra en la red de antenas lineal Figura 2.1 se describe el factor de direccionalidad en la forma:

$$f_{\Sigma}(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jkz_n \cos \theta} \quad (2.2)$$

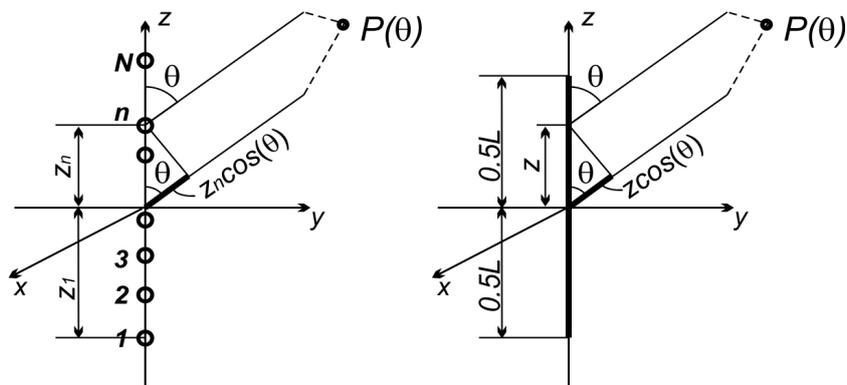
Donde  $I_n = |I_n|e^{j\Phi_n}$  es la amplitud de excitación del radiador n;  $z_n \cos \theta$ , la diferencia de trayecto de los rayos que van al punto P, la primera trayectoria inicia en el origen del sistema de coordenadas y la segunda va desde un punto donde se encuentra el radiador n. El sistema radiador lineal se considera un caso límite de la red de antenas lineal con un número de elementos que van desde  $-L/2$  hasta  $L/2$  que tiende al infinito. En este caso la suma de 2.2 se sustituye por la integral y el factor de direccionalidad se representa de la siguiente forma:

$$f(\theta) = \int_{-L/2}^{L/2} I_z e^{jkz \cos \theta} dz \quad (2.3)$$

Donde  $I_z = |I_z|e^{j\Phi_z}$  es la función de distribución amplitud-fase, y  $z \cos \theta$  es la diferencia de trayectorias de los rayos. La direccionalidad en los sistemas discretos y continuo de radiador lineal o dependen de la coordenada  $\Phi$ , por ello se tiene que los diagramas direccionales definidos por ellos tienen simetría de rotación alrededor del eje z.

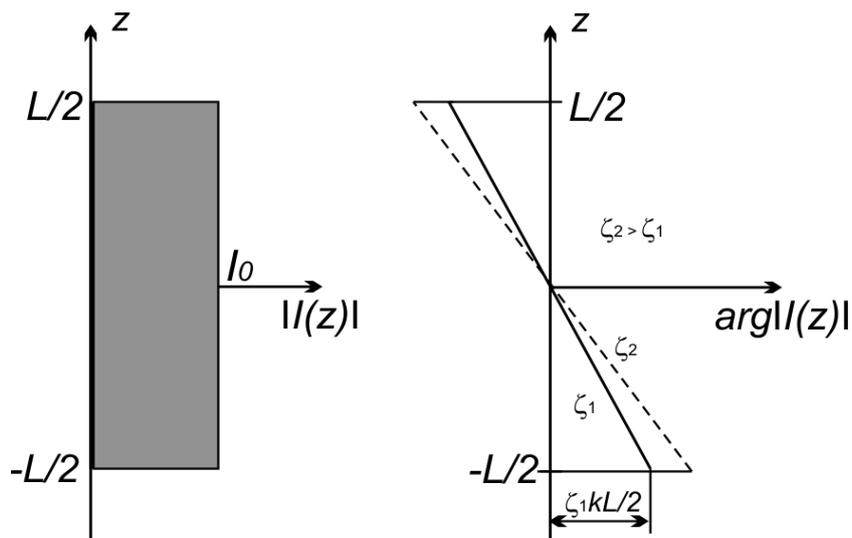
La distribución de amplitud-fase de excitación de un radiador lineal, tiene la forma:

$$I(z) = \begin{pmatrix} I_0 e^{-j\xi kz} & -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}; \\ 0 & |z| > \frac{L}{2} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$



**Figura 2.1:** Esquema para calcular el factor de direccionalidad: (a) y (b).

De acuerdo con la ley en 2.4 la magnitud de excitación en los límites de la longitud del radiador no depende de la coordenada  $z$  y es igual a la magnitud constante  $I_0$  como se ve en la Figura 2.1.



**Figura 2.2:** Distribución uniforme de amplitud (a) y de fase lineal (b) de excitación lineal ideal.

En la Figura 2.2 se muestra que la fase de excitación varía a lo largo del radiador por una ley lineal, es característica de la onda progresiva que se propaga en dirección de los valores positivos del eje  $z$ .

La magnitud  $\xi = \frac{c}{v_p}$  determina la velocidad de fase de la onda de excitación y puede ser llamada coeficiente de desaceleración. En donde  $v_p$  es la velocidad de fase,  $c$  es la velocidad de la luz y  $\xi$  es el coeficiente de desaceleración. Se tienen diferentes casos de comportamiento para  $\xi$ , si se tiene que  $\xi = 0$  la fase de excitación es constante a lo largo de la antena, que provoca una velocidad de propagación de la excitación dando como resultado un radiador cofásico ideal. Para  $|\xi| < 1$  la velocidad de fase de excitación supera la velocidad de la luz en el espacio que circunda la antena. Si  $\xi = 1$  la velocidad de fase de excitación es exactamente igual a la velocidad de fase de la luz. Si se tiene  $|\xi| > 1$  provoca la excitación de la fuente lineal ideal por la onda progresiva desacelerada dando como resultado el radiador lineal ideal. El cálculo del factor de direccionalidad del radiador lineal ideal es:

$$f(\theta) = I_0 \int_{-L/2}^{L/2} e^{jkz(\cos \theta - \xi)} dz = I_0 L \frac{\text{sen} \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)}{\frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)} \quad (2.5)$$

El resultado obtenido se representa como:

$$f(\theta) = \frac{\text{sen} \Psi}{\Psi} \quad (2.6)$$

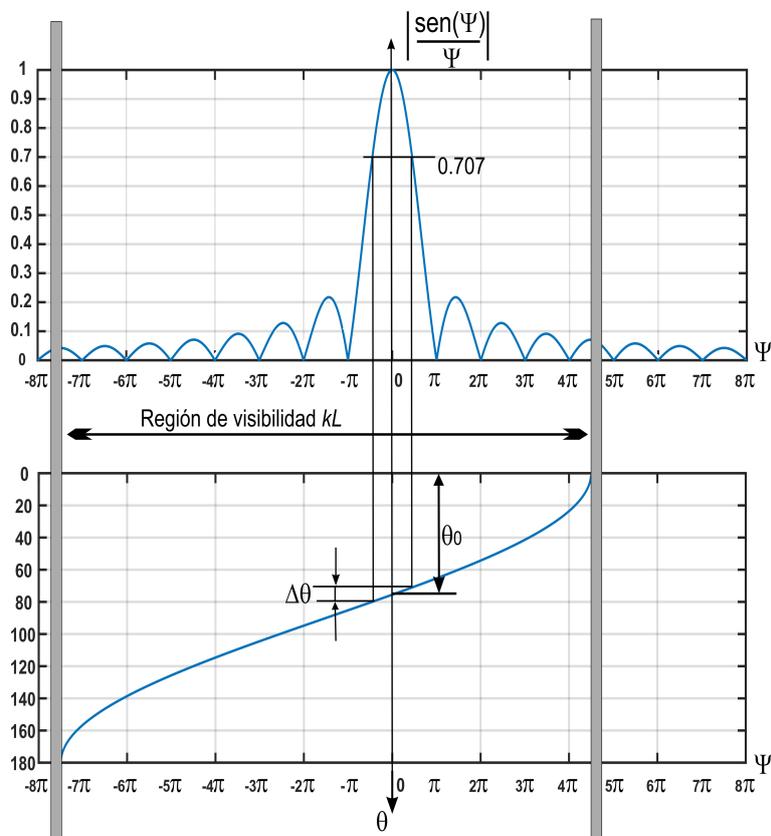
Donde se ha introducido una nueva variable angular generalizada:

$$\psi = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi) \quad (2.7)$$

En la Figura 2.3 se tiene el análisis de la curva característica de amplitud del radiador lineal ideal, donde se tiene una gráfica de la función  $\frac{\text{sen} \Psi}{\Psi}$  en relación con la variable angular  $\Psi$ .

La función tiene un lóbulo principal de magnitud unitaria  $P_{si} = 0$  y una serie de lóbulos secundarios, los cuales tienen simetría al lóbulo principal. La anchura es  $2\pi$  del lóbulo principal u los lóbulos laterales es dos veces menor es decir de  $\pi$ . El eje de radiación lo da  $\Psi$  se encuentra en los puntos  $\Psi_{nmin} = n\pi, n = \pm 1, \pm 2$  y las posiciones de los máximos laterales corresponden aproximadamente a los centros de segmentos entre dos ceros contiguos  $\Psi_{nmax} \approx n\pi, \frac{\pi}{2}, n = \pm 1, \pm 2$ . El nivel del primer lóbulo lateral más grande es aproximadamente igual a  $\frac{2}{3}\pi \approx 0.21$ , los lóbulos subsecuentes tienen nivel menor donde su valor es determinado por:

$$|f(\Psi_{nmax})| \approx \frac{2}{(2n + 1)\pi} \quad (2.8)$$



**Figura 2.3:** Esquema para el análisis del factor de direccionalidad.

Ahora la variable generalizada  $\Psi$  pasa al ángulo físico de observación  $\theta$ . Para ello en la Figura 2.3 se observa la curva de la magnitud  $\Psi(\theta) = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi)$  en función del ángulo  $\theta$ , aquí se fijan los valores de la longitud de la fuente  $L$  y del coeficiente de desaceleración  $\xi$ . Los valores máximo y mínimo de la función  $\Psi(\theta)$ , son  $\Psi_{max} = \frac{kL}{2}(1 - \xi)$  y  $\Psi_{min} = \frac{kL}{2}(1 + \xi)$  limitan la porción de trabajo de la función  $|\text{sen } \Psi/\Psi|$ , que influye en la formación del factor de direccionalidad. La extensión total de esta porción es igual a  $\Psi_{max} - \Psi_{min} = kL$  y se determina solo por la longitud eléctrica de la antena. Si la longitud de la antena es más grande con respecto a la longitud de onda, tanto más lóbulos de la función  $|\text{sen } \Psi/\Psi|$ , quedan dentro de la región de ángulos de observación reales que es un área fundamental de trabajo del factor de direccionalidad sobre el eje de la variable. Los valores que se encuentran fuera de la porción de trabajo deben corresponder los valores de  $|\cos \theta| > 1$ , se conocen como ángulos imaginarios. La región con ángulos reales es llamada región de visibilidad.

La posición angular del máximo principal de radiación  $\theta_0$  está determinada por:

$$\psi_0 = \frac{kL}{2}(\cos \theta - \xi) = 0 \quad (2.9)$$

Donde se puede calcular :

$$\cos \theta_0 = \xi \text{ o bien } \theta_0 = \cos^{-1} \xi, |\xi| \leq 1 \quad (2.10)$$

Cuando  $\xi = 0$ , que proporciona la excitación cofásica, la posición angular lóbulo principal  $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$  perpendicular al eje de la antena y tiene lugar el régimen de radiación transversal. Para  $0 < \xi < 1$ , el lóbulo principal del factor de direccionalidad se desvía de la normal al eje de la antena hacia el lado del movimiento de la onda de excitación. Este es el llamado régimen de radiación inclinada.

Cuando se tiene cambio en la posición del lóbulo principal la antena realiza escaneo. Por lo cual si se varía el coeficiente de desaceleración en el intervalo  $[-1, 1]$  el lóbulo principal del radiador lineal explora en los límites de  $180^\circ > \theta_0 > 0^\circ$ .

Cuando la magnitud  $|\xi|$  se aproxima a uno, el lóbulo de máxima radiación sale del límite de la región de visibilidad y para  $|\xi| = 1$  el máximo principal resulta orientando exactamente en dirección del eje de la antena, lo que se conoce como régimen de radiación axial. En este tipo de radiación se obtiene velocidad de fase de excitación igual a la velocidad de la luz. En el caso de  $|\xi| > 1$ , el máximo principal se ubica fuera de los límites de la región de ángulos reales. Donde los valores  $|\xi|$  se acercan a 1, al principio se conserva el régimen de radiación axial con velocidad de fase desacelerada, mientras la parte del lóbulo principal que queda en la región de visibilidad supera en magnitud el nivel del primer lóbulo lateral. Con el aumento ulterior de  $|\xi|$  en la región de ángulos reales quedan sólo los lóbulos laterales.

Para el cálculo del ancho del haz  $\Delta\theta$  el cual resulta variable durante el escaneo y se producen grandes modificaciones al pasar al régimen de radiación axial. Para estimar el ancho de haz en los regímenes de radiación se observa en la Figura 2.3 la función  $\frac{\sin \Psi}{\Psi}$  al nivel 0.7071, en escala de la variable  $\Psi$ , es igual a  $\Delta\psi = 2.78$ . Al pasar a la variable angular  $\theta$  hay que tener en cuenta la pendiente de la función  $\Psi(\theta)$ :

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\Psi}{\left|\frac{\partial\Psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_0}} \approx \frac{2.78}{\frac{kL}{2} \sin \theta} = \frac{2.78\lambda}{\pi L \sin \theta_0} = 0.886 \frac{\lambda}{L \sin \theta_0} [\text{rad}] = \frac{51^\circ \lambda}{L \sin \theta_0} \quad (2.11)$$

Esto provoca que el lóbulo se vuelva más estrecho y cuanto mayor es la longitud de la antena  $\frac{L}{\lambda}$  la anchura mínima del haz  $(\Delta\theta_0)_{min} = 51^\circ \frac{\lambda}{L}$  tiene lugar en régimen de radiación transversal. Al escanear a un ángulo de  $\pm 60^\circ$  de la normal a la antena el ancho del haz aumenta al doble.

Para el lóbulo principal se tiene

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{|\partial\Psi/\partial\theta|_{\theta=\theta_0}} = \frac{2\lambda}{L \text{ sen } \theta_0} [\text{rad}] \approx \frac{114^\circ}{L \text{ sen } \theta_0} \quad (2.12)$$

y para los lóbulos laterales

$$\Delta\theta_0 = \frac{\pi}{|\partial\Psi/\partial\theta|_{\theta=\theta_{nmax}}} = \frac{\lambda}{L \text{ sen } \theta_{nmax}} [\text{rad}] \approx \frac{57^\circ}{L \text{ sen } \theta_{nmax}} \quad (2.13)$$

donde  $\theta_{nmax}$  es la posición del angular del máximo lóbulo lateral n. Las fórmulas 2.11, 2.12 y 2.13 sólo aproximan con precisión para grandes valores de  $L/\lambda$  y para radiación no próximos a la antena. La anchura del haz de la antena lineal para la radiación axial es:

$$|\Delta\theta|_{|\xi|=1} \approx 107^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}} \quad (2.14)$$

Por lo que se obtiene un ancho de haz más grande que para la radiación transversal. Utilizando  $|\xi| > 1$  en la radiación axial se puede estrechar aún más el lóbulo principal, como resultado la ganancia de antena dirigida aumenta y posteriormente se disminuye debido al crecimiento de los lóbulos laterales.

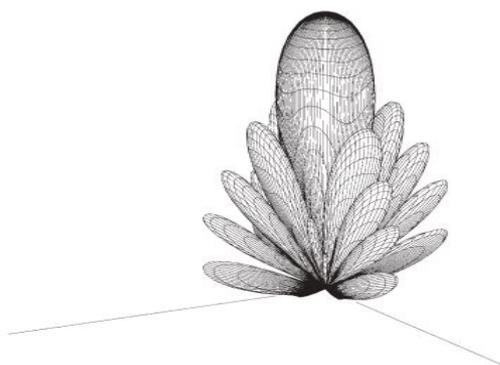
En base a la teoría de los sistemas radiadores lineales explicada anteriormente, se propone diseñar un antena lente reconfigurable basada en el uso de antena de ranura cónica que permita desviar el lóbulo principal a una dirección predispuesta, con el uso de desplazadores de fase. Este elemento reconfigurable se pretende reproducir en el plano  $x$  y  $y$  para generar un arreglo de fase.

## 2.3. Distribución de Elementos en un Arreglo Plano

Una vez que se conoce el concepto de un arreglo lineal en el cual sólo controla el patrón en un plano  $x$  o  $y$ . Se tienen las redes de antenas planas o arreglos planos, que pueden controlar el patrón en dos planos y forman haces de lápiz. Mientras que un arreglo lineal solo puede escanear en un solo plano, un arreglo plano puede escanear a cualquier ángulo en el hemisferio superior. Los arreglos planos dependen del patrón del elemento o del plano de tierra para eliminar el lóbulo posterior en el lado opuesto del plano.

El arreglo plano tiene  $N-1$  nulos que se pueden usar para controlar el patrón de radiación donde  $N$  es el número total de elementos. Una distribución de alimentación simple utiliza el producto de dos arreglos lineales. Esto elimina grados de libertad del arreglo porque se determinaría una matriz  $M \times N$  por  $M-1+N-1$  nulos cuando podríamos haber usado  $M \times N-1$  posibles.

La Figura 2.4 muestra el patrón esférico de un arreglo plano de  $8 \times 8$  espaciado uniformemente donde todos los elementos se alimentan con la misma amplitud. Donde un elemento con ancho de haz de  $90^\circ$  elimina el lóbulo posterior, el patrón a lo largo de cualquiera de los ejes principales muestra la reducción constante del lóbulo lateral y eso comienza con  $-13.2$  dB. Los lóbulos laterales del plano diagonal son el producto de los lóbulos laterales en los planos principales. El primer lóbulo lateral en el plano diagonal está abajo  $26.4$  dB. La distribución de alimentación en un arreglo y no un producto de dos arreglos lineales, puede producir lóbulos laterales iguales en todos los planos de patrón[2].



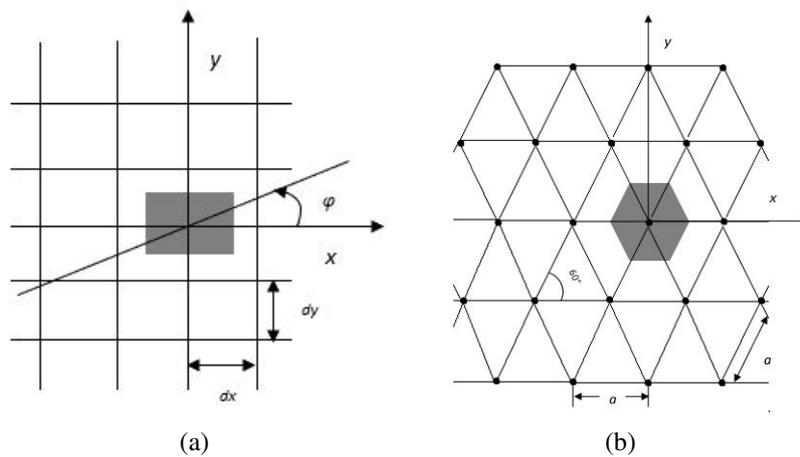
**Figura 2.4:** Diagrama de radiación esférica de una amplitud uniforme de  $8 \times 8$  elementos en un arreglo plano cuadrado[2].

