



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

ARREGLO REFLECTIVO PARA LA BANDA DE EXTREMADAMENTE
ALTA FRECUENCIA CON CONTROL DEL LÓBULO PRINCIPAL BASADO EN
INTEGRACIÓN MONOLÍTICA DE LAS CARGAS CAPACITIVAS.

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

PRESENTA:
JOVANNI SILVA MONTERO

TUTOR PRINCIPAL
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA

COMITÉ TUTOR
DR. JOSÉ ISMAEL MARTÍNEZ LÓPEZ, FACULTAD DE INGENIERÍA
DR. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD DE MÉXICO, JUNIO 2019



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.

JURADO ASIGNADO:

Presidente	Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique	Instituto de Ingeniería
Secretario	Dr. Rodríguez Cuevas Jorge	Facultad de Ingeniería
1er. Vocal	Dr. Martynyuk Oleksandr	Facultad de Ingeniería
2do. Vocal	Dr. Peña Cabrera Juan Mario	IIMAS
3er. Vocal	Dr. Martínez López José Ismael	Facultad de Ingeniería

LUGAR DONDE SE REALIZÓ LA TESIS: CIUDAD UNIVERSITARIA, UNAM, CIUDAD DE MÉXICO.

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

FIRMA

DEDICATORIA.

A mi hija Aura Anayansi, que me ha mostrado una forma distinta de ver el mundo.

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por sus consejos, apoyo, guía y comprensión en la realización de este trabajo.

A mi esposa Aura Belen, que estuvo conmigo desde el comienzo y hasta el final de este trabajo, apoyándome en todo momento, gracias chaparrita.

A mi Padre, hermanos, familiares y amigos que de algún modo me apoyaron en este periodo de tiempo. Meche, Pablo, Fer, Ale, Pau, Mauri, Esperanza, Ani, Cesar, Juan, Lourdes, Roberto, Perlita, etc.

A mis amigos Dr. Jesús Antonio Ortiz Fuentes y Dr. Pablo Torres Ferrera, por compartir y coincidir en esta etapa de mi vida, por sus consejos y ayuda. Al Dr. Jesús Antonio Ortiz Fuentes por mostrarme una sólida convicción hacia sus ideales y hacer hasta lo imposible por conseguir sus metas, nunca te rindas Jesús tarde o temprano tendrás tú recompensa.

Al Dr. Jorge Rodríguez Cuevas por sus observaciones y apoyo en la fabricación de los arreglos reflectivos, Al Dr. José Ismael Martínez López por sus observaciones a lo largo de la realización de este trabajo. A mi Jurado, por sus valiosos comentarios y el tiempo dedicado en la revisión de este trabajo.

A la UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO y Al CONACYT, por el apoyo económico.

A CONACYT 166106 y a la DGAPA por los proyectos PAPIIT IN114116, IN116517, IN118719 por brindar los recursos económicos que sustentaron la fabricación y caracterización de los prototipos desarrollados en el presente trabajo.

Índice General

Resumen	XI
Abstract	XII
Introducción.....	XIV
Objetivo General.....	XV
Estructura del Contenido	XV
Capítulo 1 Estado del arte de los arreglos reflectivos.....	1
1.1 Tipos de arreglos reflectivos	2
1.1.1 Arreglos reflectivos dieléctricos.....	2
1.1.2 Arreglos reflectivos metálicos.....	2
1.1.3 Arreglos reflectivos microcinta.....	3
1.2 Superficie selectiva de frecuencia.....	3
1.3 Control de fase en los elementos de los arreglos reflectivos.....	4
1.3.1 Elementos con líneas de retardo de fase.....	7
1.3.2 Elementos de tamaño variable.....	8
1.3.3 Elementos con ángulos de rotación variables.....	9
1.4 Distancia entre elementos radiadores.....	10
1.5 Reflector parabólico y plano.....	11
1.6 Ancho de banda.....	12
1.7 Arreglos de dos reflectores.....	14
1.8 Arreglos reflectivos Multi banda.....	15
1.8.1 Arreglos reflectivos de una sola capa.....	16
1.8.1.1 Dos lóbulos principales en distintas frecuencias.....	16
1.8.1.2 Más de dos lóbulos principales en distintas frecuencias.....	21
1.8.1.3 Lóbulos reflejados en diferente dirección para una sola frecuencia.....	25
1.8.2 Diseños multi capa.....	27
1.9 Arreglos reflectivos reconfigurables.....	32
1.9.1 Ajuste de alimentación.....	32
1.9.2 Ajuste de fase en la apertura.....	34
1.9.3 Rotación mecánica.....	34
1.9.4 Dispositivos electrónicos.....	35
1.9.5 Conmutadores MEMS.....	37
Conclusiones.....	38
Bibliografía	40

Capítulo 2 Arreglo Reflectivo con un amplio sector de escaneo.....	48
2.1 Introducción.....	48
2.2 Principio de operación del arreglo reflectivo	49
2.3 Modelo matemático de arreglo infinito.....	51
2.4 Optimización de celda unitaria.....	56
2.4.1 Escaneo	61
2.5 Diseño de los arreglos reflectivos.....	62
2.6 Fabricación y Resultados	64
2.7 Disminución de polarización cruzada	70
2.8 Propuesta de arreglo reconfigurable	79
Conclusiones.....	80
Bibliografía	81
Capítulo 3 Arreglo de amplio ancho de banda.....	82
3.1 Introducción.....	82
3.2 Circuito eléctrico multi resonante	83
3.3 Celda unitaria.....	85
3.4 Fabricación y Resultados	91
Conclusiones.....	99
Bibliografía	100
Capítulo 4 Arreglo multifrecuencia.....	102
4.1 Introducción.....	102
4.2 Anillo con cargas inductivas.	103
4.2.1 Fabricación y Resultados	106
4.3 Anillo ranurado con cargas capacitivas.....	109
4.3.1 Celda unitaria multifrecuencia.....	112
4.3.2 Resultados	114
4.3.3 Optimización de carga capacitiva	120
Conclusiones:.....	126
Bibliografía	127
Conclusiones Generales:	129
Trabajo Futuro.	132