Si se tiene un arreglo plano que realiza cambio de posición del haz en el espacio, se produce un comportamiento en los radiadores que los vuelve independientes de la fase de excitación de cada uno de ellos. Lo que se consigue es una red de antenas con elementos en fase[1].

En un arreglo con elementos esparcidos, los modo Floquet de alto orden comienzan a propagarse, provocando la aparición de lóbulos parásitos.

Este tipo de arreglos llega a sufrir alteraciones en los distribuidores que son alimentados por un generador. La cuestión fundamental en la que se resuelven posibles distorsiones que alteran la amplitud-fase en una red de antenas con elementos en fase se resuelve al realizar la elección correcta de la disposición de los elementos en el plano.

Entre las disposiciones más utilizadas se encuentra la red rectangular y red triangular. Ambas proveen distribución uniforme de los radiadores en el plano, ya que a cada radiador en un arreglo de fase le corresponde parte de área de la abertura.



**Figura 2.5:** Redes y áreas rectangular (a) y triangular (b) correspondientes a un elemento de la red.

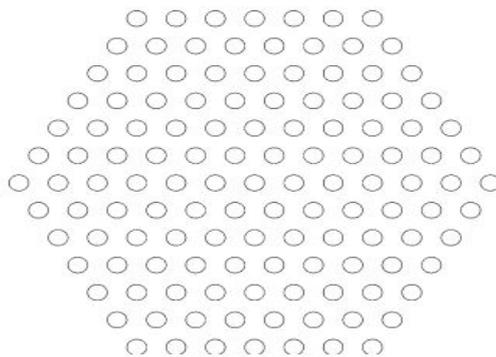
Durante el escaneo que realiza un arreglo se pueden generar lóbulos parásitos por ello se estudia la disposición de los elementos, se tiene un ángulo  $\varphi$  (Figura 2.5a) formado por proyecciones de las uniones de la red que van en cierta dirección del plano.

Se tiene que en la red rectangular el área de abertura esta dada por  $Ar = d_x d_y$ , esta red no llega a proveer un buen comportamiento en todas direcciones pero en cierto punto se forman líneas equivalentes donde la disposición de radiadores será más compacta y por lo que se disminuye la aparición de lóbulos parásitos.

En la Figura 2.5b se tiene una red triangular debido que cada uno de los elementos están distribuidos en forma de triángulo equilátero. Se muestra en el hexágono gris el área donde puede hacerse el acomodo de la celda unitaria. Para la red triangular el área de este hexágono está dada por el paralelogramo de lado  $a$ .

$$At = \frac{\sqrt{3}}{2} a^2 \quad (2.15)$$

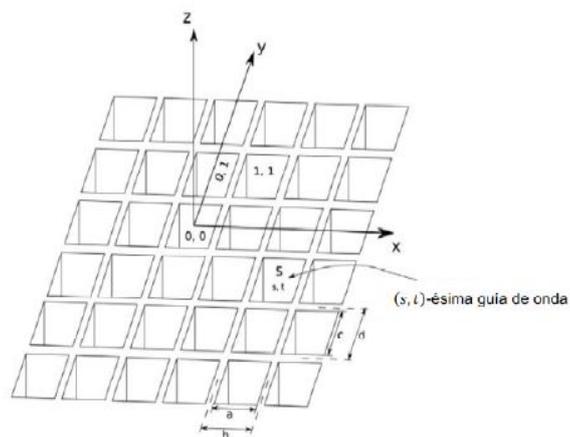
Al utilizar una red triangular los elementos de la red de antenas disminuyen con respecto a la red rectangular, ya que como se muestra en la Figura 2.6 que con triángulos equiláteros se genera un arreglo hexagonal con seis ejes de simetría lo que produce una distribución en forma de cono lo que reduce lóbulos laterales.



**Figura 2.6:** Distribución Hexagonal en Arreglos Planos[2].

## 2.4. Análisis Electromagnético

El conjunto de dispositivos que conforman el arreglo de fase debe analizarse desde el punto de vista electromagnética. Inicialmente se puede realizar el estudio electromagnético con el software de simulación con que se realizó el diseño de la estructura. Para analizar antenas en arreglo de fase es necesario tomar en cuenta los efectos de acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo. Existen métodos matemáticos que permiten estimar con precisión el efecto del acoplamiento entre los elementos de un arreglo [3], este teorema permite describir los campos electromagnéticos en una región abierta exterior a cualquier elemento del arreglo en guías de onda ( $z > 0$ ) (Figura 2.7).



**Figura 2.7:** Geometría de un Arreglo Infinito de Guías de Onda[3].

Los modos Floquet en conjunto con los modos naturales de la guía de onda permiten formular el problema de frontera en términos de ecuaciones integrales, las cuales son generalmente aplicadas para una gran variedad de antenas en arreglos de fase. El teorema Floquet es una extensión de las series de Fourier para funciones vectoriales bidimensionales periódicas. Esta extensión permite una descripción modal de cualquier campo o función que se repite periódicamente, excepto por un factor exponencial multiplicativo. Las funciones periódicas proporcionan una descripción adecuada del campo en la vecindad de un arreglo de fase periódico e infinito, excitado uniformemente en amplitud, pero con una variación lineal de fase.

Si se tiene un arreglo rectangular de guías de onda como en la Figura 2.7 (los elementos pueden ser rectangulares o de cualquier geometría para la sección transversal). El elemento central del arreglo (0,0) estará excitado por un modo de magnitud  $V_{00}$ , debido a que la amplitud es constante para todos los elementos, lo que sólo produce cambios de fase, el elemento (s,t)-ésimo estará excitado por un modo de magnitud:

$$V_{(s,t)} = V_{00}e^{-j(s\varphi_x+t\varphi_y)} \quad (2.16)$$

donde  $\varphi_x$  y  $\varphi_y$  son desplazamientos de fase fijos entre los elementos, en las direcciones del plano  $x$  y  $y$ , respectivamente. Por lo tanto, este decremento lineal excitará un haz radiado en la dirección  $(\theta, \phi)$  esta dirección en coordenadas esféricas. Los desplazamientos de fase están dados por [3] :

$$\varphi_x = kb \sin(\theta) \cos(\phi) \quad (2.17)$$

$$\varphi_y = kd \sin(\theta) \cos(\phi) \quad (2.18)$$

siendo  $k = 2\pi/\lambda$  cuando  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre. Si se tiene un arreglo de elementos como guías de onda, que son excitados por modos cuyos coeficientes son descritos por la ecuación 2.16 el campo electromagnético se representa con el teorema de Floquet.

Cualquier componente del campo en la región  $z \geq 0$  es conocida por ser solución de la ecuación escalar homogénea de Helmholtz:

$$(\nabla^2 + k^2)\xi(x, y, z) = 0 \quad (2.19)$$

donde  $\nabla$  es el operador diferencial vectorial, cuya definición en coordenadas rectangulares es:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (2.20)$$

para un elemento,  $\xi$  puede representar tanto la componente del campo eléctrico  $E_z$  como la componente del campo magnético en la dirección de propagación. Es una práctica común asumir que el campo se propaga a lo largo del eje  $z$ , por lo que el campo queda definido matemáticamente como:

$$\xi(x, y, z) = e^{-j\Gamma z}\xi(x, y) \quad (2.21)$$

A lo largo de la normal al plano de los elementos del arreglo ( $n$ ), las condiciones de frontera para el campo son:

$$E_z = \xi = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial n} = \frac{\partial \xi}{\partial n} = 0 \quad (2.23)$$

Considerando la excitación definida por la ecuación 2.16 y la simetría periódica de la estructura del arreglo, el campo  $\xi$  queda descrito como:

$$\xi(x + b, y + d, z) = \xi(x, y, z)e^{-j(\varphi_x + \varphi_y)} \quad (2.24)$$

Sustituyendo el campo  $\xi$  en la ecuación 2.25:

$$[\nabla_t^2 + (k^2 + \Gamma^2)]\xi(x, y) = 0 \quad (2.25)$$

donde:

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (2.26)$$

El método de separación de variables es un procedimiento para encontrar una solución completa particular para ciertos problemas que involucran ecuaciones en derivadas parciales como serie, cuyos términos son el producto de funciones que tienen las variables separadas. Aplicando dicho método matemático se obtuvieron las ecuaciones que modelan la dependencia en  $x$ :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_x^2\right)f(x) = 0 \quad (2.27)$$

y la dependencia en  $y$ :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_y^2\right)g(y) = 0 \quad (2.28)$$

$k_x$  y  $k_y$  son las constantes de separación, tales que:

$$\Gamma^2 = k^2 - k_x^2 - k_y^2 \quad (2.29)$$

si se considera únicamente la dependencia a lo largo del eje  $x$ , entonces:

$$f(x + b) = f(x)e^{-j\varphi_x} \quad (2.30)$$

por lo que:

$$F(x) = f(x)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x} \quad (2.31)$$

La ecuación representa una función periódica, dado que:

$$F(x + b) = f(x + b)e^{j\frac{\varphi_x}{b}x}e^{j\varphi_x} = F(x) \quad (2.32)$$

$F(x)$  y  $f(x)$  pueden ser representadas como series de Fourier:

$$F(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{j\frac{2\pi m}{b}x} \quad (2.33)$$

$$f(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m e^{j\frac{2\pi m - \varphi_x}{b}x} \quad (2.34)$$

cada término de las series satisface las condiciones de la ecuación, en general:

$$k_x = k_{x_m} = \frac{2\pi m - \varphi_x}{b} \quad (2.35)$$

por otro lado para la dependencia de y

$$k_y = k_{y_n} = \frac{2\pi n - \varphi_y}{d} \quad (2.36)$$

por lo tanto:

$$\Gamma_{mn}^2 = k^2 - \left(\frac{2\pi m - \varphi_x}{b}\right)^2 - \left(\frac{2\pi n - \varphi_y}{d}\right)^2 \quad (2.37)$$

En caso de que se tenga  $\Gamma^2$  mayor a cero el modo Floquet (onda electromagnética) se propaga, cuando es menor a cero, la onda se desvanece. Por consiguiente entre más grandes b y d, se obtienen mayor cantidad de modos Floquet para propagarse.

## 2.5. Coeficiente de Conversión

La antena lente contiene desplazadores de fase configurados de diferente forma para desviar el lóbulo en la dirección deseada. Las diferentes configuraciones de los desplazadores de fase destruye la periodicidad simple del arreglo inicial donde anteriormente un elemento corresponde a una celda periódica unitaria. Sin embargo para algunos ángulos de escaneo, la antena lente infinita se vuelve periódica con una celda unitaria grande de considerables dimensiones que contiene varios elementos de diferentes configuraciones.

Considerables dimensiones de la celda grande están provocando propagación de un gran número de modos Floquet entre los cuales se encuentra una onda electromagnética propagándose en la dirección deseada.

Por lo tanto puede considerarse el arreglo de fase como un convertidor de modos que transforma una onda plana incidente en la antena lente a una onda plana transmitida que se propaga en la dirección deseada. Por lo que es necesario estimar la eficiencia de la conversión, con el fin de cuantificar las pérdidas que produce el arreglo de fase, a distintos ángulos de desvío de la onda electromagnética incidente. Para medir las pérdidas que se produce durante la conversión de los modos del arreglo de fase infinito, se utiliza el termino de pérdidas de conversión.

El coeficiente de conversión es la relación entre la densidad de potencia de la onda reflejada en dirección deseada y la densidad de potencia de la onda incidente:

$$L_c = \frac{Y_{m1}|S_{21}^{m1,n1}|^2}{Y_{n1}} \quad (2.38)$$

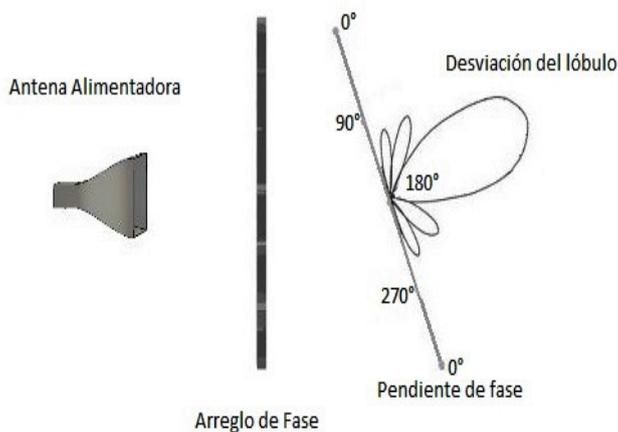
Donde  $Y_{n1}$  es la admitancia del modo Floquet incidente y  $Y_{m1}$  la admitancia modal del modo Floquet propagándose en la dirección deseada. Donde  $n1$  es el índice correspondiente al modo Floquet incidente,  $m1$  es el índice correspondiente al modo Floquet transmitido que viaja en la dirección deseada y  $S_{21}$  es el elemento correspondiente de la matriz de dispersión generalizada[4].

## 2.6. 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 antenas lente se engloban comúnmente en un tipo más general de antenas, llamado antenas de apertura. Como su nombre indica, hacen uso de una lente para modificar la distribución de campo en la apertura de la antena, que normalmente se alimenta por una sola fuente. Sin embargo, hay casos en que se puede emplear más de una fuente para alimentar la lente. La lente se emplea para transformar las ondas que llegan desde la fuente en un patrón de radiación deseado. Comúnmente, el patrón de radiación deseado es un haz directivo en una determinada dirección.[5]

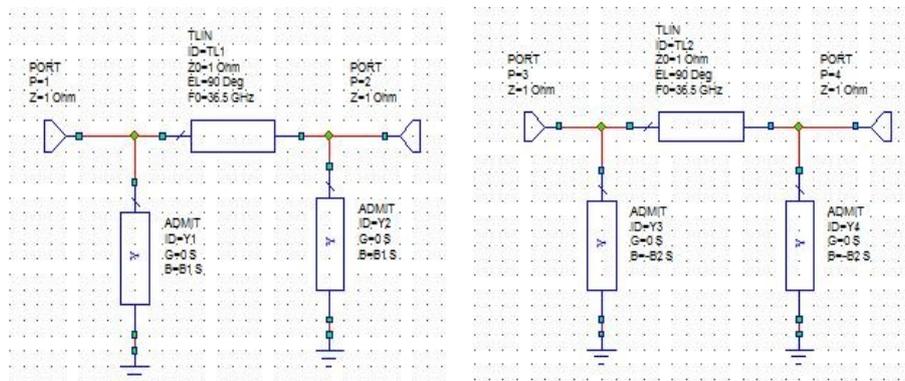
Se utiliza un arreglo de antenas plano a lo largo de una rejilla con periodicidad en eje  $x$  y  $y$ , para obtener un lóbulo de lápiz. La función del arreglo de fase es contar con elementos que produzcan la desviación de la onda incidente a un ángulo prediseñado. Los elementos del arreglo deben ser diseñados para colimar la radiación desde la alimentación y dirigir el haz resultante en la dirección deseada. El desplazamiento de fase fijo de cada elemento crea una distribución de fase a través de la abertura del arreglo.



**Figura 2.8:** Arreglo de antena lente reconfigurable.

## 2.7. Circuito Eléctrico Equivalente de Desplazador de Fase

Se simula y optimiza el circuito equivalente de los desplazadores de fase, el modelo del circuito tiene una línea de transmisión, puertos y susceptancias; con las cuales se busca la fase diferencial de 90 grados sin tener reflexión. La línea de transmisión se encuentra cargada con susceptancias en paralelo. Las pérdidas de inserción que se presentan inherentemente, debido a la reflexión de la carga en paralelo, pueden reducirse al separarse las cargas por una longitud de la línea de  $\frac{\lambda}{4}$ .



**Figura 2.9:** Circuitos Equivalentes de Desplazador de Fase susceptancias  $B1=0.7458$  y  $B2=-0.7458$ .

Mediante un software de simulación de circuitos para microondas AWR MO se realiza la optimización de la línea de transmisión, para encontrar el valor de las susceptancias que puedan disminuir la reflexión y produzcan la fase diferencial de  $90^\circ$ .

Se realiza la optimización del circuito eléctrico con impedancia  $Z_0 = 65.45\Omega$  con la ayuda del software AWR MO empleando susceptancias con valor de  $\pm 0.7853$ , los valores de optimización se muestran en la Tabla 2.1, se obtienen a partir de la ecuación 2.39 para capacitor y la ecuación 2.40 utilizada para inductor.

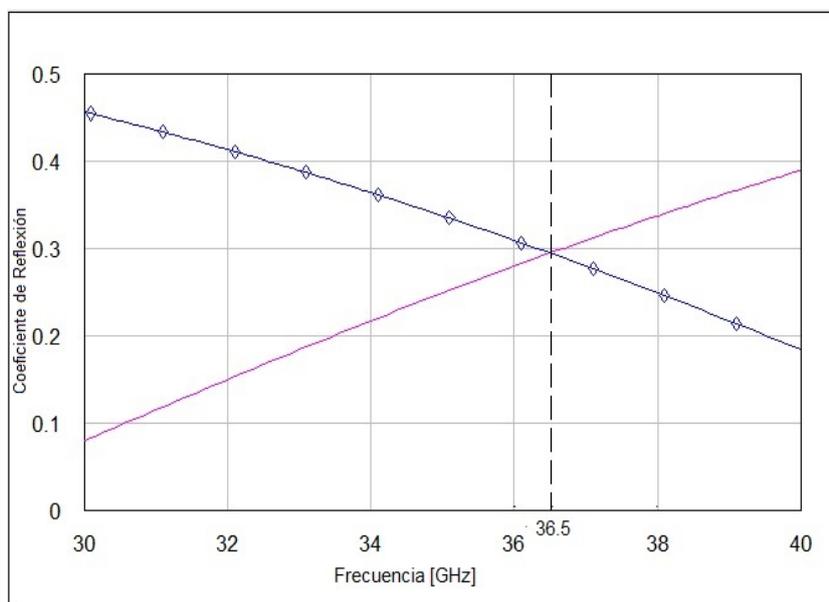
$$C = \frac{Z_0}{Bf2\pi} \quad (2.39)$$

$$L = \frac{1}{Z_0Bf2\pi} \quad (2.40)$$

Capacitancia	Inductancia	Fase
5.23[fF]	5.88 [nH]	89.9 °

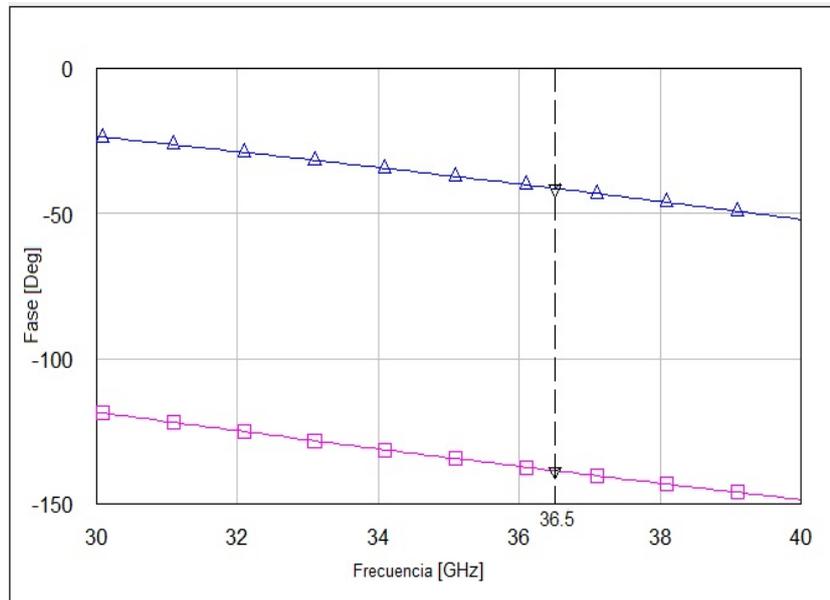
**Tabla 2.1:** Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente desplazador de fase basado en línea ranurada.