Índice de Figuras

Capítulo 1

<i>Figura 1.1</i> Arquitectura clásica de un arreglo reflectivo.....	1
<i>Figura 1.2</i> SSF tipo a) parche y b) ranura. Coeficiente de transmisión para una SSF c) parche y d) ranura	4
<i>Figura 1.3</i> a) Distancia recorrida por la onda electromagnética incidente desde el centro de fase de la corneta alimentadora a cada elemento del arreglo reflectivo. b) Distribución de elementos del arreglo desviando la onda incidente en la dirección θ_r , φ_r ,	6
<i>Figura 1.4</i> Elemento cruz tipo a) parche y b) ranura.....	7
<i>Figura 1.5</i> Parches con longitud de línea de retardo de fase.....	8
<i>Figura 1.6</i> Parche rectangular, cruz y anillos de tamaño variable.....	8
<i>Figura 1.7</i> Elementos con ángulos de rotación a) Parche con línea de retardo paralela al eje X b) elemento girado γ° en sentido antihorario haciendo coincidir la línea de retardo con el nuevo eje x_1	9
<i>Figura 1.8.</i> Mallas para los arreglos reflectivos: a) cuadrada, b) rectangular y c) triangular.....	10
<i>Figura 1.9</i> Parámetros característicos de una antena a) reflector parabólico, b) arreglo reflectivo.....	12
<i>Figura 1.10</i> a) Arreglo de doble reflector para operar en 2 bandas de frecuencias distintas con subreflector a) hiperbólico, b) plano [58].....	15
<i>Figura 1.11</i> a) celda unitaria de parche rectangular para polarización lineal ortogonal b) Vista lateral del arreglo, donde cada corneta alimentadora corresponde a una sola frecuencia de operación [69].	17
<i>Figura 1.12</i> Distribución de elementos dipolo tipo parche para un arreglo reflectivo de una sola capa de polarización lineal ortogonal [70].	18
<i>Figura 1.13</i> a) Anillos concéntricos tipo parche [72], b) Anillo y cruz de Malta concéntricos tipo parche [74] y c) Anillos concéntrico tipo ranura [75].....	19
<i>Figura 1.14</i> a) Configuración “offset” del arreglo reflectivo, b) Vista de frente de arreglo poblado con elementos dipolos c) Elementos dipolo de 3 diferentes longitudes para frecuencias de 12 GHz(L2), 15 GHz (L3) y 18 GHz (L1) [84].....	22
<i>Figura 1.15</i> Arreglo de 2x2 elementos de triple banda [85].....	23
<i>Figura 1.16</i> a) Celda compuesta por cruces para las frecuencias de 12 y 13 GHz, b) se agregan 4 dipolos inclinados para la frecuencia de 14 GHz, c) se agregan otros 4 dipolos para 15.5 GHz, e) Celda unitaria optimizada. f) arreglo optimizado de 2x2 elementos [87].	24
<i>Figura 1.17</i> Patrón de radiación a),b),c) y d) obtenido de [75], [87], [88] y [89] respectivamente.....	27
<i>Figura 1.18</i> Ejemplos de ubicación de capas en arreglos reflectivos de doble frecuencia, a) Capa de frecuencia abajo [93], b) capa de frecuencia superior arriba, [94]. La capa superior en ambos casos presenta una cantidad menor de metal.....	28
<i>Figura 1.19</i> a) Capa superior que opera en las frecuencias de 6.6, 18.7 y 57.5 GHz, b) capa inferior que opera en las frecuencias de 52.5, 166 y 183 GHz [95].....	29
<i>Figura 1.20</i> a) Desplazamiento de alimentador a) lineal y b) circular.....	32
<i>Figura 1.21</i> Elementos con desplazamiento de altura variable.....	33
<i>Figura 1.22</i> a) Diodo PIN integrados en líneas de retardo de fase a) un elemento con un diodo, b) dos elementos con un diodo.....	36
<i>Figura 1.23</i> a) Diodos PIN sincronizados en su estado encendido/apagado simulando un giro de a) 0° y b) 45°	37

Capítulo 2

Figura 2.1 a) Elemento de arreglo girado γ° con respecto al eje X b) Arreglo reflectivo basado en anillos resonantes con cargas reactivas.....	50
Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente para las componentes a) perpendicular y b) paralelo a las cargas reactivas.....	51
Figura 2.3 La nueva celda unitaria está compuesta por varias celdas “pequeñas” $N_x = 4$ y $N_y = 2$ $M_x = 1$ y $M_y = 1$. Donde b' y d' son el ancho y altura de la celda unitaria grande respectivamente	53
Figura 2.4 Propagación de modos Floquet en un arreglo infinito.....	55
Figura 2.5 Celda unitaria de un anillo ranurado con a) cargas inductivas y b) cargas capacitivas. .	58
Figura 2.6 Magnitud de la onda controlada y no controlada del circuito eléctrico y celda unitaria del arreglo reflectivo.....	59
Figura 2.7 Magnitud y Fase Φ_i del coeficiente de reflexión para diferentes ángulos de rotación de las cargas reactivas.....	60
Figura 2.8 Magnitud y fase de la onda controlada en función de la carga capacitiva, para $\gamma = 0^\circ$, a una frecuencia de 36.5 GHz.....	60
Figura 2.9. Nivel de polarización cruzada y coeficiente de conversión simulado para el plano azimutal de incidencia y reflexión $\varphi_{off} = -30^\circ$ y $\varphi_r = 150^\circ$ respectivamente.....	61
Figura 2.10 Simulación de a) Coeficiente de conversión y b) polarización cruzada para distintos ángulos de incidencia de la onda, escaneando en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ y $\varphi_{off} = 270^\circ$ a 36.5 GHz.....	62
Figura 2.11. Corte lateral de configuración “offset” del arreglo reflectivo. $\theta_{off} = 25^\circ$, $D = 9$ cm, $d = 10$ cm y $f = 9.78$ cm.....	63
Figura 2.12 Mascaras de fabricación para los arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 y d) RA_60 en el plano $\varphi_r=0^\circ$	65
Figura 2.13 Arreglo montado en configuración “offset” $\theta_{off} = 25^\circ$ $f/D=1.087$	65
Figura 2.14 Patrón de radiación medido para los arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 y d) RA_60 a 36.5 GHz.....	66
Figura 2.15 Sobre ataque en las dimensiones optimas de los elementos del arreglo.....	68
Figura 2.16 Ganancia y polarización cruzada medidas en función del ángulo de desvío θ_r , para los arreglos RA_0, RA_20, RA_40 y RA_60	69
Figura 2.17 Patrón de radiación a 36.5 GHz para configuración $\varphi_{al}=-30^\circ$ $\varphi_r=150^\circ$	71
Figura 2.18 Máscara de cada arreglo fabricado, donde se aprecia la diferencia entre las posiciones angulares de las cargas en los elementos adyacentes para arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 d) RA_60 y e) RA_60_150.....	72
Figura 2.19 a) Arreglo original con diferencia angular entre elementos cerca de 90° b) Arreglo sugerido disminuyendo el periodo de la celda a la mitad, y así se disminuye la diferencia angular entre elementos adyacentes.....	73
Figura 2.20 a) Anillo original b) Anillo reducido con capacitor de 3 brazos c) Anillo reducido con capacitores en paralelo.....	74
Figura 2.21 Coeficiente de transmisión para el elemento Cel3mm.....	75
Figura 2.22 Simulación del nivel de polarización cruzada y coeficiente de conversión para celdas con periodo de 4.3 y 3mm.....	76
Figura 2.23 Patrón de radiación simulado a 36.5 GHz para a) Sim_65_903 y b) Sim_65_1504.3.....	77
Figura 2.24 Eficiencia de escaneo a diferentes ángulos de desvío.....	78
Figura 2.25 Elementos reconfigurables de 2 bits.....	79

Capítulo 3

Figura 3.1 Circuito eléctrico equivalente del arreglo reflectivo de 3(a,b) y 4(c,d) resonancias, para polarización lineal de la componente (a,c) horizontal y (b,d) vertical.....	84
Figura 3.2 Diseños geométricos de celda unitaria correspondientes a los circuitos eléctricos de a,b) tres resonancias y c) cuatro resonancias.	86
Figura 3.3 Comparación de onda controlada entre a) circuito eléctrico de 3 resonancias con Celanillo – cruz y Celres3, b) circuito eléctrico de 4 resonancias con Celres4.....	88
Figura 3.4 Magnitud y fase ϕ_i de coeficiente de reflexión de la onda controlada a diferentes ángulos de rotación γ de los elementos a) Celanillo – cruz y b) Celres4	90
Figura 3.5 Máscaras de fabricación para los arreglos a) RAcr_0, b) RAcr_20 y c) RAres4_0.....	91
Figura 3.6 Patrón de radiación medido, en el plano $\varphi_r = 0$, a una frecuencia de 36.5 GHz. Arreglo reflectivo a) RAcr_0, b) RAcr_20 y c) RAres4_0	94
Figura 3.7 Medición de a) Eficiencia, b) Ganancia y c) Polarización cruzada con respecto a la frecuencia para RAcr_0, RAcr_20 y RAres4_0.....	96
Figura 3.8 Simulación de sobre ataque de las dimensiones de los elementos Celanillo – cruz y Celres4.....	98
Figura 3.9 Comportamiento de magnitud y fase de onda controlada, a diferentes ángulos de incidencia θ_{off} de onda plana polarizada circularmente, para los elementos Celanillo – cruz y Celres4.....	98