La simulación del circuito equivalente tiene susceptancias con valor  $\pm 0.7853$  para obtener el coeficiente de reflexión (Figura 2.10) y la fase que se muestra en la Figura 2.11. Se obtuvo un coeficiente de reflexión de 0.295 a frecuencia de 36.5 GHz, así como una diferencia de fase aproximada a  $90^\circ$ .



**Figura 2.10:** Coeficiente de reflexión para susceptancias normalizadas,  $B=0.7458$ .

Para lograr una pendiente de fase con menores errores causados por el redondeo, se realiza un desplazador de fase de  $45^\circ$ . Se obtienen los valores de susceptancias con la optimización en el software de circuitos AWR MO. Un par de reactancias provocan una cierta fase en la pendiente, para completar de ( $0^\circ$ - $270^\circ$ ) se necesita combinar los elementos inductivos y capacitivos que forman el desplazador de fase. Se realizan simulaciones del circuito equivalente, con la cantidad de elementos necesarios para producir los cuatro estados de fase en la pendiente.

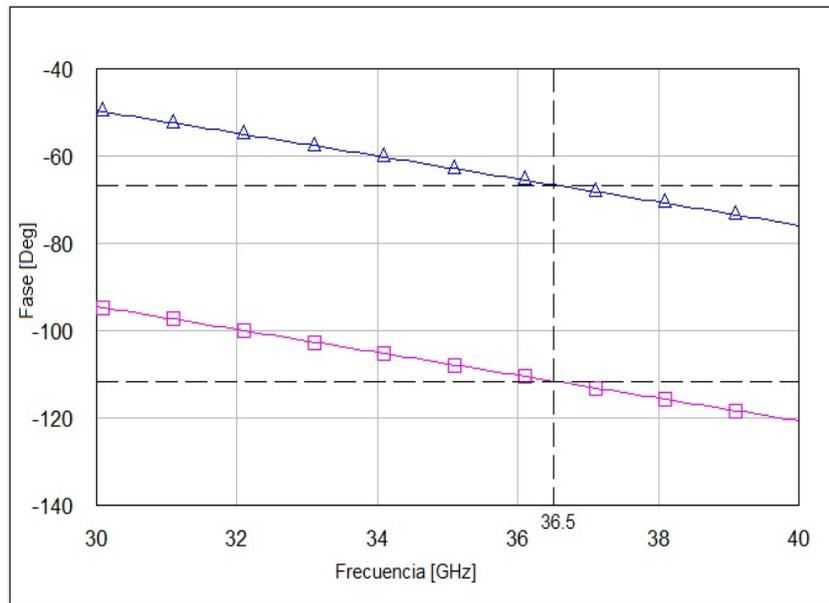


**Figura 2.11:** Diferencia de fase de los coeficientes de transmisión aproximado a 90°.

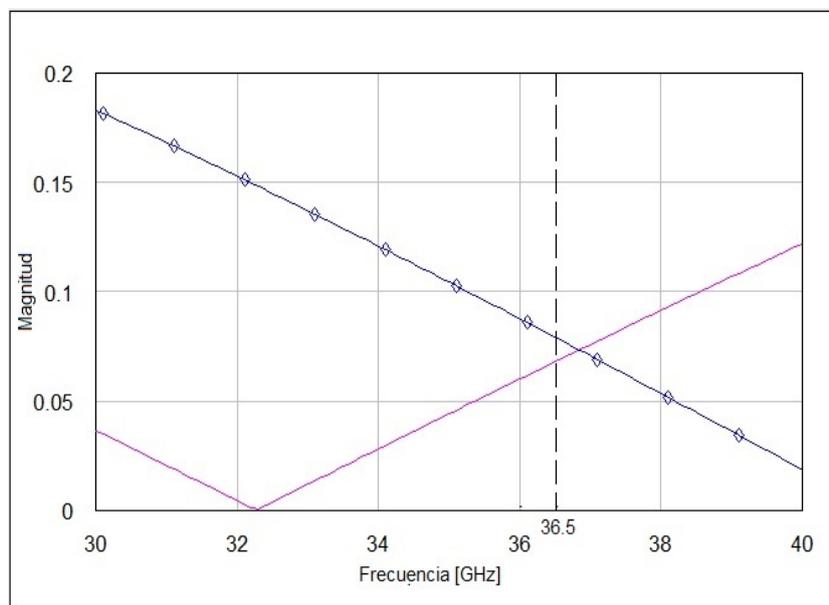
Capacitancia	Inductancia	Fase
2.45[fF]	7.16 [nH]	45 °

**Tabla 2.2:** Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente desplazador de fase basado en línea ranurada a 45°.

Se realiza la modificación de susceptancias utilizando el optimizador del software AWR MO, para obtener la fase diferencial de 45 grados y las susceptancias no se obtienen con el mismo valor en ambos circuitos como en el caso de fase diferencial de 90 grados. Se obtiene un coeficiente de reflexión para susceptancias normalizadas aproximado a cero (Figura 2.12) y la fase de 45° (Figura 2.13).



**Figura 2.12:** Diferencia de fase de  $45^\circ$  de los coeficientes de transmisión de desplazador de fase.



**Figura 2.13:** Coeficientes de reflexión para susceptancias  $B1=-0.3690$ ,  $B2=0.3982$ .

## 2.8. Conclusiones del Capítulo

- I. En este capítulo se estudió la teoría del principio de operación de las antenas que se van a utilizar en el proyecto.
- II. El análisis electromagnético prevee el comportamiento de los arreglos periódicos infinitos donde las celdas adyacentes tienen la misma magnitud pero una fase diferente.
- III. Las cargas reactivas son el capacitor para retrasar la fase y el inductor para adelantar la fase, lo que provoca una diferencia de fase de  $90^\circ$  para los desplazadores de 2 bits y  $45^\circ$  para los desplazadores de 3 bits.
- IV. Con susceptancias en circuitos eléctricos equivalentes se obtiene el comportamiento de desplazador de fase. Se optimizó el circuito eléctrico equivalente de la línea ranurada de la antena, para obtener el desplazador de fase con cargas reactivas, que al adaptarlo al arreglo provee el desvío de la onda.
- V. Inicialmente se tenía un alto coeficiente de reflexión presentado en los modelos de circuitos, 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  $90^\circ$  y  $45^\circ$  respectivamente. Se concluye que al variar todas las longitudes eléctricas se tiene una mejor respuesta sobre estos coeficientes tanto de reflexión como de transmisión.

## Bibliografía

- [1] G. T. Markov and D. M. Sazonov, *ANTENAS*. Mir, 1978.
- [2] T. A. Milligan, *MODERN ANTENNA DESIGN*. John Wiley and Sons, 2005.
- [3] V. G. N. Amitay and C. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*. Wiley Interscience, 1972.
- [4] A. Iturri-Hinojosa, J. I. Martinez-Lopez, and A. E. Martynyuk, “Analysis and design of E-plane scanning grid arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2266–2274, July 2010.
- [5] O. Quevedo-Teruel, M. Ebrahimpouri, and F. Ghasemifard, “Lens antennas for 5G communications systems,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 36–41, July 2018.

## Capítulo 3

# Propuesta de Diseño de Antena Lente Reconfigurable

### 3.1. Introducción

Una vez que se realiza el análisis del circuito equivalente de los desplazadores de fase basados en línea ranurada, se lleva a cabo la simulación de los desplazadores en software de simulación electromagnética para sintonizar la respuesta del modelo geométrico con el de los circuitos equivalentes.

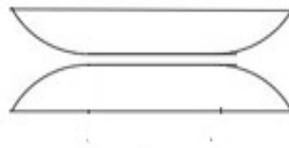
El siguiente capítulo tiene como principal objetivo introducir la propuesta de diseño de la antena lente reconfigurable. Además de presentar la línea ranurada comportándose como desplazador de fase de 2 y 3 bits con el propósito de obtener antenas reconfigurables de banda ancha y con sector de escaneo amplio.

Los elementos radiadores utilizados en el arreglo de antena lente reconfigurable están compuestos con una línea ranurada donde se adaptan cargas reactivas, esto proporciona un cambio de fase de ( $0^{\circ}$ - $270^{\circ}$ ). Los elementos se iluminan por una onda plana con polarización vertical y horizontal a una frecuencia central de 36.5 GHz.

### 3.2. Diseño de Antena Lente Reconfigurable

Para que la antena trabaje a frecuencias extremadamente altas las dimensiones de diseño deben ser milimétricas. El diseño de antena elegido para realizar el proyecto está compuesto por un conjunto de curvas exponenciales que forman una línea ranurada. La geometría se encuentra basada en transformadores de impedancia suaves de perfiles exponenciales como se muestra en la Figura 3.1, la antena provee la adaptación del espacio libre con el elemento además de trabajar en banda ancha.

El diseño permite el desarrollo de un arreglo de fase, este se logra agregando a cada uno de los elementos radiadores del arreglo reactancias para cambiar la fase de la señal que pasa a través del arreglo. Con lo cual el arreglo de los radiadores reconfigurables proveerá escaneos más amplios y patrones de radiación con lóbulos estrechos.



**Figura 3.1:** Geometría de elemento radiador de arreglo.

En el presente trabajo se debe analizar el comportamiento de la antena propuesta, con ayuda de software de simulación electromagnética CST Studio Suite. Al simular el dibujo geométrico de la estructura de la antena se obtiene la impedancia característica de la línea de transmisión. Además de presentar un óptimo coeficiente de reflexión que es un comportamiento inherente a la geometría de la antena.

El coeficiente de reflexión sufrirá alteraciones al introducir las reactancias que proveen el desplazamiento de fase. Por ello se debe simplificar con un modelo en teoría de circuitos que pueda demostrar el comportamiento del elemento de la antena lente reconfigurable, a fin de poder optimizar y reducir el coeficiente de reflexión.

En el capítulo anterior se obtiene el funcionamiento optimizado del desplazador de fase, por lo que se opta por realizar la simulación electromagnética. Inicialmente se comprueba el funcionamiento con los desplazadores de fase de dos bits con cuatro estados de fase ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ ) utilizando los valores de reactancias de la Tabla 2.1. Posteriormente, se utilizan los resultados demostrados en la Tabla 2.2 que corresponden al desplazador de fase de tres bits con ocho estados de fase disponibles ( $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $270^\circ$ ,  $315^\circ$ ).

### 3.2.1. Parámetros de Simulación Electromagnética

Se presentan los parámetros seleccionados para realizar la simulación electromagnética del diseño en el simulador comercial CST Studio Suite.

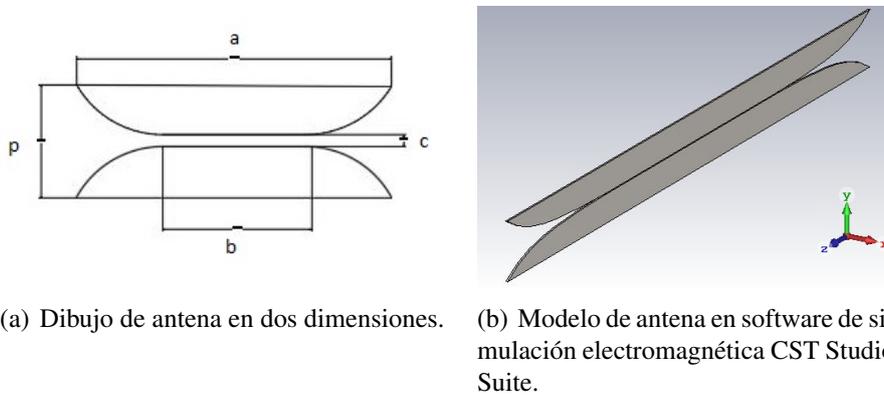
- Las unidades que se utilizan para dimensionar la longitud son necesarias en milímetros [mm] para trabajar en la frecuencia en gigahertz [GHz].
- Rango de frecuencias: Se trabaja en un rango de 30 a 40 [GHz] ya que la banda de frecuencias extremadamente altas comienza en 30 [GHz]. La frecuencia de operación es de 36.5 [GHz].
- Dimensiones del elemento de la antena: Las dimensiones geométricas del diseño del elemento de la antena lente corresponden a la frecuencia de operación. Se realiza adaptación a la misma al agregar los desplazadores de fase, ya que entre los elementos que los conforman debe existir una distancia de  $\frac{\lambda}{4}$ .
- Material de fondo: Es el material en el que las antenas se encuentran posicionadas en el espacio libre, en la simulación el material se denomina Normal y sus características electromagnéticas son  $\epsilon_r = 1$  y  $\mu_r = 1$ .
- Material: Se tiene un material conductor ideal llamado PEC (Perfect Electric Conductor), lo que provee conductividad infinita y la resistividad eléctrica es nula ( $\rho = 0$ ).
- Condiciones de Frontera: El diseño de la estructura es un arreglo periódico infinito a los largo de los ejes  $x$  y  $y$ , las condiciones de frontera son de celda unitaria la cuál reproduce periódicamente los elementos, mientras que en el eje  $z$  se tiene la condición de frontera que corresponde al espacio libre infinito.
- Puertos: Se utilizan 2 puertos de guía de onda, para evaluar la emisión de ondas electromagnéticas.

En la siguiente etapa del diseño fue necesario convertir el circuito eléctrico a la geometría real de la celda unitaria Figura 3.2. Para ello se empleó un software de simulación electromagnética CST Studio Suite, donde se construye la celda unitaria para aproximar los resultados obtenidos con el circuito eléctrico.

En la Tabla 3.1 se muestran las dimensiones con las que inicialmente se trabaja la celda unitaria. La simulación de la antena se realiza en el dominio de la frecuencia.

Los resultados se presentan en la Figura 3.3. El parámetro  $s$  que indica la reflexión de la estructura es  $S_{11}$  y se verifica en la frecuencia de operación a 36.5 GHz.

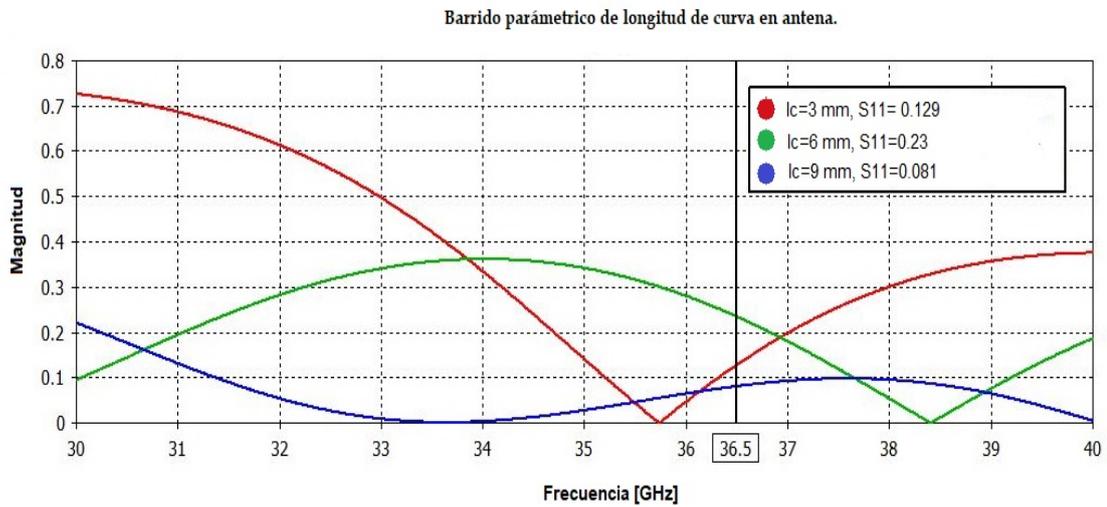
Se efectúan varias simulaciones para adaptar la curva de la antena diseñada, ya que en conjunto con la longitud total de la antena se tiene que si la longitud es mayor las reflexiones disminuyen.



**Figura 3.2:** Propuesta de Diseño de Antena.

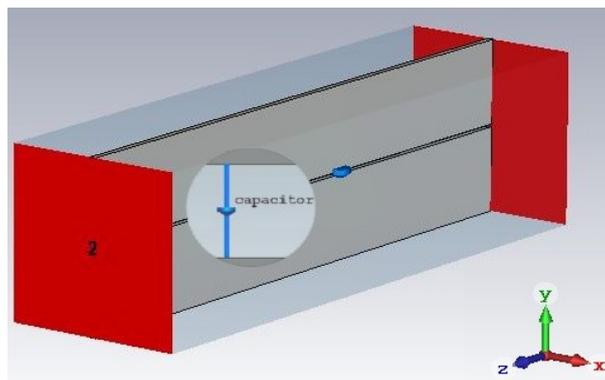
Parámetro	Descripción	Valor [mm]
a	Longitud de Antena	34.40
b	Longitud de ranura	16.50
c	Espacio entre bordes de la ranura	0.05
p	Período	3
t	Grosor del material (PEC)	0.1
lc	Longitud del transformador suave	9

**Tabla 3.1:** Dimensiones de Antena.



**Figura 3.3:** Coeficiente de reflexión en Antena con diferentes longitudes de transformador suave ( $l_c$ ).

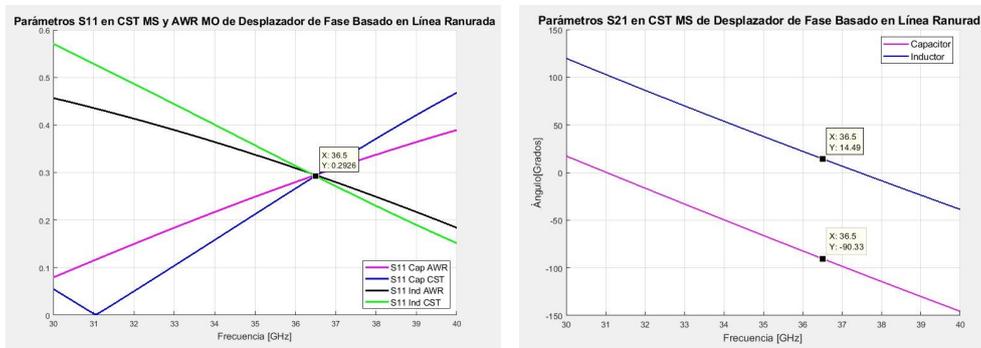
El circuito equivalente se comporta de manera favorable por lo que se elabora la simulación de desplazadores de fase basados en línea ranurada con elementos concentrados, los cuales corresponden a los inductores y capacitores en configuración paralelo, con una separación entre elementos de  $\frac{\lambda}{4}$ . El modelo de la línea ranurada se muestra en la Figura 3.4.



**Figura 3.4:** Desplazadores de fase basados en línea ranurada con elementos concentrados.

Para tener un mecanismo de control sobre la fase de la onda transmitida y así alcanzar las propiedades de las antenas en arreglos de fase, se introduce desplazadores de fase en los elementos del arreglo.