Capítulo 4

Figura 4.1 Celda unitaria de arreglo reflectivo para las frecuencias de 34.5, 36.5 y 38.5 GHz.....	104
Figura 4.2 Fase y magnitud de onda controlada para el caso $(0^\circ, 0^\circ, 110^\circ)$ para los anillos (interior, medio, externo) respectivamente.....	106
Figura 4.3 Patrón de radiación de arreglo con anillos concéntricos con cortos para tres frecuencias cercanas a) $(15^\circ, -15^\circ, 0^\circ)$, b) $(30^\circ, 20^\circ, 10^\circ)$ y c) $(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$ para las frecuencias (33.5, 36.5, 38.5) GHz respectivamente.....	108
Figura 4.4 a) Elemento con tamaño original diseñado a una frecuencia de operación, b) Elemento con celda miniatura diseñado para 2, c) 3, d) 4, y f) 9 frecuencias distintas.....	110
Figura 4.5 Mallado formado por distintas distribuciones de anillos de dos frecuencias con separación entre elementos de 1.6 mm.....	111
Figura 4.6 a) Celda que contiene 4 elementos que operan a distintas frecuencias, b) periodicidad de los elementos para las distintas frecuencias.	113
Figura 4.7 Coeficiente de conversión simulado para arreglo reflectivo infinito de 2 frecuencias 34.5 y 38.5 GHz con desvío de la onda incidente en $\theta_r = 0^\circ$ y 25° respectivamente para a) celda sin control de fase y b) celda con control de fase.....	115
Figura 4.8 Coeficiente de conversión simulado para arreglo reflectivo infinito en distintas direcciones θ_r para a) Cef3 y b) Cef4	117
Figura 4.9 Distribución de elementos radiadores para las celdas a) Cef2, b) Cef3 y c) Cef4.	119
Figura 4.10 Propuesta de celda miniatura con capacitor	121
Figura 4.10 Vista superior de a) capacitor integrado a anillo ranurado b) acercamiento de capacitor	123
Figura 4.11 Magnitud y fase ϕ_i de coeficiente de reflexión de la onda controlada a diferentes ángulos de rotación γ de los elementos, empleando a) Cef2, b) Cef3 y c) Cef4.....	125

Índice de Tablas

Capítulo 1

<i>Tabla 1.1 . Periodo máximo entre los elementos.....</i>	<i>10</i>
<i>Tabla 1.2 Comparación de ancho de banda de distintos arreglos reflectivos.....</i>	<i>13</i>
<i>Tabla 1.3 Resultados medidos de arreglo de 4 frecuencias [87].....</i>	<i>25</i>
<i>Tabla 1.4 Comparación entre distintos diseños de arreglo de doble haz.....</i>	<i>30</i>
<i>Tabla 1.5 Comparación de distintos diseños de arreglos de más de dos haces.....</i>	<i>31</i>

Capítulo 2

<i>Tabla 2.1 Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente con cargas capacitivas e inductivas.....</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 2.2 Parámetros de celda optimizada.....</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 2.3 Comparación de eficiencia de apertura a 36.5 GHz entre resultados medidos y simulados.....</i>	<i>67</i>
<i>Tabla 2.4 Niveles de polarización cruzada medidos y calculados en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ para alimentación $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$.....</i>	<i>68</i>
<i>Tabla 2.5 Parámetros optimizados de celda Cel3mm [mm].....</i>	<i>74</i>
<i>Tabla 2.6 Balance de pérdidas para arreglos con elementos de 4.3 y 3 mm para arreglo finito e infinito simulados.....</i>	<i>78</i>

Capítulo 3

<i>Tabla 3.1 Valores optimizados de capacitancia [fF] e inductancia [nH] para el circuito eléctrico equivalente de tres y cuatro resonancias.....</i>	<i>85</i>
<i>Tabla 3.2 Dimensiones de parámetros optimizados para celdas unitarias multi resonantes [mm]. .</i>	<i>87</i>
<i>Tabla 3.3 Ancho de banda simulado para diferentes diseños de celda unitaria.....</i>	<i>89</i>
<i>Tabla 3.4 Nivel de polarización cruzada medidos en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ para alimentación $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$.....</i>	<i>92</i>

Capítulo 4

<i>Tabla 4.1 Parámetros optimizados para celda unitaria usando anillos concéntricos con cargas inductivas para las frecuencias de 33.5, 36.5 y 38.5 GHz.....</i>	<i>105</i>
<i>Tabla 4.3 Resultados de simulación con el modelo matemático a distintos ángulos de desvío para arreglos infinitos de 2, 3 y 4 frecuencias.....</i>	<i>118</i>
<i>Tabla 4.4 Valores de carga capacitiva para arreglos reflectivos multifrecuencia.....</i>	<i>118</i>
<i>Tabla 4.5 Características de celda unitaria para arreglos reflectivos multifrecuencia.....</i>	<i>118</i>
<i>Tabla 4.6 Parámetros de anillo ranurado.....</i>	<i>121</i>
<i>Tabla 4.7 Parámetros optimizados de capacitancia para arreglos reflectivos multifrecuencia [μm]123</i>	

Resumen

En el presente trabajo se proponen y analizan arreglos reflectivos de una sola capa que cubran de manera independiente los rubros de un extenso sector de escaneo, amplio ancho de banda y múltiples haces dirigidos en diferentes direcciones para distintas frecuencias de operación en la banda de extremadamente alta frecuencia.

Los elementos radiadores de los arreglos reflectivos son anillos ranurados con cargas reactivas, la frecuencia de operación está centrada en 36.5 GHz con una polarización circular izquierda de la onda incidente. El proceso de fabricación se realizó por medio de fotolitografía sobre un sustrato dieléctrico flexible.

Los arreglos reflectivos fabricados presentaron la capacidad de desviar la onda incidente a ángulos de elevación θ_r de hasta 60° , fueron optimizados y fabricados, con un nivel de polarización cruzada de -20 dB y pérdidas de conversión menores a 1.1 dB. Se fabricaron y probaron cinco prototipos de arreglos reflectivos que contienen 367 elementos. Los resultados de la investigación experimental de los prototipos concuerdan bien con las predicciones teóricas.

Nuevos elementos de arreglos reflectivos fueron diseñados, el primer elemento compuesto por un anillo ranurado con una cruz incrustada y el segundo elemento conformado por dos anillos concéntricos con cargas capacitivas, para obtener un amplio ancho de banda. Los resultados simulados para el elemento anillo-cruz confirman la posibilidad de operación de banda ancha con una banda de frecuencia relativa de 43.8% centrada en la frecuencia de 36.5 GHz. Tres prototipos han sido fabricados y probados obteniendo, en el mejor de los casos, una eficiencia de apertura del 53% con ganancia de 27.97 dB para el arreglo conformado por elementos tipo anillo-cruz.