Inicialmente se utilizan elementos concentrados que se pueden usar para incluir componentes electrónicos como resistencias, inductancias, capacitancias y diodos en la simulación en el software CST Studio Suite. La simulación se realiza con un par de elementos capacitivos e inductivos en un ambiente de condiciones periódicas. La representación física de los elementos concentrados como desplazador de fase en la línea ranurada de la antena se muestra en la Figura 3.4.



(a) Magnitudes de coeficiente de reflexión S11, simulados en CST Studio Suite y AWR MO. (b) Fase de los coeficientes de transmisión S21 simulados en CST Studio Suite MO.

**Figura 3.5:** Gráfica de parámetros S11 y S21.

Se realiza la simulación electromagnética de la línea ranurada y se compara el resultado del circuito equivalente con la respuesta de la simulación en CST Studio Suite, los resultados se muestran en la figura 3.5.

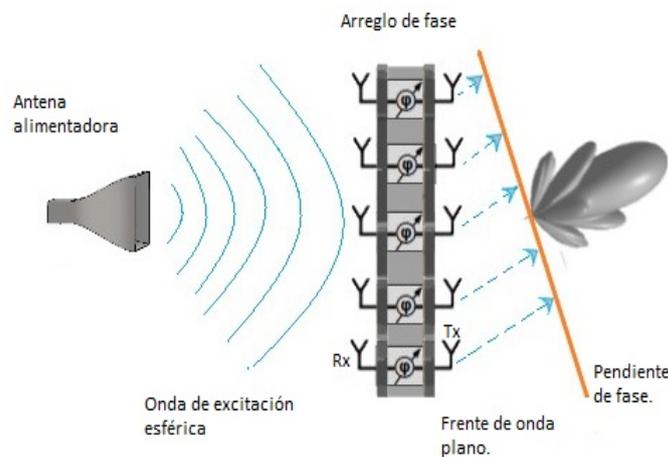
El comportamiento de la celda unitaria en ambiente periódico en conjunto con los desplazadores de fase proporcionan respuesta similar en coeficiente de reflexión y fase a la línea ranurada. En la Tabla 3.2 se muestran los resultados obtenidos para cada una de las simulaciones de la antena con elementos concentrados en el software de simulación electromagnética CST Studio Suite. Se consigue que la respuesta de los elementos en un ambiente periódico provee una diferencia en fase de  $93^\circ$ , resultado aproximado al comportamiento del circuito equivalente de desplazadores de fase basados en línea ranurada.

Elementos concentrados	Coefficiente de Reflexión	Fase [Deg]
Capacitor 52.31 [fF]	0.33	-25.34°
Inductor 5.8[nH]	0.12	67.66°

**Tabla 3.2:** Simulación de celda unitaria con par de elementos concentrados.

### 3.3. Diseño de Arreglo de Fase con Elementos Concentrados

Un arreglo de antenas es una arquitectura práctica para lograr alta directividad y relativamente baja complejidad en la implementación de una apertura reconfigurable. Si se tiene una sola antena es necesario replicar los elementos radiantes para provocar una ampliación en el tamaño en comparación a la longitud de onda en la que se está trabajando, lo que da como resultado un lóbulo estrecho que provee mayor ganancia y directividad. Para obtener el ángulo de desvío se adapta el desplazador de fase a los elementos del arreglo.



**Figura 3.6:** Arreglo de fase.

Se tiene que la geometría diseñada del elemento de una lente reconfigurable mostrada en la Figura 3.2a, es un diseño que permite el acoplamiento en los extremos de la estructura con el espacio libre, esto favorece 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.

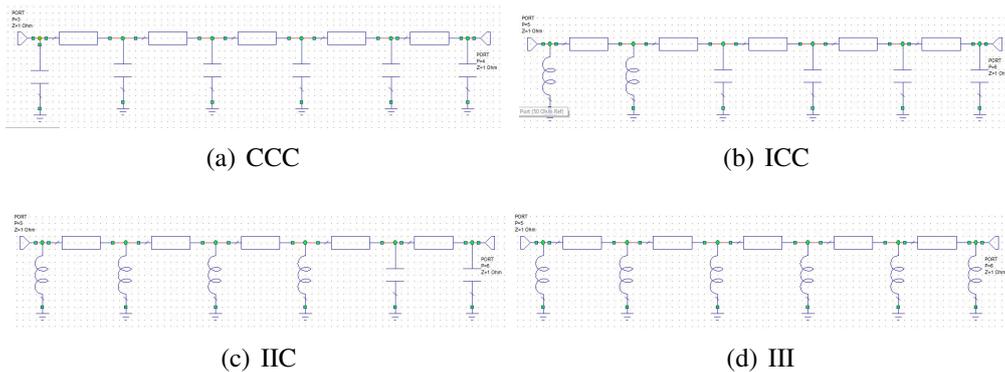
Este acoplamiento afecta directamente las características de radiación y reflexión de los arreglos de fase. Si se tiene el caso de grandes arreglos planos, la mayoría de los elementos del centro se comportan casi uniformemente y los aspectos importantes pueden ser aproximados por el comportamiento uniforme de los elementos de un arreglo infinito.

El modelo matemático del arreglo infinito se describe con el teorema Floquet anteriormente mencionado en 2.1.3. Se tiene la celda unitaria que es la geometría circunscrita que al repetirla periódicamente en dos dimensiones forma un arreglo plano infinito. El arreglo plano infinito recibe una onda plana la cual viaja a través del arreglo para finalmente ser transmitida en una dirección deseada. Los elementos del arreglo deben proporcionar una distribución de fase lineal.

Una vez que se obtiene de manera particular el comportamiento aproximado del circuito equivalente en la celda unitaria en el software de simulación electromagnética, se procede a realizar combinaciones de cargas inductivas y capacitivas en la línea ranurada.

La combinación de estas cargas proporciona una pendiente de fase lo que provoca el desvío de la onda a otra dirección como se muestra en la Figura 3.6.

Ya que se comprueba la funcionalidad de los desplazadores de fase basados en línea ranurada, se agregan a los elementos de la antena los desplazadores de fase con elementos concentrados los cuales desempeñan el comportamiento de capacitores e inductores.



**Figura 3.7:** Configuración de pares de reactancias en línea ranurada.

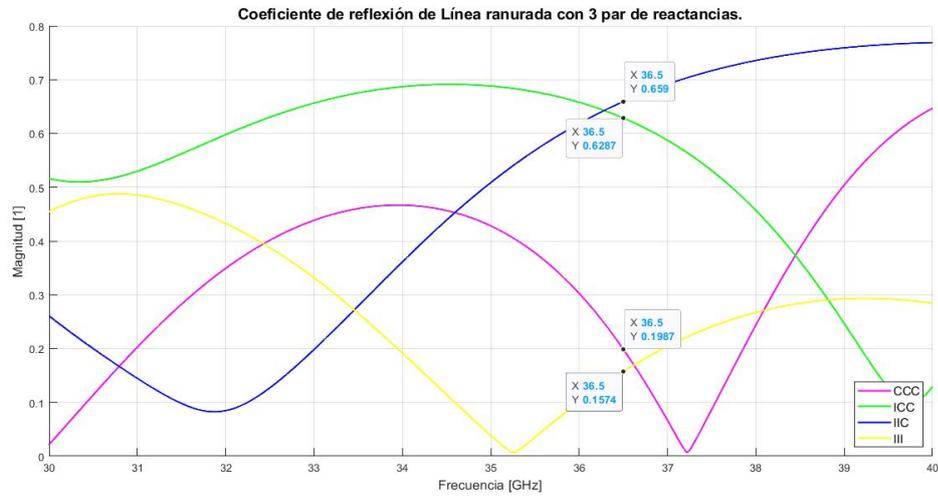
En un principio se tienen 3 pares de elementos capacitivos e inductivos en paralelo como se muestra en los circuitos de la Figura 3.7. La representación de las combinaciones de inductores y capacitores se simboliza en la Tabla 3.3, se compone de 6 elementos concentrados se tiene C equivalente a un par capacitor y par de inductor con la letra I.

Elementos concentrados	Magnitud de coeficiente de Reflexión	Desplazamiento de fase esperado [Deg]	Fase de Coeficiente de Transmisión [Deg]
CCC	0.19	-90	-145.7°
ICC	0.62	0	-36.55°
IIC	0.65	90	48.30°
III	0.15	180	162.4°

**Tabla 3.3:** Configuración de reactancias capacitivas e inductivas en línea ranurada, resultados a  $f=36.5$  GHz.

Para formar la pendiente de fase se realizan simulaciones de la línea ranurada con condiciones de frontera eléctricas. Las curvas resultantes de la magnitud del coeficiente de reflexión se muestran en Figura 3.8 y la fase del coeficiente de transmisión en la Figura 3.9.

En este proceso se verifica el funcionamiento del desplazador de fase de 2 bits ya que se tiene que en el cambio de capacitor a inductor genera la diferencia aproximada a  $90^\circ$  como se muestra en la Tabla 3.3, se tiene un error de fase  $\pm 10^\circ$ . Este error en fase es debido al número de elementos concentrados utilizados, entre más pares de capacitores e inductores se tenga la pendiente de fase se aproxima a la linealidad.



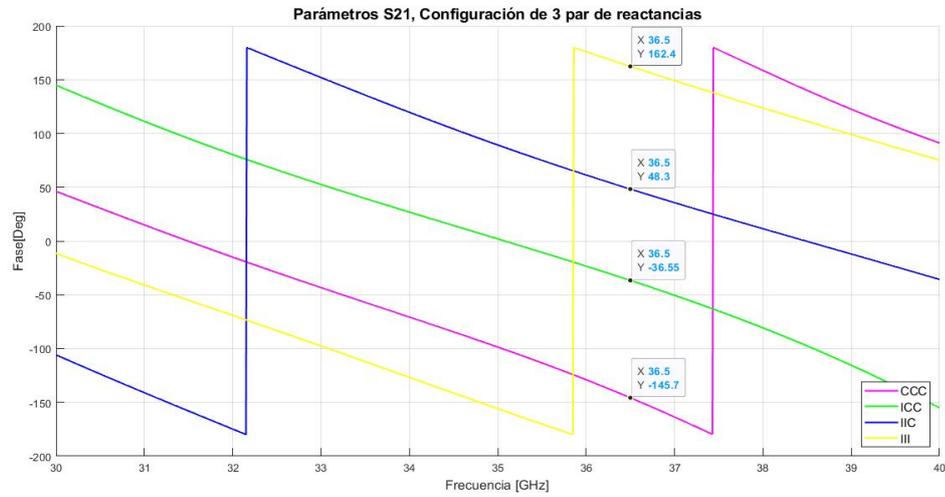
**Figura 3.8:** Magnitud de coeficiente de reflexión en línea ranurada con 6 reactancias.

Los errores de fase que se tienen provocan las pérdidas conversión mencionadas en 2.1.4. Se realiza la simulación de la antena con 3 pares de elementos concentrados los cuales se clasifican en la Tabla 3.3.

El comportamiento favorable de la línea ranurada permite realizar pruebas de funcionamiento en el elemento de la antena lente en condiciones periódicas, donde las fases obtenidas se muestran en la Tabla 3.4 donde se observa un error en fase de  $\pm 30^\circ$ . Los resultados gráficos de la simulación se tienen en Figura 3.8 y 3.9 magnitud del coeficiente de reflexión y fase del coeficiente de transmisión respectivamente.

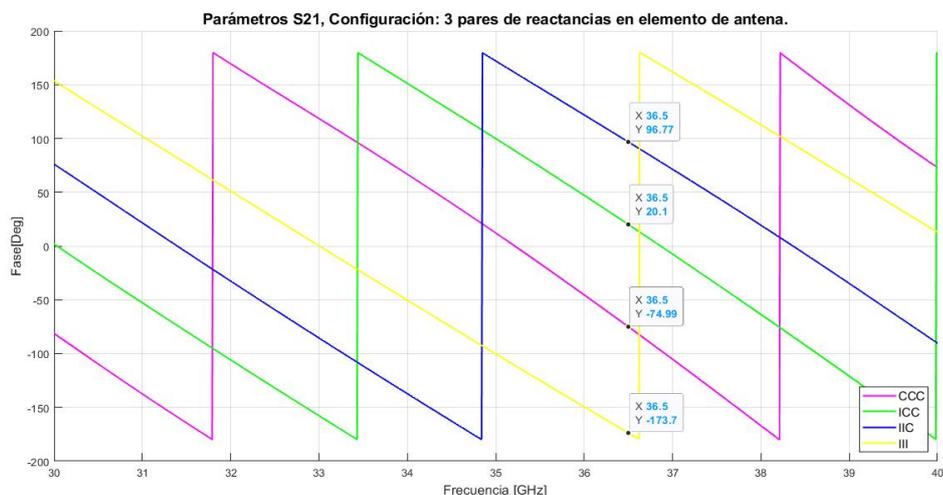
Elementos concentrados	Magnitud de coeficiente de Reflexión	Desplazamiento de fase esperado [Deg]	Fase Coeficiente de Transmisión [Deg]
CCC	0.43	-90	-47.82°
ICC	0.41	0	20.10°
IIC	0.56	90	96.76°
III	0.26	-180	-173.74°

**Tabla 3.4:** Configuración de reactancias capacitivas e inductivas en elemento de antena lente con condiciones periódicas, resultados a  $f=36.5$  GHz.



**Figura 3.9:** Fase de parámetros S21 con configuración de 3 par de reactancias en línea ranurada.

Se reproducen los elementos radiantes en dirección vertical y horizontal generando un arreglo. Cada uno de los elementos radiantes contiene diferentes configuraciones de elementos concentrados, que proveen cierta fase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ . Este arreglo provee ángulos de escaneo ya sea en el plano  $x$  o  $y$  en dónde se simulan las pérdidas de conversión generadas por errores de fase. La respuesta que se obtiene de estos arreglos son menores a 2 dB como se muestra en la Figura 3.14.



**Figura 3.10:** Fase del coeficiente de transmisión para diferentes combinaciones de pares de reactancias.

El proceso de optimización para obtener amplios ángulos de desvío de la onda incidente, se realizó empleando el modelo matemático Floquet sección 2.1.3. El bajar las pérdidas de conversión es uno de los principales objetivos, esto para obtener amplios ángulos de desvío. Una forma de realizar esa disminución es aumentando la cantidad de posiciones de fase disponibles ya que se muestra menor error de fase y por lo tanto las pérdidas son menores.

Al realizar la simulación de arreglos periódicos infinitos de radiadores con elementos concentrados en el software de simulación electromagnética, se tiene la respuesta en pérdidas de conversión y del ángulo de escaneo en el plano  $x$  y  $y$  o plano H y E respectivamente (Figura 3.12).

La ecuación 3.1 se utiliza para obtener el cálculo del ángulo de desvío como función de número de elementos y número del modo que se muestran en la Tabla 3.5 y 3.6. Se tiene que  $\lambda = 8.2$ ,  $M$  es el número de modo,  $N$  es el número de los radiadores o elementos en la celda periódica,  $p=3\text{mm}$  el período de los elementos.

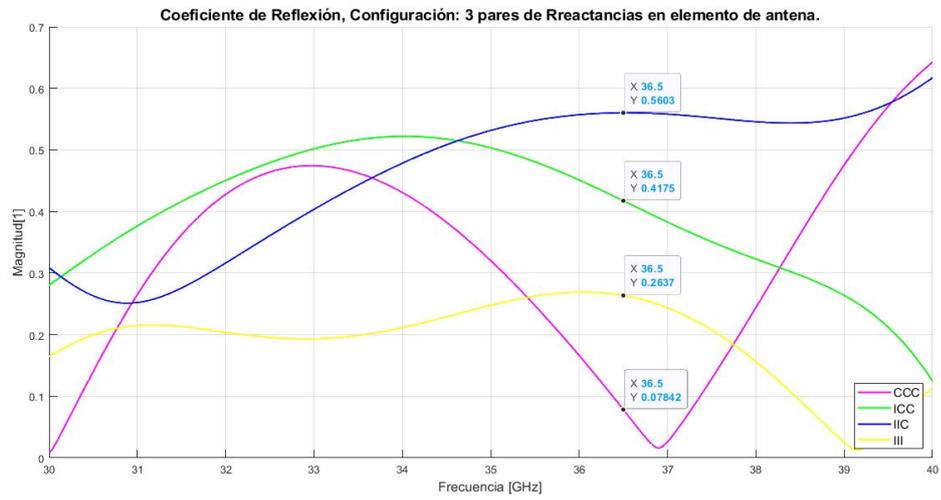
$$\arcsin = \frac{\lambda M}{Np} \quad (3.1)$$

Número de elementos en la celda periódica	Modo	Pérdidas de Conversión [dB]	Ángulo de desvío $\theta$ [°]	Reflexión [dB]
5	1	-1.89	33.10°	-8.77
6	1	-0.98	27.10 °	-13.49
7	1	-1.20	22.98 °	-13.94
	2	-0.81	51.34 °	-12.79
8	1	-0.42	19.97°	-17.66
9	1	-0.74	17.23°	-40.21
	2	-0.79	36.34°	-32.71

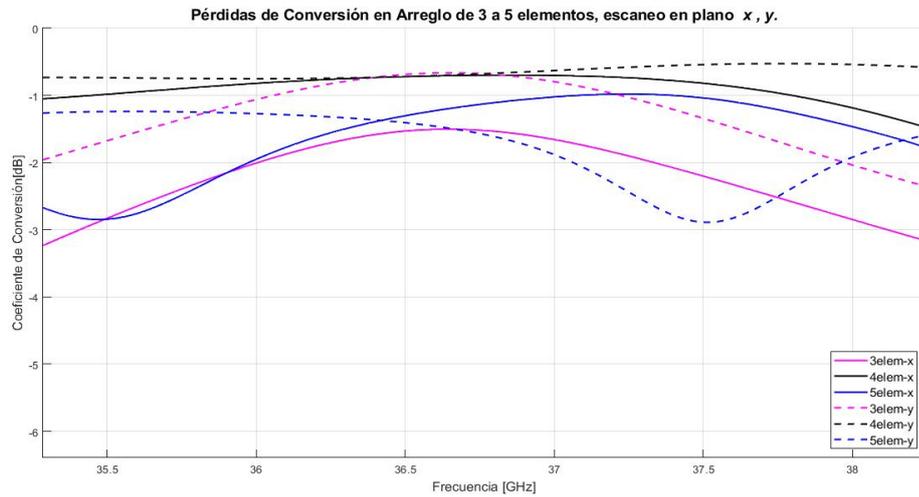
**Tabla 3.5:** Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con escaneo en plano  $x$ , frecuencia de 36.5 GHz.

Número de elementos en la celda periódica	Modo	Pérdidas de Conversión [dB]	Ángulo de desvío $\theta$ [°]	Reflexión [dB]
5	1	-1.30	33.10°	-11
6	1	-0.86	27.10°	-12.83
7	1	-1.65	22.98 °	-14.94
	2	-1.10	51.34°	-14.35
8	1	-0.84	19.97°	-12.80
9	1	-0.91	17.23°	-17.40
	2	-1.56	36.34 °	-20.72

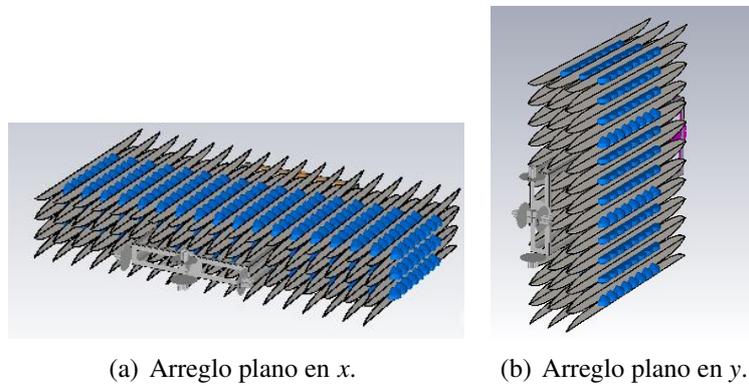
**Tabla 3.6:** Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con escaneo en plano  $y$ ,  $f=36.5$  GHz.



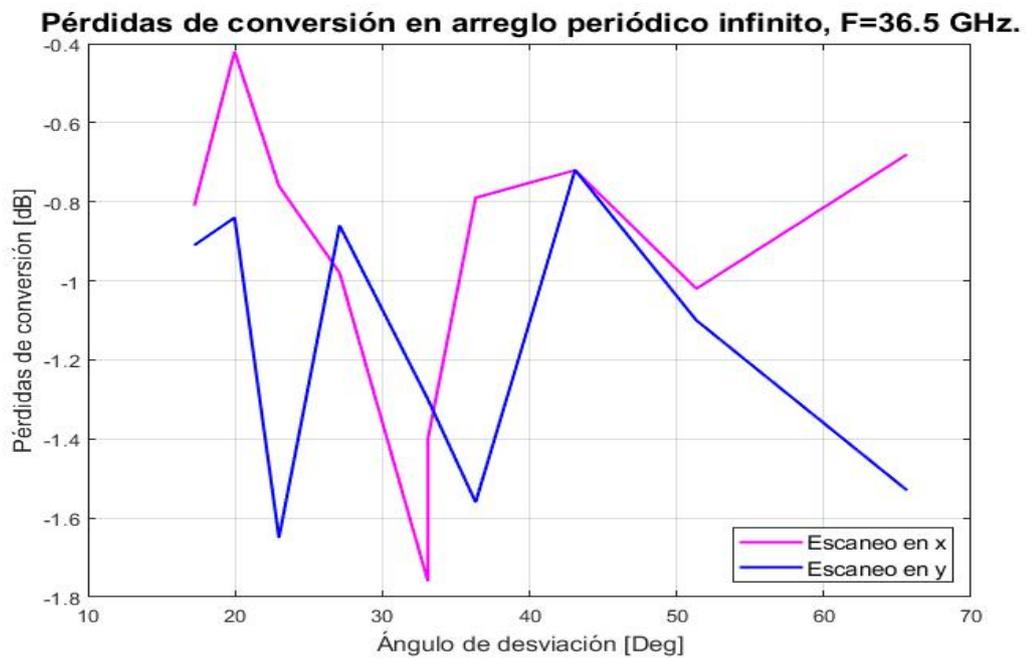
**Figura 3.11:** Magnitud de coeficiente de reflexión de configuración de reactancias en Antena.



**Figura 3.12:** Pérdidas de conversión en arreglo infinito donde la celda periódica contiene de 3 a 5 radiadores con 3 pares de elementos concentrados.



**Figura 3.13:** Arreglo periódico infinito de antenas con elementos concentrados.



**Figura 3.14:** Pérdidas de conversión en frecuencia de operación de 36.5 GHz en arreglo periódico infinito con 3 y 4 par de elementos concentrados.

### 3.4. Conclusiones del Capítulo

- I. Se simuló la celda unitaria del arreglo de fase propuesto en ambiente periódico variando las dimensiones de la antena para reducir el coeficiente de reflexión a frecuencia de operación de 36.5 GHz.
- II. En este capítulo se ha estudiado y analizado el comportamiento de la antena en ambiente periódico con desplazadores de fase con elementos concentrados. Como primer paso se analizaron los circuitos equivalentes de la estructura que a 36.5 GHz cumplen con las condiciones en diferencia de fase que se busca, por otra parte al reducir el coeficiente de reflexión se tenían alteraciones en la fase, por lo cual se trabajó con coeficiente de reflexión con valor de 0.29 y fase de 89.9°.
- III. La celda unitaria se optimiza con cargas capacitivas e inductivas, para obtener ángulos de exploración del haz hasta de 65.5°. Se comprueba que si se tiene más modos se produce mayor ángulo de desvío.
- IV. Se tienen errores de fase de  $\pm 10^\circ$  en la línea ranurada y  $\pm 20^\circ$  en la simulación de los elementos de la antena lente. Estos errores afectan directamente a la pendiente de fase y no al ángulo de desvío.
- V. Se observa que los resultados de 5 a más elementos en la celda periódica del arreglo con 4 pares de elementos concentrados provoca una mayor aproximación a una pendiente de fase lineal por lo que se obtienen pérdidas menores ya que el ángulo disminuye.

# Capítulo 4

## Diseño de Arreglo de fase con Elementos Reales

### 4.1. Introducción

Se busca que el diseño mantenga el objetivo de ser un arreglo de fase en su modalidad de lente reconfigurable con alto desempeño y viabilidad de fabricación. Para desarrollar un arreglo con tales características se propone modificar el diseño de los desplazadores de fase de 2 y 3 bits. Esto se logra al cambiar los elementos concentrados por elementos reales los cuales son cavidades en el material conductor de la estructura del elemento de la antena, estas cavidades desempeñan el comportamiento de cargas reactivas como lo son capacitores e inductores.

En este capítulo se explica las modificaciones que se realizan al diseño de la antena para obtener un arreglo de fase con menores pérdidas de conversión. Se explica el proceso de diseño de desplazadores de fase con elementos reales asimismo se muestra el desempeño de cada uno de los elementos reactivos en el arreglo de fase.

### 4.2. Desviación del haz

El teorema de 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.

Floquet propone que si se tiene un arreglo extenso, los elementos que se encuentran al centro del arreglo perciben la interacción mutua de una gran cantidad

de elementos, por ello los elementos del centro se comportan de manera uniforme ya que se encuentran en un ambiente periódico a su alrededor.

Como resultado se tiene que en un arreglo infinito habrá que todos los elementos son equivalentes entre sí, y la distribución de campo en esos elementos es la misma por lo que de elemento a elemento existe la periodicidad.

Al agregar desplazadores de fase con cargas reactivas como los son inductores y capacitores se tiene un arreglo con elementos que ya no tienen las mismas características y la periodicidad se rompe, por ello se debe buscar condiciones donde la periodicidad se restaure.

### 4.3. Diseño de Desplazadores de Fase con Elementos Reales

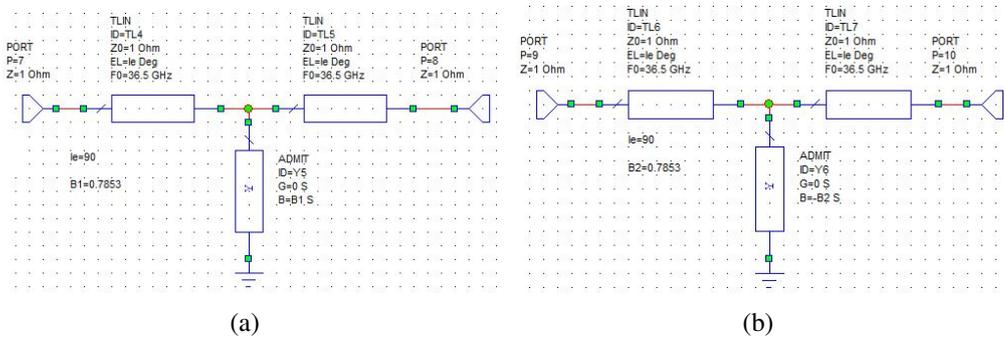
Para adaptar elementos con compartimiento real a la estructura de la antena, se realizan modificaciones en el ancho de la ranura la cual pasa de tener una ranura de 0.05 mm a 0.1 mm. Al aumentar las dimensiones en la ranura se modifica la impedancia característica de la línea, esta se vuelve mayor y por lo tanto se obtiene una mejora en el acoplamiento de la antena con la impedancia del aire.

Se observa en el circuito equivalente de la línea ranurada (Figura 4.1) los valores de las susceptancias 0.7853 y -0.7853 las cuales proveen el comportamiento de la magnitud del coeficiente de reflexión 0.36 como se muestra en la Figura 4.2, ese valor es el que se busca al realizar simulación en el software CST Studio Suite, para así obtener las dimensiones reales de las reactancias.

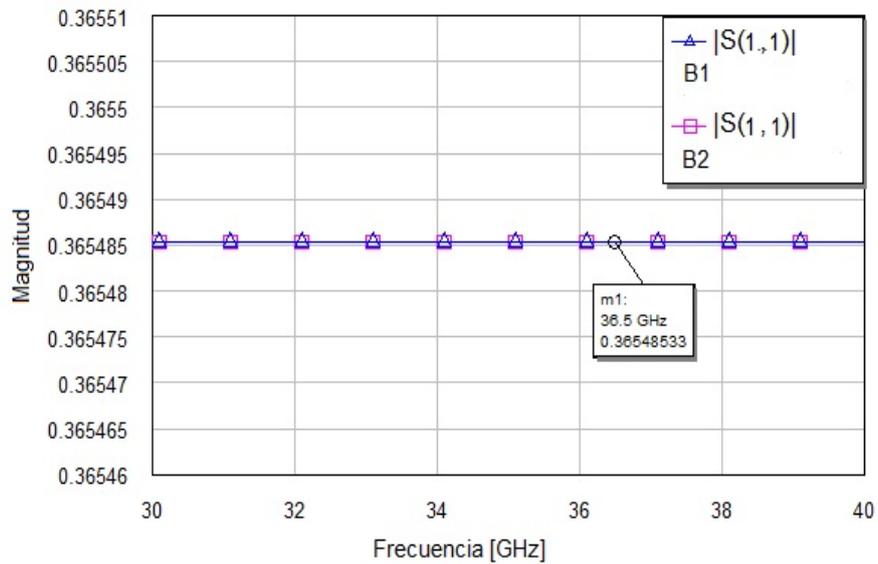
Para llevar el diseño a un arreglo fabricable se optó por diseñar un elemento que sea compatible con las técnicas de circuito impreso así como la geometría de los elementos radiantes del arreglo, se busca que tenga la función de un capacitor real. En la Figura 4.3 se tiene el diseño del elemento capacitivo. Para llegar al diseño del elemento capacitivo real así como la inductancia se utiliza una sola susceptancia. En la Figura 4.4 se muestra el conductor doblado en lazo para el diseño del inductor que tiene de longitud de 1.54 mm.

ls	lc	ac	st	b	lc1	ac1
0.30	0.25	0.20	0.40	0.05	0.22	0.10

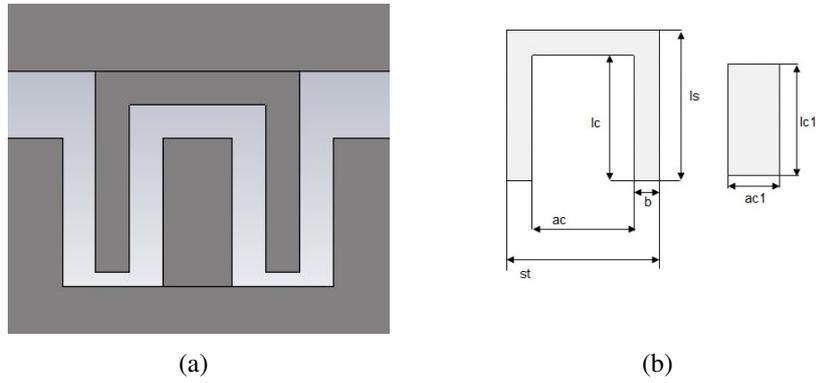
**Tabla 4.1:** Parámetros en mm de capacitor diferencia de fase 90°.



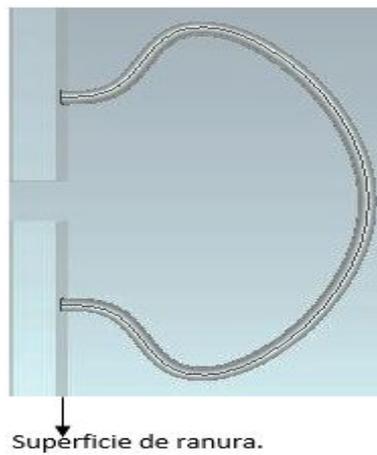
**Figura 4.1:** Circuito equivalente para las reactancias que componen desplazador de fase para  $90^\circ$ .



**Figura 4.2:** Magnitud de coeficiente de reflexión de circuito equivalente con susceptancias  $B1=0.7853$  Y  $B2=-0.7853$  para desplazador de fase de 2 bits con diferencia de fase  $90^\circ$ .



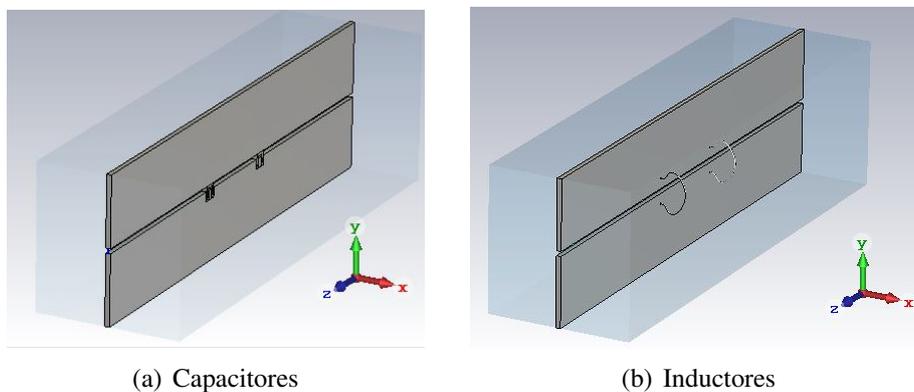
**Figura 4.3:** Modelo de capacitor real para desplazador de fase de 2 bits, diferencia de fase de  $90^\circ$ .



**Figura 4.4:** Inductor para desplazamiento de fase de  $90^\circ$ , longitud de 1.54 mm.

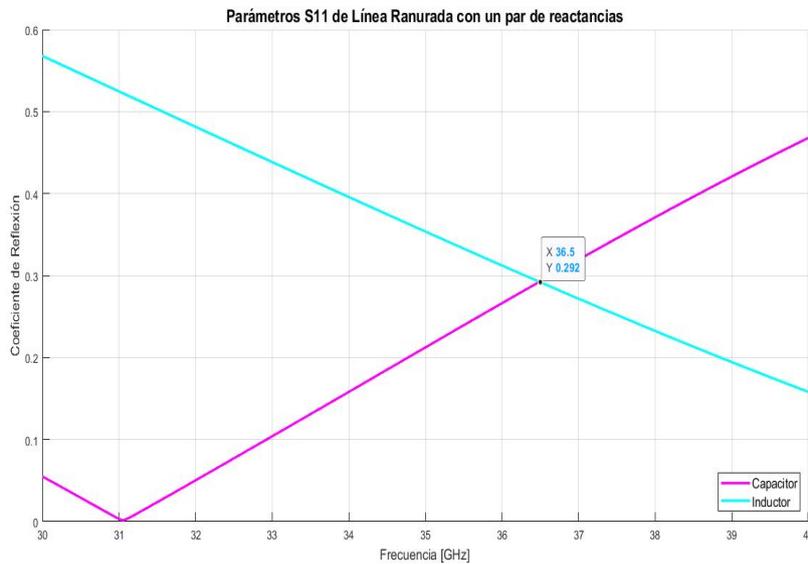
## 4.4. Simulación de Desplazador de Fase Basado en Línea Ranurada con Elementos Reales

Una vez obtenida la geometría del capacitor y las dimensiones del inductor que inicialmente se adapta un conductor doblado en lazo en la simulación electromagnética como se muestra en la Figura 4.5, se procede a unir los elementos a la línea ranurada. El resultado obtenido del coeficiente de reflexión se muestra en Figura 4.6, se genera comportamiento parecido al obtenido en los circuitos equivalentes, con valores que no superan el 0.3 en magnitud. Para el caso de la fase del coeficiente de transmisión se busca una diferencia en fase de  $90^\circ$  y como se muestra en la Figura 4.7 se tiene un error  $\pm 15.65^\circ$ .



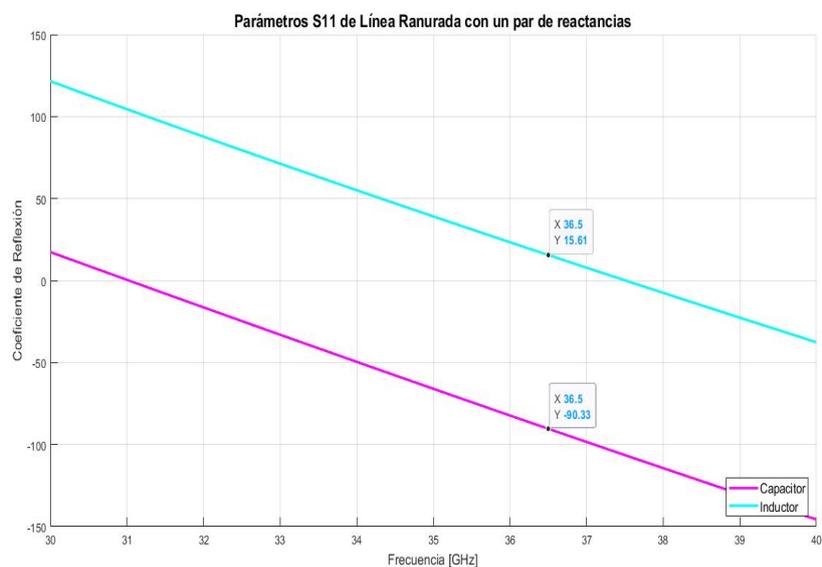
**Figura 4.5:** Simulación electromagnética de línea ranurada con par de reactancias capacitivas e inductivas.

Al obtener valores aproximados de fase y coeficiente de reflexión en el desplazador de fase basado en línea ranurada, se puede aplicar los elementos capacitivos e inductivos al arreglo periódico de antenas.



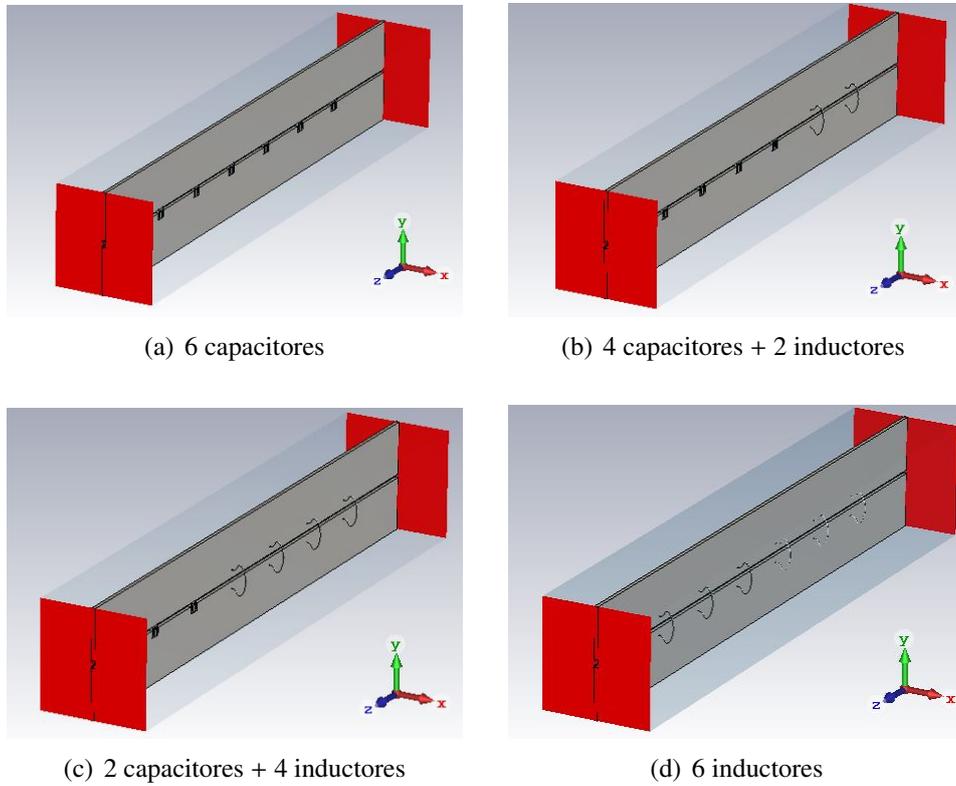
**Figura 4.6:** Magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con par de reactancias.