Se propusieron y optimizaron elementos radiadores basados en tres anillos concéntricos con cargas inductivas para formar tres haces orientados de distintas direcciones en tres frecuencias cercanas de 33.5, 36.5 y 38.5 GHz. Los resultados simulados mostraron una fuerte iteración entre elementos, lo que se vio reflejado en

un escaso control de fase sobre la onda reflejada, resultando en un aumento del nivel de los lóbulos laterales para los arreglos fabricados.

Para superar los inconvenientes de los arreglos reflectivos con elementos basados en tres anillos concéntricos, se propuso un novedoso diseño con elementos miniaturizados distribuidos en forma matricial, conformados por anillos con cargas capacitivas. Los resultados de la simulación confirman que, de acuerdo con este nuevo enfoque, es posible desarrollar arreglos reflectivos de 2, 3 y 4 haces, dirigidos en diferentes direcciones con pérdidas de conversión inferiores a 0.4 dB y un nivel de polarización cruzada inferior a -25 dB para θ_r hasta 40°.

Abstract

In the present work a novel single-layer reflectarrays operating in the extremely-high frequency band have been proposed, investigated, fabricated and experimentally verified. Optimization of the proposed reflectarrays ensures wide scanning sector, wide bandwidth or dual-frequency operation with two differently oriented main lobes at two closely-located frequencies within the same aperture.

The reflectarray elements are variations of slot rings with reactive loads, the central frequency is set at 36.5 GHz with circularly-polarized incident wave. The reflectarrays were fabricated by photolithography on a flexible dielectric substrate.

Reflectarrays capable of deflecting the incident wave to elevation angles θ_r up to 60° were optimized and fabricated, with cross-polarization level -20 dB and conversion loss less than 1.1 dB. Five prototypes of wide-angle deflecting reflectarrays containing 367 elements were fabricated and tested. The results of experimental investigation of the prototypes agrees well with theoretical predictions.

The novel reflectarray elements containing cross-ring slot combination and concentric ring-slot elements with capacitive loading were proposed to obtain a wide band operation. Simulated results for cross-ring slot element confirms the possibility of wideband operation with relative frequency band of 43.8% centered at the frequency of 36.5 GHz. Three prototypes have been fabricated and tested, in the

best case with. aperture efficiency 53% and gain of 27.97 dB for reflectarray with cross-ring slotelements

Original reflectarray elements based on three concentric shorted rings were proposed and optimized in order to form three differently-oriented beams at three closely-located frequencies of 33.5, 36.5 and 38.5 GHz. The simulated results confirmed a strong mutual coupling between elements, which was reflected in a poor phase control over the reflected wave, resulting in an increased level of the side lobes for two fabricated reflectarrays.

To overcome the drawbacks of the reflectarrays with elements based on three concentric shorted rings a novel design with miniaturized elements distributed in matrix form, conformed by miniature elements with capacitive loads was proposed. Simulation results confirms that according this novel approach it is possible to develop reflective arrays with 2, 3, and 4 beams, directed in different directions θ_r , with conversion losses less than 0.4 dB and cross polarization level less than -25 for θ_r up to 40 °.

Introducción.

La necesidad de transmitir información ha llevado al hombre a crear sistemas de comunicaciones, al no requerir de un medio para transmitir/recibir información, los sistemas de comunicaciones inalámbricos resultan de sumo interés, ya que, su aplicación no se limita a aplicaciones terrestres.

A partir del descubrimiento de las ecuaciones de Maxwell, la demanda y complejidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricos ha ido en aumento. Las antenas juegan un papel fundamental en la evolución de los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Las antenas con reflector parabólico han sido ampliamente utilizadas en aplicaciones donde es requerido un amplio ancho de banda, alta ganancia y directividad, pero resultan poco prácticas en aplicaciones donde se requiere un redireccionamiento del haz principal. Si bien la orientación del haz puede lograrse por medios mecánicos, lo cual resulta en una lenta actuación mecánica para mover el reflector parabólico además de un aumento del costo y volumen del sistema final.

Los arreglos reflectivos presentan un reducido ancho de banda, pero su reducido volumen y bajo costo de fabricación resultan una ventaja frente a los reflectores parabólicos. Otra ventaja que presentan los arreglos reflectivos es el redireccionamiento del haz principal sin necesidad de mover físicamente el arreglo. La posibilidad de operar en múltiples frecuencias, con el haz principal en distintas direcciones, también es otra ventaja, por lo que resultan atractivos en aplicaciones de comunicaciones por satélite, sistemas de radar de múltiples objetivos, etc.

Se ha logrado el direccionamiento del haz principal de arreglos reflectivos, en la mayoría de los casos, para pequeños ángulos de elevación (0 - 40°). En cuanto a la operación de múltiples haces se ha logrado el funcionamiento simultáneo, empleando múltiples cornetas de alimentación, elementos radiadores en una o varias capas para frecuencias ampliamente separadas. Lo ideal es tener un arreglo reflectivo de una sola capa alimentado por una corneta que trabaje a frecuencias cercanas $R = f_{max}/f_{min} \leq 1.2$ capaz de redirigir sus lóbulos principales

simultáneamente a diferentes ángulos de elevación, ya que esto reduciría su costo y volumen.

Con base en las deficiencias que presenta un arreglo reflectivo en temas de ancho de banda, desvío del haz principal y operación simultanea de múltiples haces en diferentes frecuencias, los objetivos del presente trabajo son:

Objetivo General.

Proponer, fabricar y caracterizar nuevos diseños de arreglos reflectivos de una sola capa, basados en la reflexión de una onda de polarización circular para la banda de extremadamente alta frecuencia, con el propósito de cubrir de manera independiente las deficiencias de los arreglos reflectivos en temas de desvío del haz principal, ancho de banda y operación simultanea de múltiples haces en frecuencias cercanas $R = f_{\max}/f_{\min} \leq 1.2$.

Estructura del Contenido

El presente trabajo escrito se divide en 4 capítulos. El primer capítulo describe el estado de arte de los arreglos reflectivos, sus ventajas y desventajas. El segundo capítulo se presenta la optimización, diseño y fabricación de un arreglo reflectivo capaz de dirigir la onda incidente a amplios ángulos de elevación. En el capítulo 3 se presenta el diseño y los resultados de la caracterización de dos diseños distintos de arreglos reflectivos de amplio ancho de banda. En el capítulo 4 se muestran arreglos reflectivos multi frecuencia para anillos con cargas inductivas y cargas capacitivas.

Capítulo 1 Estado del arte de los arreglos reflectivos

Las antenas con reflector parabólico han sido ampliamente utilizadas en enlaces punto a punto debido a su amplio ancho de banda y alta ganancia, sin embargo, en enlaces punto a multipunto y aplicaciones de escaneo resultan poco eficientes debido a la lenta actuación mecánica requerida para mover el reflector. Los arreglos reflectivos son una atractiva opción para la resolución de esta problemática debido a su bajo costo, bajo precio y fácil fabricación.

Una antena de tipo reflectivo se define como: “Una antena que consiste en una alimentación y una serie de elementos reflectantes ordenados en una superficie, y ajustados de manera que la onda reflejada por los elementos individuales se combine para producir un haz reflejado en cierta dirección” [1]. En la Figura 1.1 se muestra la arquitectura clásica de un arreglo reflectivo.