Se realizan combinaciones de capacitores e inductores para obtener una pendiente de fase con diferentes ángulos. Se tienen las combinaciones de 3 pares de reactancias que proveen comportamiento de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ , lo que sería la función de un desplazador de fase de 2 bits que proporcionan 4 estados. En la Figura 4.8 se muestra los modelos de simulación de la línea ranurada, en la Figura 4.8a se tienen 6 capacitores los cuales proporcionan una base o  $0^\circ$  de fase, posteriormente en Figura 4.8b se cambian dos capacitores por un par de inductores los cuáles agregan una fase de  $90^\circ$ . En la Figura 4.8c se sustituyen otros dos capacitores por inductor lo que provoca una fase de  $180^\circ$  y al sustituir los 6 capacitores por inductores como se muestra en la Figura 4.7d se obtiene una fase de  $270^\circ$ . En la simulación se alcanza un aproximado a los ángulos de desvío esperados, los resultados se muestran en la Tabla 4.2.



**Figura 4.7:** Diferencia en fase de coeficiente de transmisión en línea ranurada con par de reactancias.

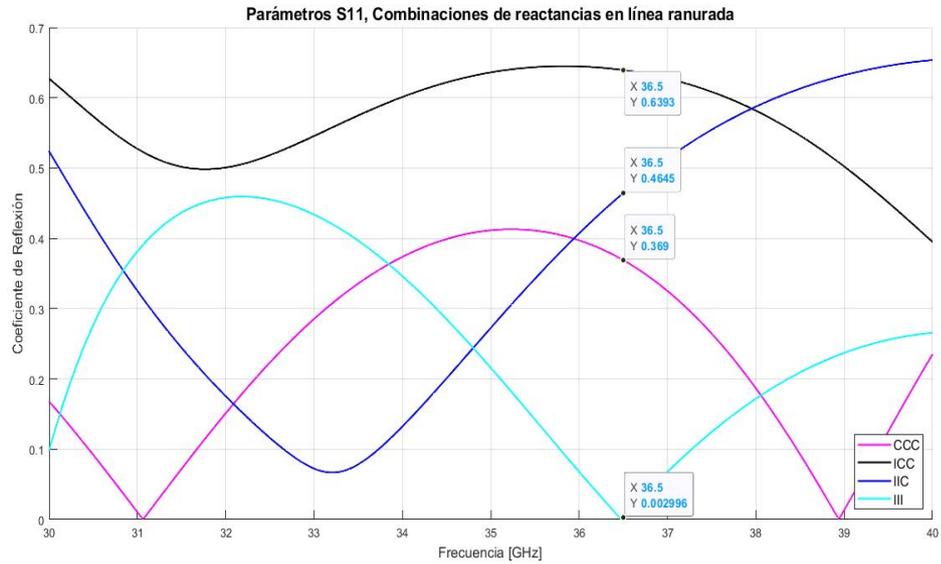
En la Figura 4.9 a una frecuencia 36.5 GHz los desplazadores de fase de 2 bits tienen un máximo 0.63 de magnitud de coeficiente de reflexión con un error en fase  $\pm 12^\circ$  (Figura 4.10).



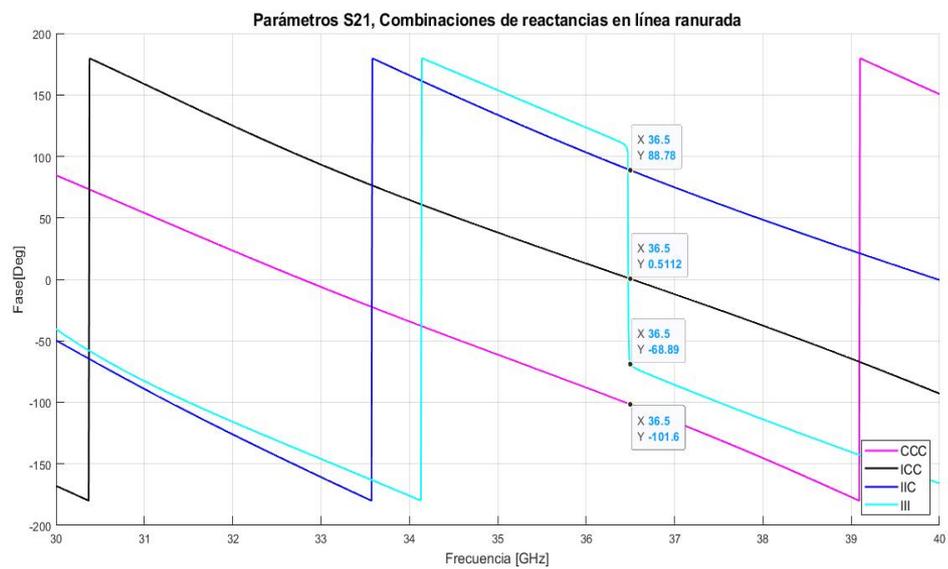
**Figura 4.8:** Línea ranurada con 3 par de reactancias, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III.

Elementos	Coefficiente de Reflexión	Desplazamiento de fase esperado [Deg]	Fase Coeficiente de Transmisión [Deg]
CCC	0.36	-90°	-101.59°
ICC	0.63	0°	0.51°
IIC	0.46	90°	88.73 °
III	0.003	-180°	-161.27°

**Tabla 4.2:** Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en línea ranurada, resultados a  $f=36.5$  GHz.



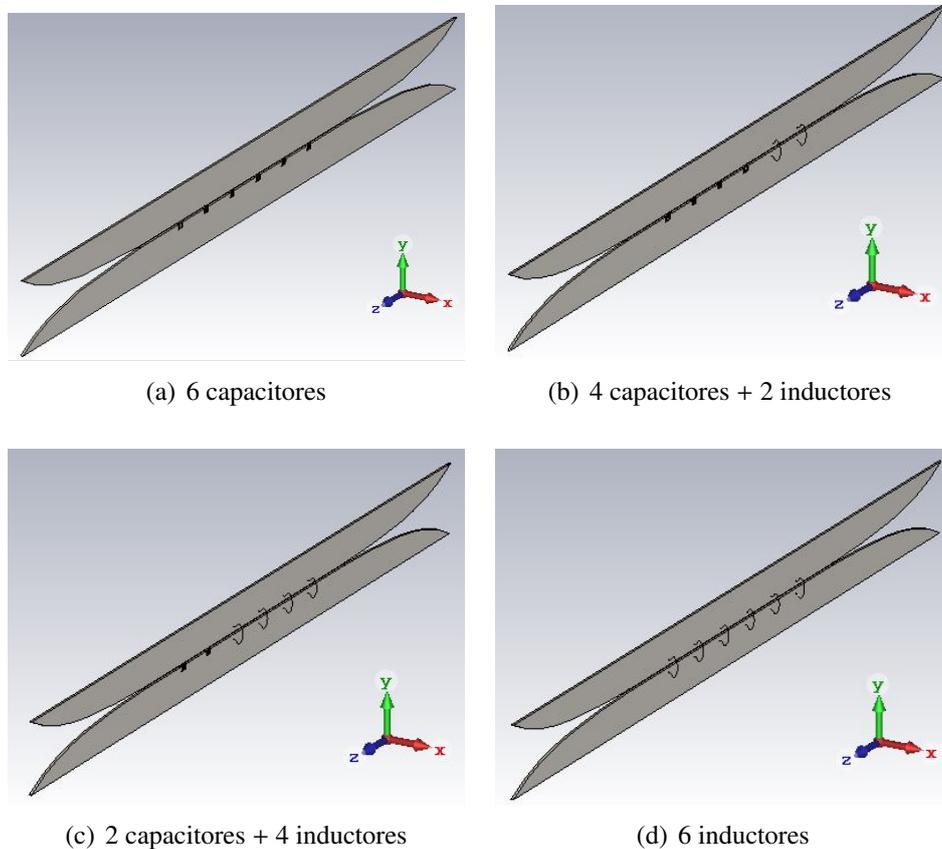
**Figura 4.9:** Magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con 3 pares de reactancias.



**Figura 4.10:** Fase del coeficiente de transmisión en línea ranurada con 3 pares de reactancias.

## 4.5. Simulación de Antena con Desplazador de Fase con Elementos Reales

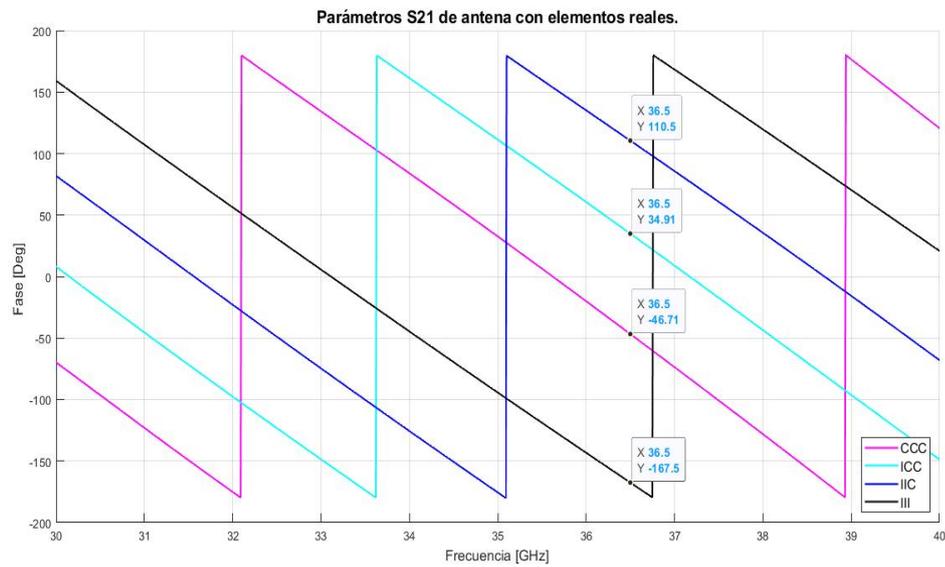
Inicialmente se realiza la simulación electromagnética de la antena en condiciones periódicas, a cada uno de los elementos radiadores del arreglo se agregan tres pares de reactancias (Figura 4.11). Se tiene un error en la fase del coeficiente de transmisión de  $\pm 50^\circ$  como se muestra en la Figura 4.12, tal inexactitud genera alteraciones en la pendiente de fase sin ocasionar distorsión en el escaneo del arreglo. El compendio de los resultados de la Figura 4.12 y 4.13 se muestran en la Tabla 4.3.



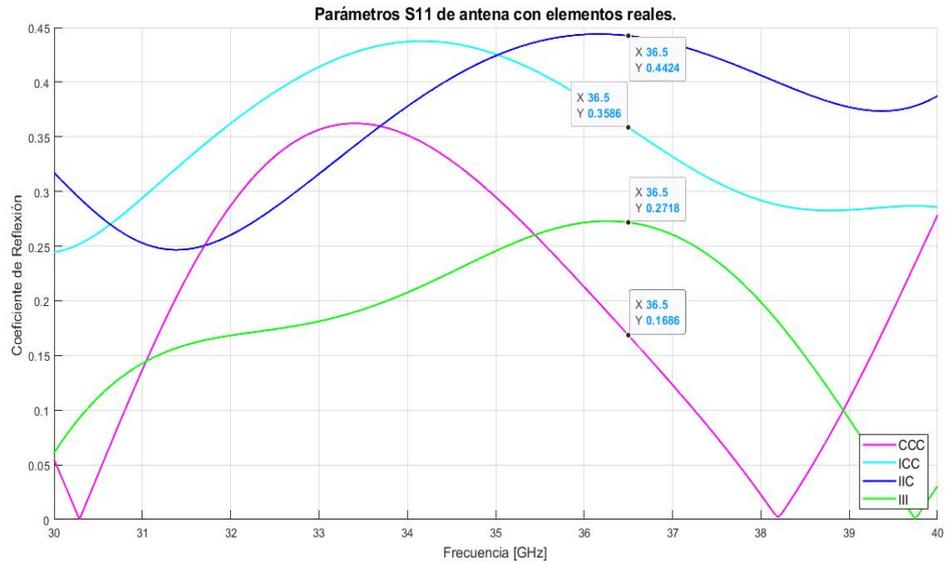
**Figura 4.11:** Modelo de simulación electromagnética de Antena con 3 pares de reactancias en condiciones de frontera periódicas, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III.

Elementos	Coefficiente de Reflexión	Desplazamiento de fase esperado [Deg]	Fase Coeficiente de Transmisión [Deg]
CCC	0.16	-90°	-46.70°
ICC	0.35	0°	34.91°
IIC	0.44	90°	110.84 °
III	0.27	-180 °	-167.43°

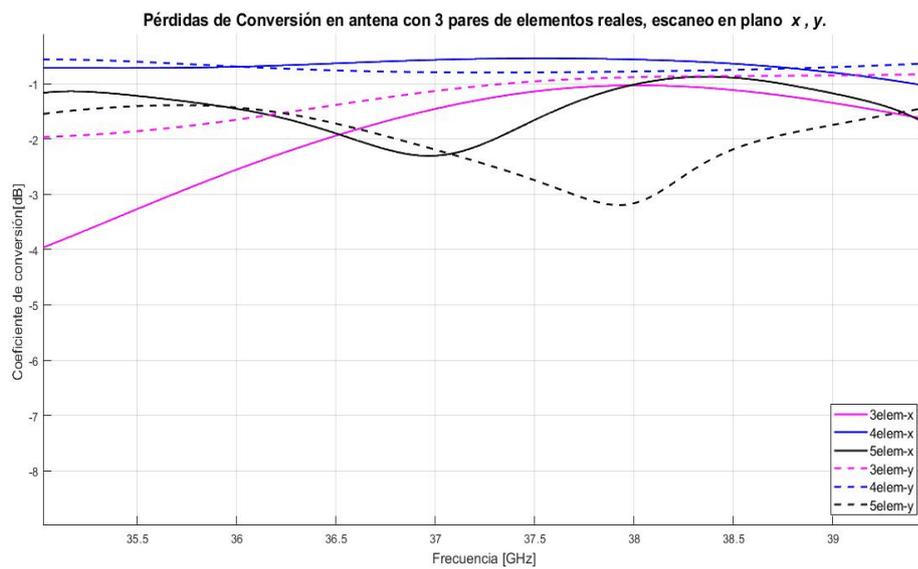
**Tabla 4.3:** Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en Antena, resultados a  $f=36.5$  GHz.



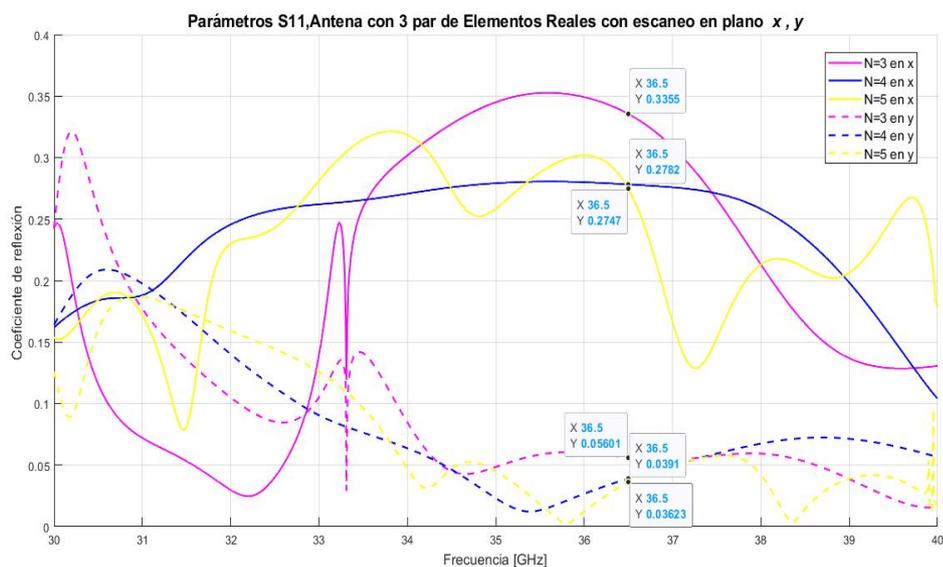
**Figura 4.12:** Fase del coeficiente de transmisión en Antena con 3 pares de reactancias.



**Figura 4.13:** Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión en Antena con 3 pares de reactancias con desplazadores de 2 bits.



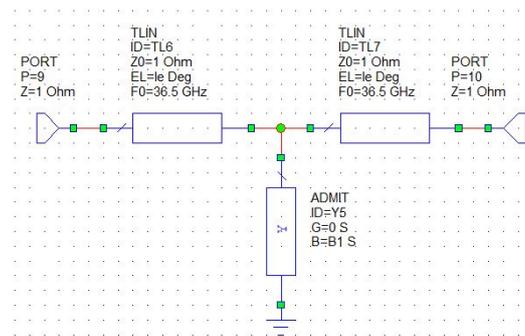
**Figura 4.14:** Pérdidas de Conversión en arreglo de antenas periódico con 3 pares de reactancias, escaneo en plano  $H$  y  $E$ .



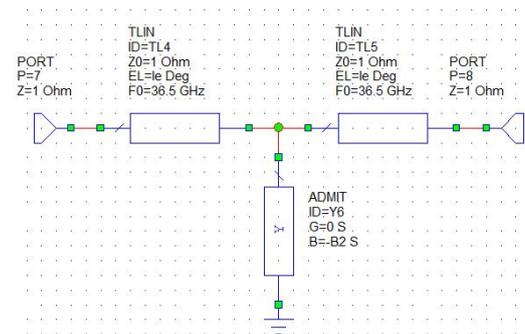
**Figura 4.15:** Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas periódico con 3 pares de reactancias, escaneo en plano  $H$  y  $E$ .

Una vez que los desplazadores de 2 bits genera los 4 estados de fase en la antena en condiciones periódicas, se reproduce de 3 a 5 los elementos de la celda unitaria en el plano  $x$  y  $y$ . Se genera un arreglo y se realiza la simulación electromagnética en la cual se efectúa un escaneo y donde se obtienen las pérdidas de conversión en el plano  $H$  y  $E$ . Cuando se tienen 4 elementos se produce el caso ideal de los estados de fase que se genera con los desplazadores de 2 bits, por ello las pérdidas de conversión son menores en ese caso con un valor de  $-0.63$  dB en el plano  $H$  y  $-0.76$  dB en el plano  $E$  como se muestra en la Figura 4.14. La respuesta en magnitud del coeficiente de reflexión del arreglo se presenta en la Figura 4.15 donde se observa que en el plano  $E$  los valores son menores.