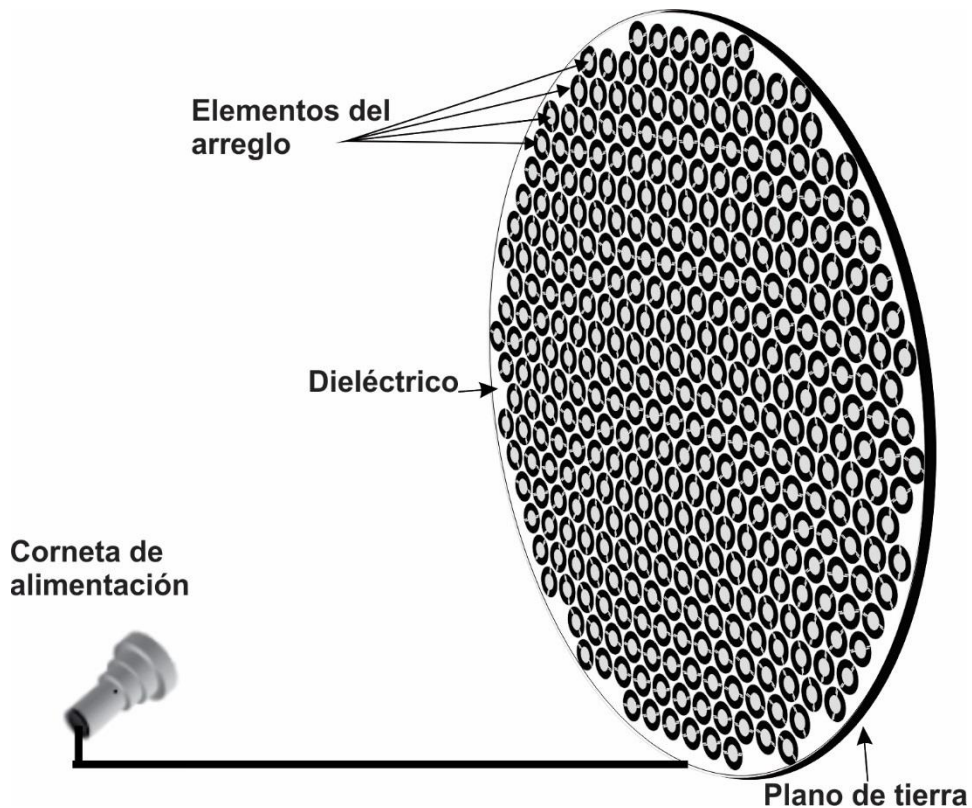


Figura 1.1 Arquitectura clásica de un arreglo reflectivo.

1.1 Tipos de arreglos reflectivos

El desempeño de los arreglos reflectivos depende en gran medida del tipo y naturaleza de los elementos que lo conforman, pueden definirse 3 tipos de arreglos reflectivos basados en la clase de material del que están hechos los elementos radiadores.

1.1.1 Arreglos reflectivos dieléctricos.

Consisten en una capa dieléctrica sin ningún elemento conductor resonante, esto con el objetivo de eliminar las pérdidas que producen dichas resonancias. El tipo más común es el resonador dieléctrico [2] [3].

Con el avance de la tecnología ha sido posible crear arreglos reflectivos dieléctricos por medio de impresión 3D [4], [5]. La técnica consiste en la deposición del material dieléctrico para crear cada elemento del arreglo reflectivo, en este caso, una variación en la altura de cada elemento proporciona un cambio de fase en el coeficiente de reflexión.

1.1.2 Arreglos reflectivos metálicos.

La eliminación del sustrato dieléctrico se utiliza como una técnica de reducción de volumen en la estructura del arreglo. Los diseños más comunes son elementos de altura variable [6] y elementos planos [7].

El primer arreglo reflectivo fue concebido en la década de los 60's, mediante un arreglo de segmentos variables de guía de onda terminados en corto [8]. La onda electromagnética que incide en las guías de onda viaja por estas hasta llegar a las terminaciones en corto, esto hace que la onda se refleje y sea radiada por los extremos abiertos, ajustando la fase de la onda por medio de las diferentes longitudes de las guías de onda.

1.1.3 Arreglos reflectivos microcinta.

Este es el tipo más común y más utilizado. El arreglo reflectivo clásico consta de una serie de parches de microcinta distribuidos en un sustrato dieléctrico [9], una pantalla metálica que funciona como plano de tierra se coloca en la parte posterior del arreglo para evitar el paso de la radiación.

La principal ventaja de este tipo de arreglos es su fácil fabricación por medio de tecnología planar, y la capacidad de escaneo del haz, lo que resulta favorable comparado con una antena de reflector parabólico.

Este tipo de arreglos reflectivos se tratarán en detalle en las próximas secciones con diversos enfoques de mejora del ancho de banda, escaneo del haz principal y arreglos multi haz.

1.2 Superficie selectiva de frecuencia.

Las superficies selectivas de frecuencias (SSF) son arreglos planos, periódicos y bidimensionales, conformadas por elementos tipo ranura o parche distribuidos en un sustrato dieléctrico (Fig. 1.2 a,b), que exhiben algunas propiedades de filtrado de frecuencia cuando son alimentados por una onda plana.

En el caso de elementos tipo parche la SSF presenta un comportamiento equivalente a un filtro supresor de banda, mientras que para el caso de las ranuras el comportamiento es de un filtro paso banda [10]. En la Figura 1.2 c,d se puede observar el comportamiento en frecuencia de la SSF de tipo parche y ranura. La geometría y tamaño de los elementos definen la frecuencia de operación de la SSF.