Se realiza un elemento real capacitivo e inductivo el cual agrega a la configuración un desvío de  $45^\circ$ . El diseño de este elemento se obtiene mediante la simulación de circuitos equivalentes (Figura 4.16) con una sola susceptancia con valor de  $B1=0.3982$  en Figura 4.16a y la Figura 4.16b se tiene  $B2=-0.3690$ . Los resultados de la simulación del circuito equivalente se presentan en la Figura 4.17. En base a las magnitudes del coeficiente de reflexión adquiridas se elabora la geometría del elemento capacitivo como se muestra en la Figura 4.18 además de optimizar los parámetros del mismo de acuerdo a la Tabla 4.4. El diseño del inductor se expone en la Figura 4.19 el cual está compuesto por un conductor con longitud de 2.54 mm. Se mantiene un coeficiente de reflexión bajo en los dos elementos como lo muestra la Figura 4.20. Los resultados en fase de la simulación del capacitor se muestran en la Figura 4.21 dónde se observa un valor aproximado a los  $45^\circ$ . Los elementos reales provocan una fase discreta con mayor aproximación a las fases requeridas.

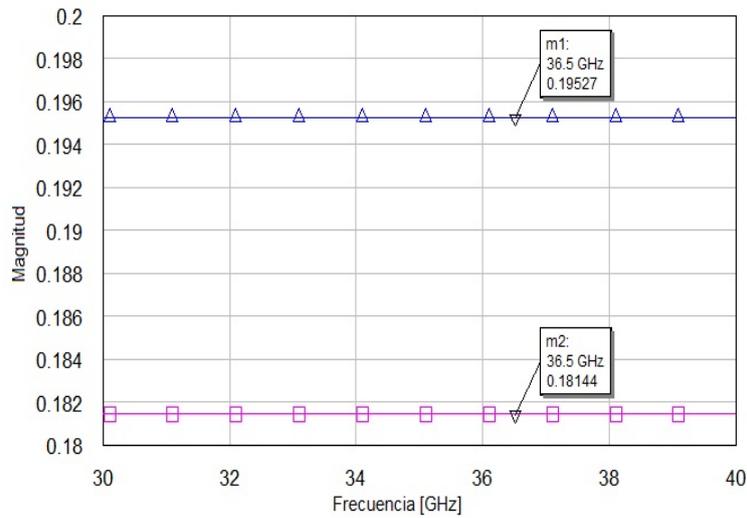


(a)



(b)

**Figura 4.16:** Circuito equivalente de desplazador de fase de  $45^\circ$ .

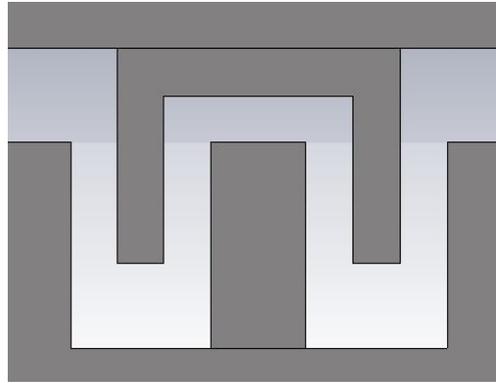


**Figura 4.17:** Magnitud del coeficiente de reflexión de susceptancias con valor de  $B_1=0.3982$  y  $B_2=-0.3690$ .

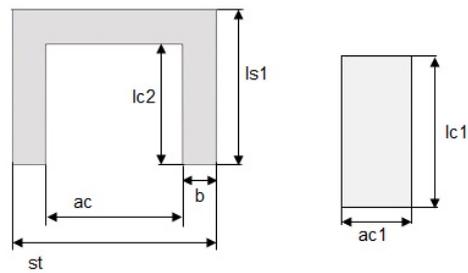
Se agregan los desplazadores de fase de tres bits a la celda unitaria a partir de 6 a 11 elementos. El arreglo provee un ángulo máximo de escaneo de  $65^\circ$  en el plano H con pérdidas de conversión menores a 2 dB como se muestra en la Figura 4.22. En la frecuencia central 36.5 GHz el coeficiente de reflexión es menor a 0.30 para todas las configuraciones del arreglo (Figura 4.23). Para el escaneo en el plano E (Figura 4.24) los ángulos de escaneo se mantienen hasta  $65^\circ$  y las pérdidas de conversión siguen siendo menores a 2 dB. En el caso de coeficiente de reflexión en la Figura 4.25 se muestra a frecuencia de 36.5 GHz es menor a 0.30 valor admisible para el arreglo.

En la Figura 4.26 se tiene los resultados de las pérdidas de conversión de el arreglo de fase desde 3 a 11 elementos en condiciones periódicas a una frecuencia de 36.5 GHz. Al pasar de los desplazadores de fase de dos bits a tres bits las pérdidas de conversión disminuyeron 1dB a causa de disminución de los errores de fase.

En las Tablas 4.5 y 4.6 se presentan los datos obtenidos de la simulación electromagnética del arreglo en plano H y E respectivamente, donde se tiene el número de elementos radiadores que componen la celda unitaria. El arreglo de fase es un convertidor de modos ya que convierte una onda plana incidente a una onda plana transmitida que se propaga en una dirección deseada. En la segunda columna se refiere al modo Floquet que se subraya debido a sus pérdidas pequeñas. El ángulo de desvío se refiere hasta que ángulo  $\theta$  no se pierde la potencia conforme las pérdidas se modifican.



(a)

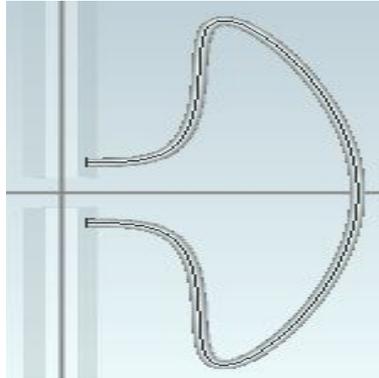


(b)

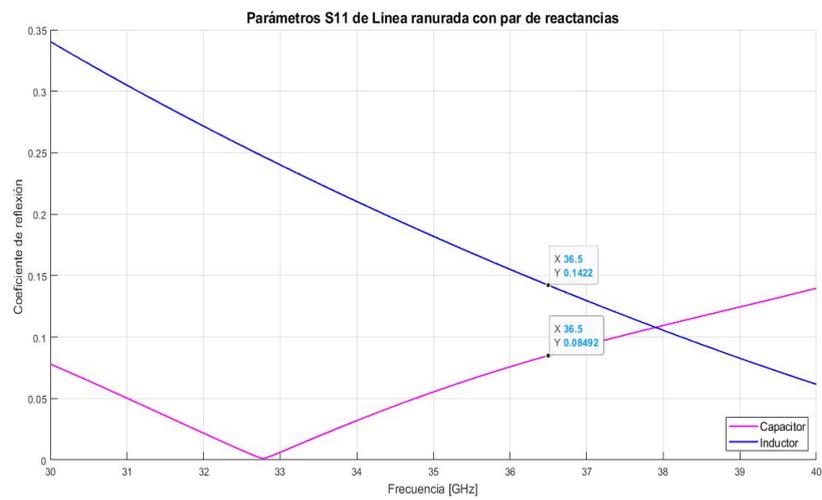
**Figura 4.18:** Modelo de capacitor real para desplazador de fase de  $45^\circ$ .

ls1	lc2	ac	st	b	lc1	ac1
0.30	0.18	0.20	0.40	0.05	0.22	0.10

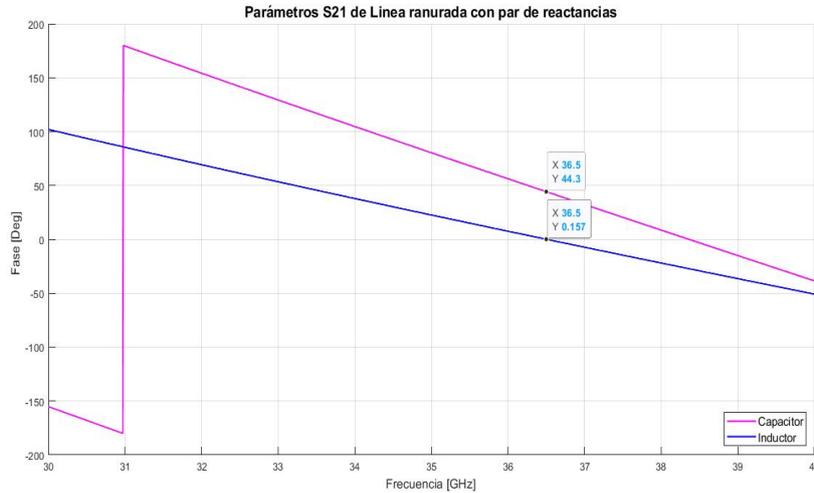
**Tabla 4.4:** Parámetros de la geometría del capacitor en mm para desplazador de fase de  $45^\circ$ .



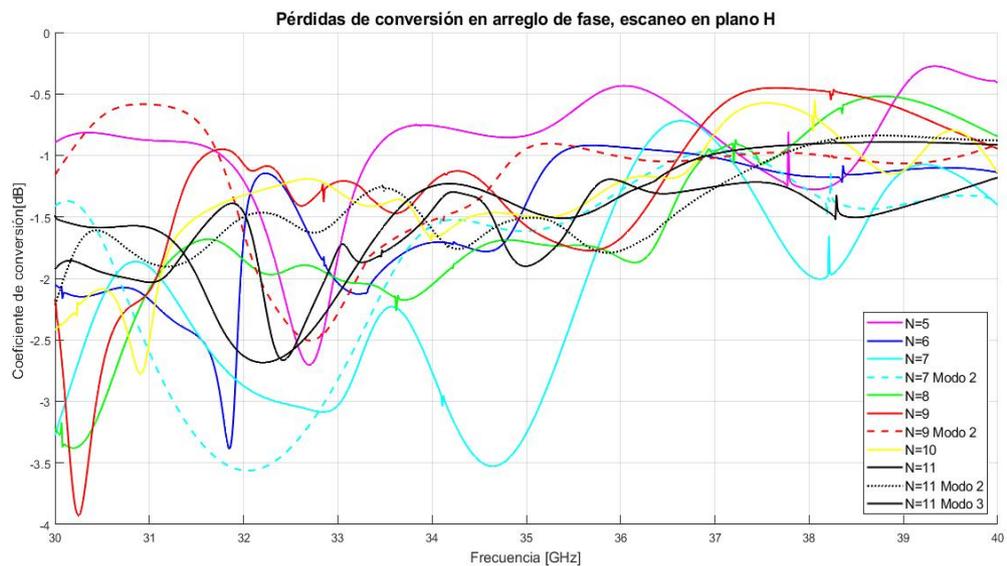
**Figura 4.19:** Conductor para desplazamiento de  $45^\circ$ , longitud de 2.54 mm.



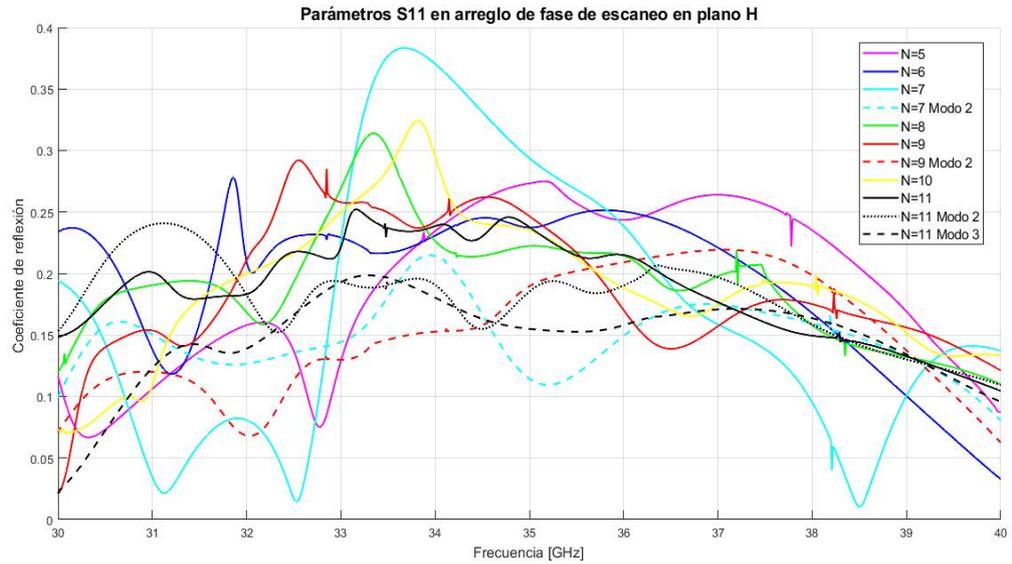
**Figura 4.20:** Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión en línea ranurada con par de reactancias para ángulo de  $45^\circ$ .



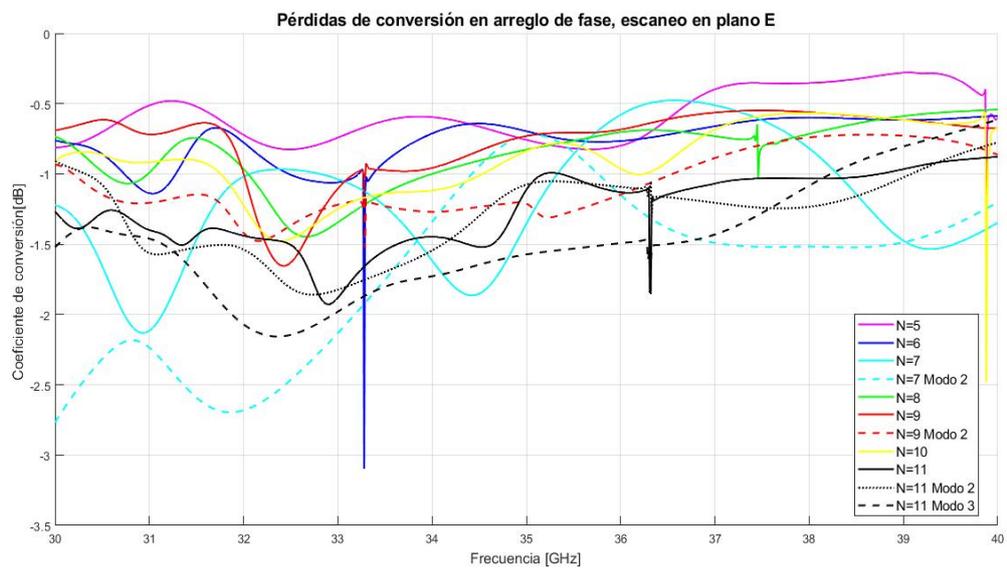
**Figura 4.21:** Respuesta en fase del coeficiente de transmisión en línea ranurada con par de reactancias para ángulo de  $45^\circ$ .



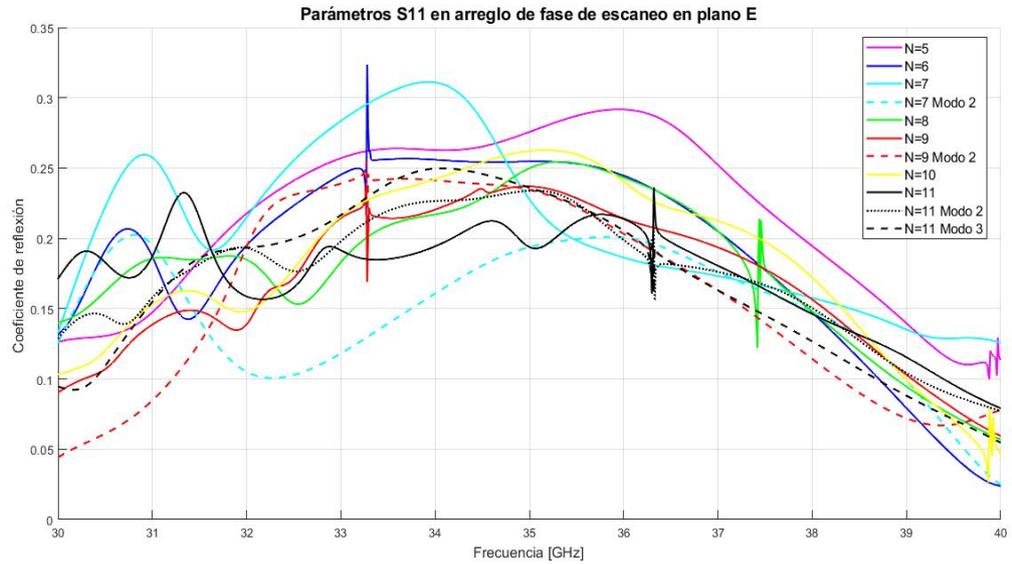
**Figura 4.22:** Pérdidas de conversión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano  $H$ .



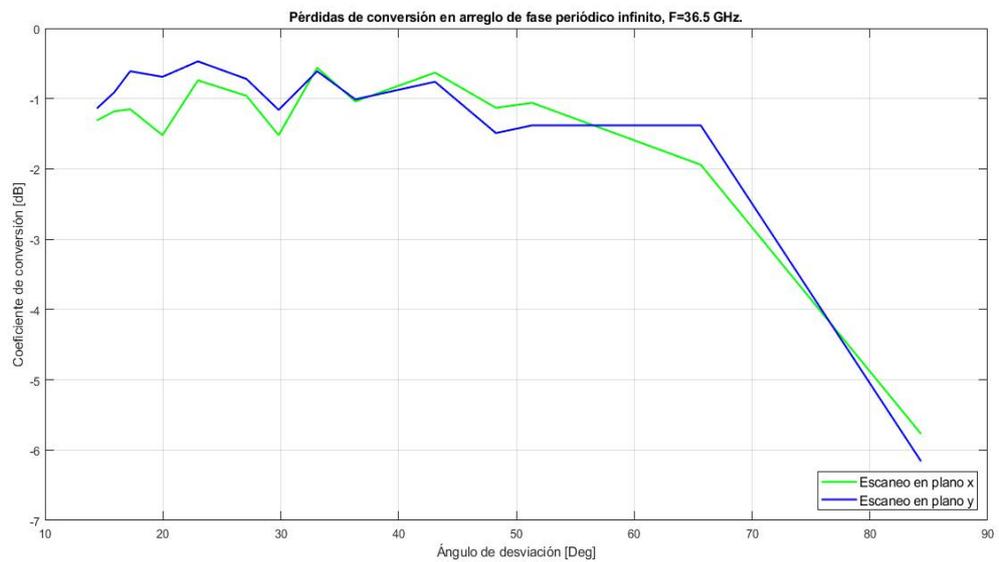
**Figura 4.23:** Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano *H*.



**Figura 4.24:** Pérdidas de conversión de arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano *E*.



**Figura 4.25:** Magnitud del coeficiente de reflexión en arreglo de antenas con desplazador de fase de 3 bits, escaneo en plano *E*.



**Figura 4.26:** Pérdidas de conversión en arreglo de fase para desplazador de fase de 3 bits, resultados de escaneo en plano *H* y *E* a frecuencia de 36.5 GHz.