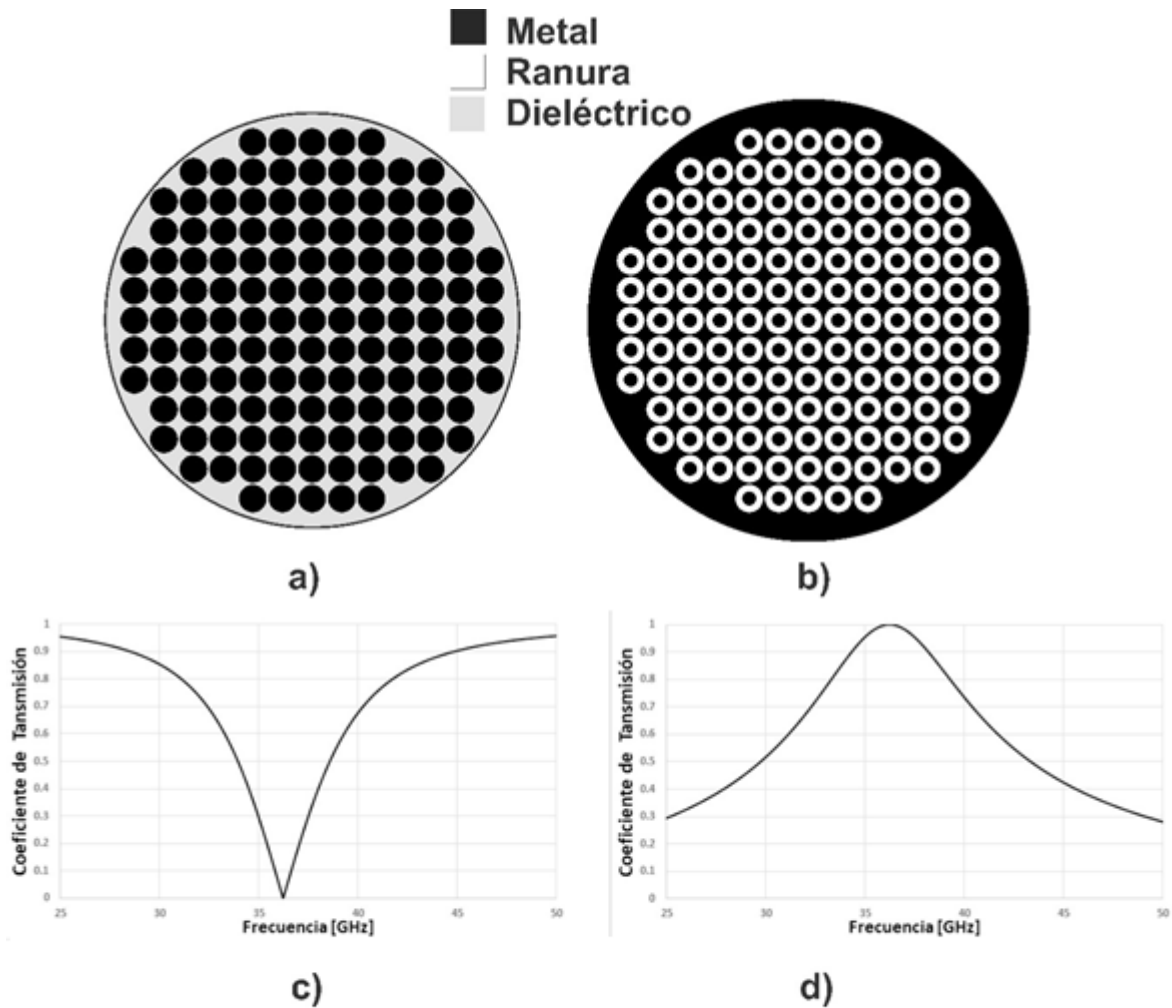


Figura 1.2 SSF tipo a) parche y b) ranura. Coeficiente de transmisión para una SSF c) parche y d) ranura

1.3 Control de fase en los elementos de los arreglos reflectivos.

Los elementos radiadores de los arreglos reflectivos son los encargados de controlar la fase del coeficiente de reflexión, y de esta manera redirigir la onda procedente de la fuente de alimentación, en la dirección deseada. Los elementos del arreglo reflectivo deben proveer una distribución de fase apropiada para formar un frente de onda plano en la apertura de arreglo (Fig. 1.3a). La fase que cada

elemento debe proporcionar depende de la fase con la que llegue la onda incidente a cada elemento del arreglo reflectivo.

La fase con la que la onda electromagnética llega a cada elemento del arreglo reflectivo depende, de la trayectoria que recorre desde el centro de fase de la corneta hasta cada elemento del arreglo. En la Figura 1.3a se puede observar que la distancia recorrida por la onda es distinta para cada elemento, lo que se asocia a una fase de llegada diferente a cada elemento de arreglo. La fase de llegada ($\phi_{llegada}$) en función de la distancia recorrida recibe el nombre de retardo espacial de fase.

$$\phi_{llegada} = kd_i \quad 1.1$$

Donde k es el número de onda y d_i es la distancia recorrida por la onda electromagnética desde la corneta de alimentación hasta el elemento i del arreglo.

Si se introduce un desplazamiento de fase progresivo, distribuido linealmente entre los elementos del arreglo, es posible direccionar la onda reflejada en las direcciones (θ_r, φ_r) (Figura 1.3 b). Suponemos que los elementos se encuentran distribuidos en un sistema de referencia cartesiano sobre el plano XY, el cambio de fase del coeficiente de reflexión (ϕ_R) que cada elemento debe proporcionar para formar un frente de onda plano en la dirección deseada está dado por [11]:

$$\phi_R(x_i, y_i) = k(d_i - (x_i \cos \varphi_r + y_i \sin \varphi_r) \sin \theta_r) \quad 1.2$$

Donde θ_r y φ_r reciben los nombres de ángulo de elevación y azimut de la onda reflejada respectivamente, x_i, y_i son las coordenadas del elemento i .

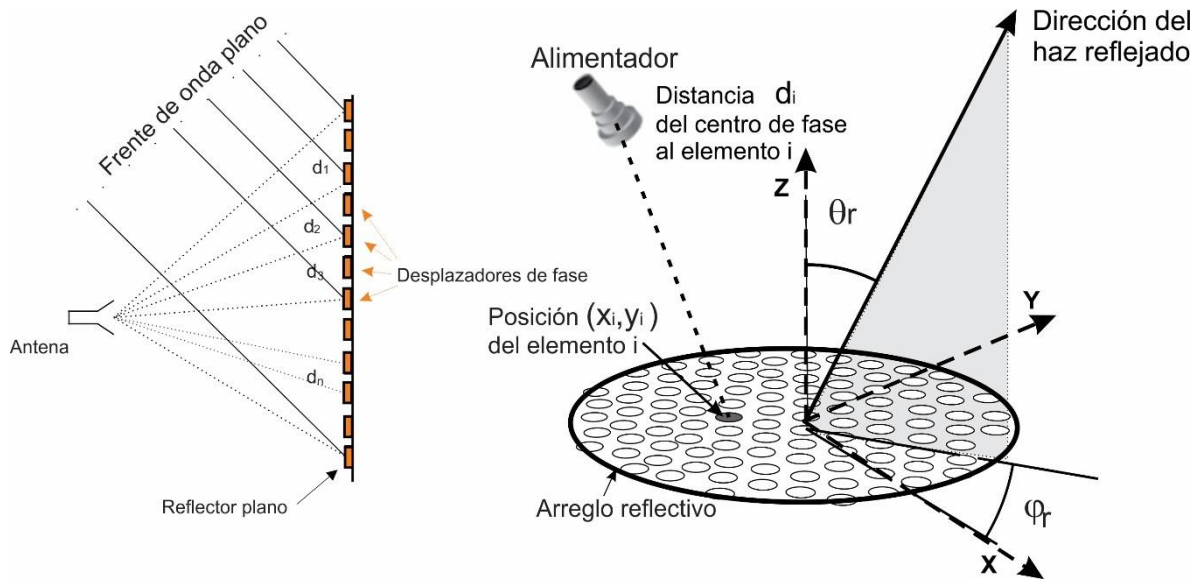


Figura 1.3 a) Distancia recorrida por la onda electromagnética incidente desde el centro de fase de la corneta alimentadora a cada elemento del arreglo reflectivo. b) Distribución de elementos del arreglo desviando la onda incidente en la dirección θ_r, ϕ_r ,

La geometría de los elementos que conforman los arreglos reflectivos juega un papel importante en el tipo de polarización empleada en el arreglo, ya que el elemento debe ser capaz de soportar la polarización de la onda incidente de la corneta de alimentación.

Las geometrías más empleadas en el diseño de arreglos reflectivos alimentados con una onda incidente de polarización circular han sido parches rectangulares, [12] [13], dipolo en cruz [14] [15] y anillos [16] [17]. Para polarización lineal se tienen elementos en forma de dipolo [18] [19], lazo cuadrado [20], parche cuadrado [21], entre otras [22] [23].

La geometría del elemento puede estar impresa en forma de parche o ranura, en el tipo parche la geometría está formada por metal, mientras que, el elemento tipo ranura resulta de la incisión del metal debido a la geometría del elemento. (Fig. 1.4).

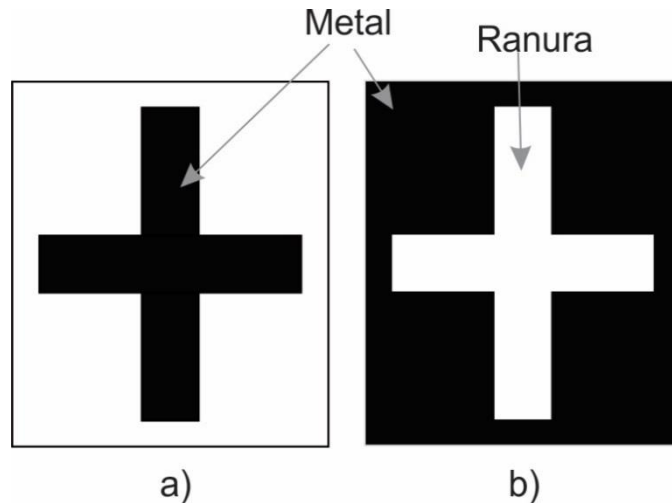


Figura 1.4 Elemento cruz tipo a) parche y b) ranura.

Independientemente de la geometría que se elija, y de acuerdo a (1.2), el elemento del arreglo reflectivo debe proporcionar la fase necesaria en el coeficiente de reflexión, para poder producir un frente de onda plano en la apertura del arreglo. Las técnicas más empleadas para obtener los ajustes de fase son.

- Elementos con líneas de retardo de fase.
- Elementos con tamaños variables.
- Elementos con ángulos de rotación variables.

1.3.1 Elementos con líneas de retardo de fase

Este tipo de elementos del arreglo reflectivo es utilizado para una onda de polarización lineal que incide en el elemento, y a continuación viaja a través de una línea de transmisión, al llegar al final de la línea la onda regresa al elemento donde es radiada con un retardo de fase proporcional a 2 veces la longitud de la línea, por lo que, teóricamente se puede cubrir el rango de 0-360° con una línea de $0 - \lambda/2$ de longitud. Las principales geometrías utilizadas son parches con línea microcinta (Fig. 1.5) [24]



Figura 1.5 Parches con longitud de línea de retardo de fase.

En la práctica se ha visto que este tipo de elementos del arreglo reflectivo presentan resonancias para algunas longitudes de línea y pérdidas en la curvatura de la línea de transmisión, lo que, ocasiona que la onda reflejada distorsione su respuesta en fase, disminuyendo la eficiencia de la antena y aumentando el nivel de polarización cruzada [25].

1.3.2 Elementos de tamaño variable

En los elementos de tamaño variable, la fase del coeficiente de reflexión se controla cambiando las dimensiones del elemento, por ejemplo, variando la longitud de parches [26]. En la Figura 1.6 se muestran algunas geometrías de elementos con tamaño variable.

Usando este método teóricamente se puede obtener un cambio de 360° en fase, sin embargo, existen distintos factores que influyen en la disminución de la fase del coeficiente de reflexión (llegando a cerca de 300°), como el grosor del substrato y la distancia entre elementos.

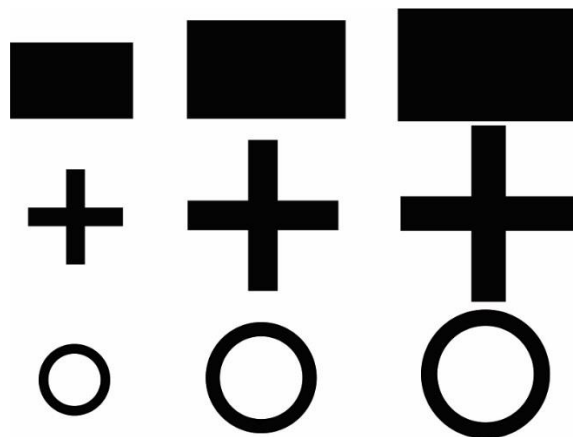


Figura 1.6 Parche rectangular, cruz y anillos de tamaño variable.

En la práctica la disminución en el rango de fase del coeficiente de reflexión produce una disminución de la ganancia del arreglo. Se ha visto que los elementos con doble resonancia de tamaño variable han mostrado un comportamiento lineal en la fase de la onda reflejada. [27].

1.3.3 Elementos con ángulos de rotación variables

El uso de esta técnica se restringe a diseños de arreglos que utilizan polarización circular. El cambio de fase se logra haciendo girar el elemento un ángulo γ , obteniendo un cambio de fase en el coeficiente de reflexión igual a 2γ . (principio de Fox [28]) (Fig. 1.7).

El cambio de fase en el coeficiente de reflexión puede ser adelantado o atrasado 2γ , dependiendo del sentido de polarización de la onda incidente, teniendo un adelanto para polarización circular derecha y un retraso para polarización circular izquierda. [29]

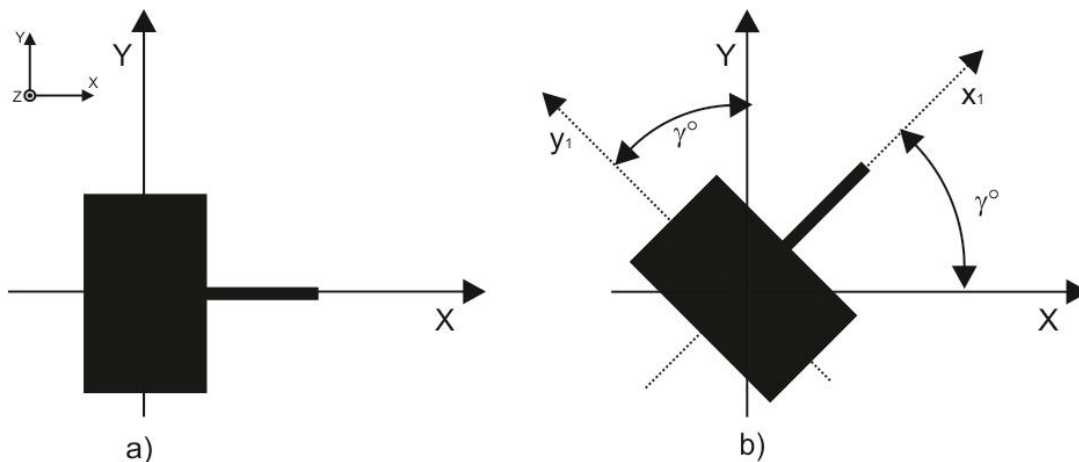


Figura 1.7 Elementos con ángulos de rotación a) Parche con línea de retardo paralela al eje X b) elemento girado γ° en sentido antihorario haciendo coincidir la línea de retardo con el nuevo eje x_1 .

1.4 Distancia entre elementos radiadores

Para evitar la generación de lóbulos de difracción de los arreglos reflectivos se debe limitar la distancia entre los elementos del arreglo, dicha limitación depende del ángulo máximo de reflexión de la onda incidente ($\theta_{r_m\acute{a}x}$) y la geometría o mallado que forman los elementos (Tabla 1.1). En la Figura 1.8 se muestra el tipo de mallado cuadrado, rectangular y triangular, que forma la distribución de los elementos.