Número de elementos en la celda unitaria	Modo	Pérdidas de Conversión [dB]	Ángulo de desvío $\theta$ [°]	Reflexión [dB]
5	1	-0.56	33.10°	-11.85
6	1	-0.96	27.10°	-12.39
7	1	-0.74	22.98 °	-14.42
	2	-1.06	51.34°	-15.35
8	1	-1.52	19.97°	-14.54
9	1	-1.15	17.23°	-17.15
	2	-1.04	36.34 °	-13.33
10	1	-1.18	15.84°	-15.37
11	1	-1.31	14.40°	-14.19
	2	-1.52	29.83°	-13.79
	3	-1.13	48.27°	-15.59

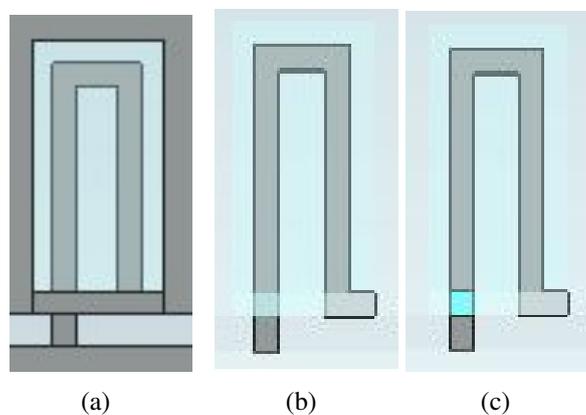
**Tabla 4.5:** Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con elementos reales, escaneo en plano  $x$ ,  $f=36.5$  GHz.

Número de elementos	Modo	Pérdidas de Conversión [dB]	Ángulo de desvío $\theta$ [°]	Reflexión [dB]
5	1	-0.61	33.10°	-11
6	1	-0.72	27.10°	-12.83
7	1	-0.47	22.98 °	-14.94
	2	-1.38	51.34°	-14.35
8	1	-0.69	19.97°	-12.80
9	1	-0.61	17.23°	-13.78
	2	-1.01	36.34 °	-14.71
10	1	-0.91	15.84°	-13.09
11	1	-1.14	14.40°	-14.09
	2	-1.16	29.83°	-14.82
	3	-1.49	48.27°	-14.75

**Tabla 4.6:** Resultados de simulación de arreglo periódico infinito con elementos reales, escaneo en plano  $x$ ,  $f=36.5$  GHz.

## 4.6. Elementos Reales: Inductor

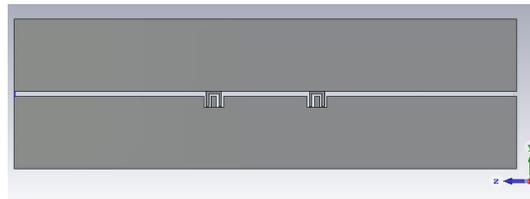
Con la finalidad de acercarse a una estructura de fabricación con el método de fotolitografía, es necesario llevar el diseño de la antena y sus componentes a una forma real. Se realiza el diseño de un inductor el cuál se muestra en la Figura 4.27. Se observa que este elemento reactivo es parte del material de la antena el cual se logró al realizar cortes en la estructura del elemento radiador. Este inductor deja la abstracción de los elementos concentrados y el basado en conductor doblado en lazo, ya que este último es casi imposible agregarlo a un arreglo infinito de antenas por lo que se opta por un elemento real con un dieléctrico que tiene una permitividad eléctrica  $\varepsilon = 2.9$ .



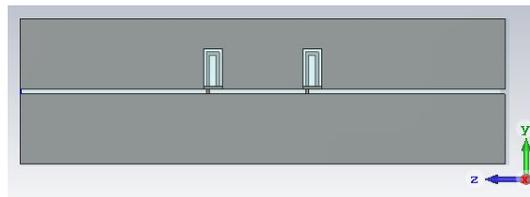
**Figura 4.27:** Diseño de inductor real para ángulo de  $90^\circ$ , a)Inductor completo, b)Inductor lineal, c)Inductor con dieléctrico.

En la Figura 4.27 se muestran las estructuras finales de la línea ranurada con el capacitor en Figura 4.28a y el par de inductores Figura 4.28b para desplazamiento de fase de  $90^\circ$ . Los resultados de la simulación electromagnética se muestran en la Figura 4.29 se observa que el coeficiente de transmisión es aproximado al del circuito equivalente de la sección 4.3.1 (Figura 4.6a) y la fase del coeficiente de transmisión 4.30 tiene un error  $\pm 20^\circ$ .

Ya que se tienen resultados coherentes en la simulación de la línea ranurada con un par de reactancias. Se utiliza el capacitor real de la sección 4.3.1 y se procede a realizar la simulación electromagnética de la línea ranurada con condiciones de frontera eléctricas. La adaptación del inductor real de la Figura 4.27 se multiplica, en esta simulación se busca obtener el comportamiento de la pendiente de fase para un desplazador de 2 bits Figura 4.31. Dónde las fases ideales son ( $0^\circ$  en CCC,  $90^\circ$  en ICC,  $180^\circ$  en IIC,  $270^\circ$  en III).



(a) Línea ranurada con capacitor .



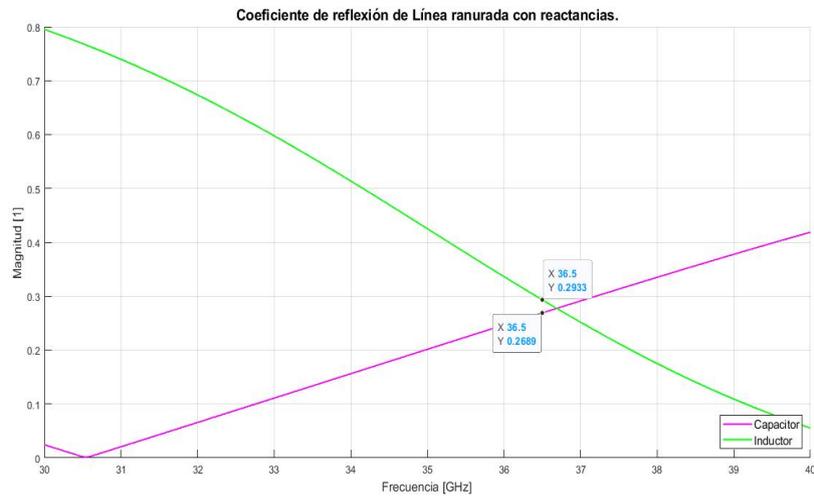
(b) Línea ranurada con inductor

**Figura 4.28:** Línea ranurada con desplazador de fase de  $90^\circ$ .

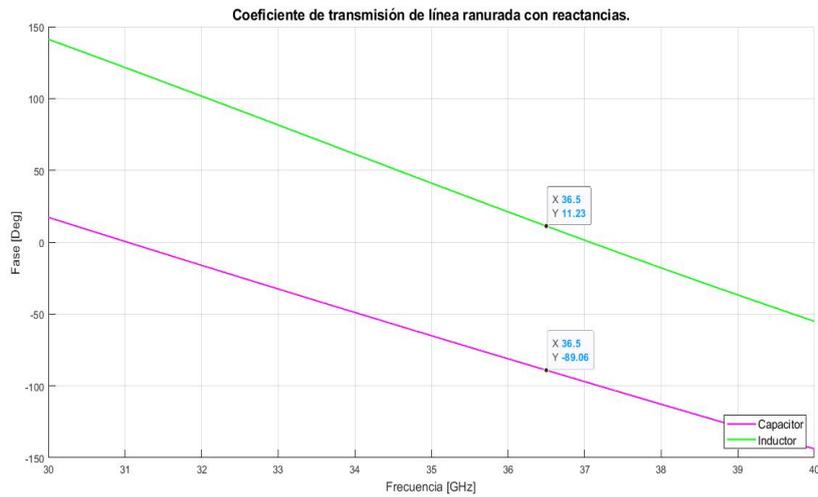
Los resultados de la simulación electromagnética de las combinaciones de reactancias mostradas en la Figura 4.31, se muestra en la Figura 4.32 la magnitud del coeficiente de reflexión y en la Figura 4.33 la fase del coeficiente de transmisión. Se obtiene un desplazador de fase de 2 bits con las siguientes fases ( $-90^\circ$  en CCC,  $0^\circ$  en ICC,  $90^\circ$  en IIC,  $-180^\circ$  en III). Esto comprueba que el inductor real tiene la longitud y características para puesta en simulación electromagnética de un arreglo infinito donde al realizar el escaneo puede proveer los resultados obtenidos con el método utilizado en 4.3.2.

Elementos	Coeficiente de Reflexión	Desplazamiento de fase esperado [Deg]	Fase Coeficiente de Transmisión [Deg]
CCC	0.36	$-90^\circ$	$-101.60^\circ$
ICC	0.65	$0^\circ$	$-9.48^\circ$
IIC	0.46	$90^\circ$	$84.07^\circ$
III	0.07	$-180^\circ$	$-174.80^\circ$

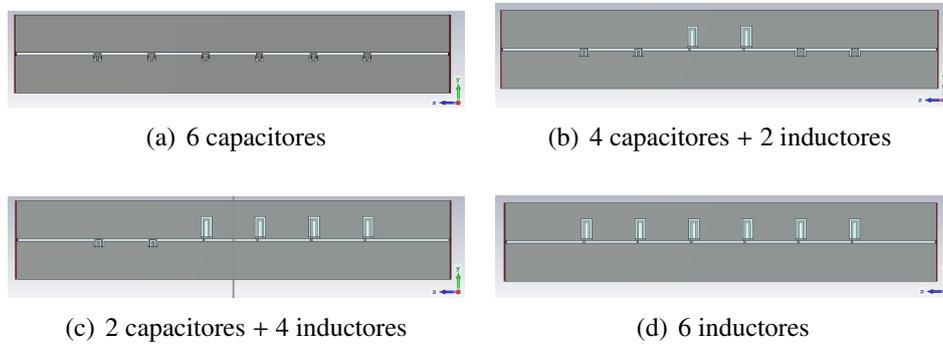
**Tabla 4.7:** Configuración de reactancias capacitivas e inductivas reales en línea ranurada, resultados a  $f=36.5$  GHz.



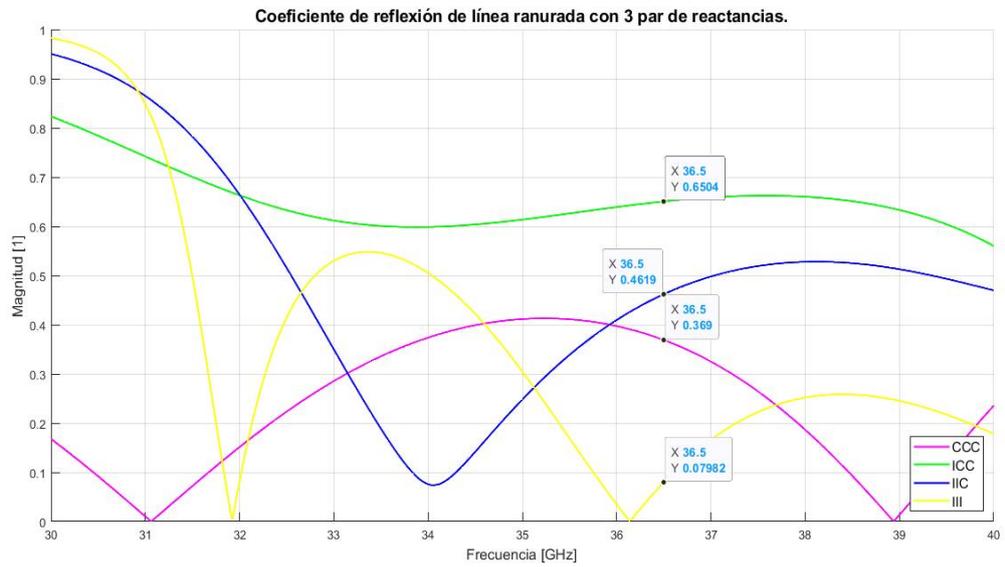
**Figura 4.29:** Respuesta en frecuencia de la magnitud del coeficiente de reflexión de línea ranurada con par de reactancias para ángulo de  $90^\circ$ .



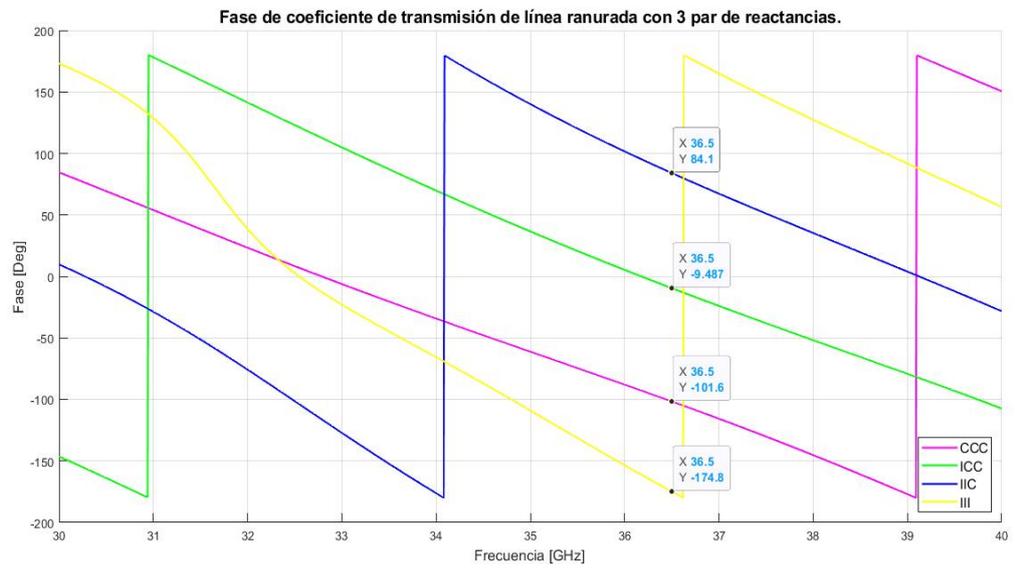
**Figura 4.30:** Fase del coeficiente de transmisión de línea ranurada con par de reactancias para ángulo de  $90^\circ$ .



**Figura 4.31:** Modelo de simulación de línea ranurada con 3 par de reactancias, a)CCC, b)ICC, c)IIC, d)III.



**Figura 4.32:** Magnitud de coeficiente de reflexión de línea ranurada con 6 elementos reales.



**Figura 4.33:** Fase de coeficiente de transmisión de línea ranurada con 6 elementos reales.

## 4.7. Conclusiones del Capítulo

- I. Se realizaron simulaciones del arreglo periódico infinito con desplazadores de fase diseñados como elementos reales, los cuales provocan una mejora en las pérdidas de conversión ya que el comportamiento de los mismos es más estable durante la simulación.
- II. Se comprueba que entre mayor sea el número de elementos en el arreglo, los ángulos de escaneo se vuelven más exactos.
- III. El escaneo se realiza en plano  $x$  y plano  $y$ , dependiendo de la colocación de las reactancias capacitivas e inductivas es la dirección en que viajará la onda.
- IV. Se tiene que al pasar de desplazadores de fase de dos bits a los desplazadores de fase de tres bits las pérdidas de conversión disminuyeron 1dB.
- V. Las combinaciones de las reactancias provoca ángulos de escaneo hasta de  $65.5^\circ$ , con pérdidas por conversión menores a 2 dB.
- VI. Se observa la diferencia entre un alambre inductor y un elemento digital que forma parte del material de la construcción de la antena, ya que provee menor complejidad de fabricación y mejora en respuesta de acuerdo a pérdidas.

# Capítulo 5

## Conclusiones

En este trabajo se presenta la investigación de una antena lente reconfigurable, donde los desplazadores de fase están basados en línea ranurada lo que permite controlar de manera independiente la fase del coeficiente de reflexión de los elementos.

Las conclusiones derivadas en el desarrollo de esta investigación sobre el arreglo de fase se presentan a continuación.

1. El desarrollo de una antena lente reconfigurable permite lograr un buen ancho de banda, rango de escaneo, pérdida de inserción y las dimensiones adecuadas de estructura, con fabricación de moderada complejidad.
2. Actualmente se busca que los arreglos reconfigurables permitan un buen desempeño y generen un bajo costo de fabricación. Para obtener estas características se utiliza el principio de alimentación sin líneas de transmisión de las antenas lente con las que se forma un arreglo plano con bajas pérdidas, además de proveer una estructura reducida en componentes que permite fabricación mediante la técnica de circuitos impresos.
3. El proceso de diseño de la antena lente reconfigurable impresa es más simple debido a que están basados en estructuras periódicas infinitas y basta con diseñar la celda unitaria, la cual se repetirá en la estructura.
4. La propuesta de desarrollo de arreglos de fase de alto desempeño y bajo costo se debe a la posibilidad de desarrollar un arreglo de antenas lente basado en tecnologías de fabricación planares de circuitos impresos.
5. La optimización del circuito eléctrico equivalente de la línea ranurada de la antena con dos pares de susceptancias con valor 0.7853 y -0.7853, se obtiene la diferencia de fase de  $89.9^\circ$  que provee un coeficiente de reflexión de 0.3.

6. La optimización del circuito eléctrico equivalente de la línea ranurada de la antena con un par de susceptancias normalizadas con valor de  $-0.3690$  y  $0.3682$ , provee una magnitud del coeficiente de reflexión de  $0.18$ ,  $0.19$  respectivamente y se obtiene fase aproximada a los  $45^\circ$  para el coeficiente de transmisión.
7. La celda unitaria de la antena lente propuesta se simula en ambiente periódico donde al variar las dimensiones de longitud de la antena de  $3$ ,  $6$ , y  $9$  mm se logra aumentar el coeficiente de transmisión de  $0.99$  a una frecuencia de operación de  $36.5$  GHz.
8. Los desplazadores de fase de  $2$  bits que aseguran  $4$  estados de fase con elementos concentrados puestos en operación en la línea ranurada, en par de inductor a capacitor provee una fase de coeficiente de transmisión  $67.66^\circ$ ,  $-25.34^\circ$  y magnitud de coeficiente de reflexión de  $0.12$  y  $0.33$  respectivamente.
9. La celda unitaria se optimiza con cargas capacitivas e inductivas, para obtener ángulos de exploración del haz hasta de  $65.5^\circ$ . Se comprueba que si se tienen modos Floquet de alto orden propagándose en la dirección deseada se produce mayor ángulo de desvío.
10. Ya que se tiene los valores de reactancias para realizar desvío de  $45^\circ$  en el desplazador de fase, se agrega un cuarto par que produce una mayor aproximación a una pendiente de fase lineal por lo que se obtienen pérdidas menores ya que los errores de fase disminuyen. Se convierte en desplazador de fase de  $3$  bits los cuales producen  $8$  estados donde ocurre un error de  $\pm 20^\circ$ , este error afecta directamente a la linealidad de la pendiente de fase y no al ángulo de desvío.
11. El arreglo de fase en plano H con elementos concentrados escanea con pérdidas de conversión menores a  $2$  dB hasta un ángulo de  $65.5^\circ$ .
12. Se realizaron simulaciones del arreglo periódico infinito con desplazadores de fase diseñados como elementos reales, los cuales provocan una mejora en las pérdidas de conversión ya que el comportamiento de los mismos es más acertado durante la simulación.
13. El escaneo se realiza en el plano H y el plano E, dependiendo de la colocación de las reactancias capacitivas e inductivas es la dirección en que viajará la onda. Los resultados de la simulación de arreglos infinitos mostraron pérdidas de conversión menores a  $2$  dB hasta un ángulo de  $65.5^\circ$  en plano H.