Tabla 1.1 Periodo máximo entre los elementos	
Tipo de malla	Periodo entre elementos.
Cuadrada	$b, d < \frac{\lambda}{1 + \text{sen } \theta_{r_m\acute{a}x}}$
Rectangular	$d < \frac{\lambda}{1 + \text{sen } \theta_{r_x_m\acute{a}x}}, d < \frac{\lambda}{1 + \text{sen } \theta_{r_y_m\acute{a}x}}$
Triangular	$b, d < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \text{sen } \theta_{r_m\acute{a}x}}$

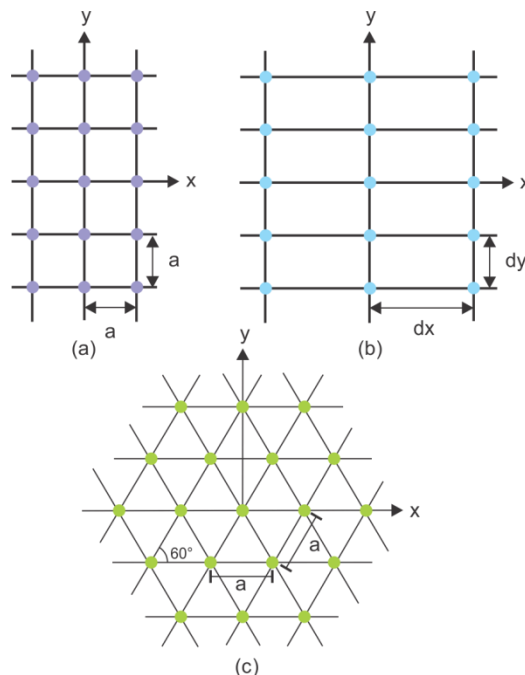


Figura 1.8. Mallas para los arreglos reflectivos: a) cuadrada, b) rectangular y c) triangular.

1.5 Reflector parabólico y plano

Con frecuencia se hace la analogía de un arreglo reflectivo con una antena con reflector parabólico, ya que, la compensación de fase proporcionada por los elementos del arreglo reflectivo es equivalente a la que el reflector parabólico realiza con su curvatura. También hay varias ventajas que se mencionan en la literatura [11] que presenta el arreglo reflectivo sobre el parabólico, entre los más mencionados son el bajo volumen, bajo costo de fabricación y reconfiguración en la dirección del haz reflejado.

En la Figura 1.9 se muestran algunos parámetros semejantes que se consideran en el diseño de ambas antenas [30].

Para el reflector parabólico se tiene:

- El diámetro del reflector (D_p), longitud al foco (F_p), altura de desplazamiento (H_p), y ángulo de alimentación (B_p).

En el caso del arreglo reflectivo los parámetros son:

- Diámetro del arreglo (D), distancia al punto focal desde la apertura del arreglo (f), distancia entre el centro del arreglo y la boca de la corneta de alimentación (d) y ángulo de “*offset*” (θ_{off})

El diseño “*offset*” de un arreglo reflectivo es una inclinación o desplazamiento que se le da a la antena alimentadora con el propósito de evitar el bloqueo de la onda reflejada [31].

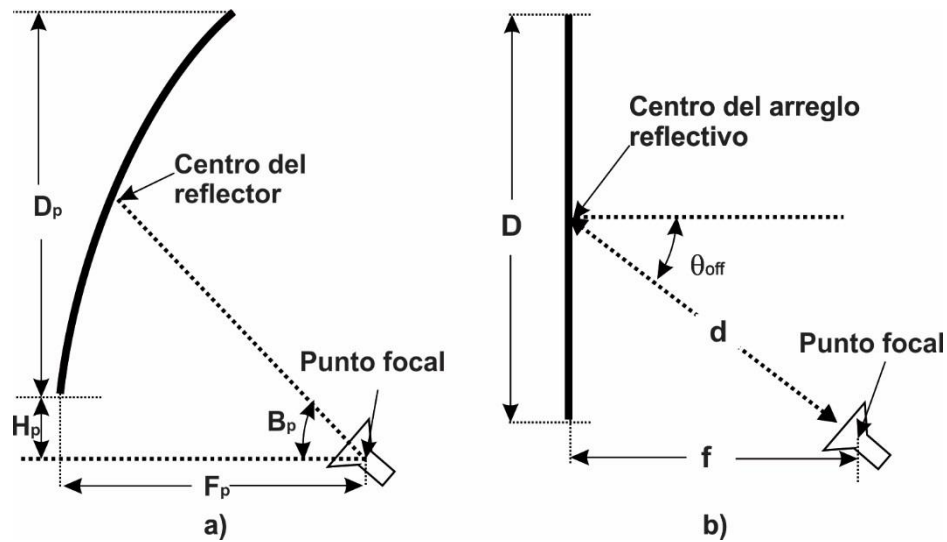


Figura 1.9 Parámetros característicos de una antena a) reflector parabólico, b) arreglo reflectivo.

1.6 Ancho de banda

La principal desventaja que presentan los arreglos reflectivos, en comparación con los reflectores parabólicos, es su reducido ancho de banda [32],[33]. Esto principalmente es causado por 2 factores:

- Fuerte dependencia de la fase espacial de frecuencia
- Reducido ancho de banda de los elementos microcinta

La limitación en el ancho de banda de los arreglos reflectivos es más notoria en arreglos eléctricamente grandes, donde la diferencia de fase espacial es mucho mayor que para arreglos de menor tamaño, por lo que, los arreglos reflectivos de menor tamaño son una buena alternativa para mejorar el ancho de banda.

Una de las técnicas más empleadas para aumentar el ancho de banda de los arreglos reflectivos es el uso de varias capas apiladas [34-36] y el uso de radiadores estrechamente espaciados [37-39], logrando una mejora en el ancho de banda del 8% al 19%.

Se ha encontrado en la literatura una gran variedad de técnicas para aumentar el ancho de banda de los arreglos reflectivos. En la Tabla 1.2 se registran algunos diseños con su correspondiente ancho de banda obtenido.

Tabla 1.2 Comparación de ancho de banda de distintos arreglos reflectivos.

Artículo	Frecuencia [GHz]	Num.de capas	Ancho de banda -1 dB [%]	Ancho de banda (-3 dB) [%]	f/D	Polarización	Polarización Cruzada [dB]
[40]	10	1	29	-	0.8	Lineal	-15
[41]	30	1	25.17	-	-	Lineal	-
[42]	10	1	26	-	0.9	Lineal	-17
[43]	11	1	18.18	-		Lineal	-18
[44]	2.05	1	7.8	14.1		Lineal	-
[45]	12.5	1	16	28	2.1	Lineal	-30
[46]	15	1	32.52	-	1.42	Lineal	-30
[47]	8.5	1	16.47	-	1.21	Circular	-25
[48]	13.5	1	20	-	0.97	Lineal	-30
[49]	20	3	17		0.6	Lineal	-
[50]	10	1	17	-	1	Lineal	-15
[51]	10	Multicapa	-	40	0.87	Circular	-16
[52]	9	1	-	47.8	0.97	Circular	-15
[53]	10	1	32	-	1	Circular	-20
[54]	16.5	1	33.6	49.7	0.88	Circular	-15
[55]	12	1	35.8		0.7	Circular	-15

Como puede apreciarse el empleo de múltiples capas para combatir el estrecho ancho de banda de los arreglos reflectivos ha sido usado en menor medida en la actualidad.

1.7 Arreglos de dos reflectores

Las antenas con un reflector parabólico son consideradas como antenas de alta ganancia y amplio ancho de banda, utilizadas en enlaces terrestres y aplicaciones espaciales [56]. Sin embargo, el espacio que ocupan dichas antenas es valioso, por lo que, resulta de sumo interés el tener dos o más bandas de frecuencias de operación en la misma antena.

En comparación con los reflectores simples, una de las características más ventajosas de los sistemas de doble reflector es la de tener un grado de libertad extra, es decir, tiene la ventaja de colocar un alimentador más, sin la necesidad de ocupar el volumen referente a dos reflectores por separado.

La geometría clásica de un arreglo de doble reflector consiste en un reflector principal y un subreflector dicróico de menor tamaño colocado en el foco del reflector principal, una o dos fuentes de alimentación pueden ser colocadas en los extremos del subreflector Fig.1.10.

Como se mencionó anteriormente los reflectores parabólicos proveen de un amplio ancho de banda [57] pero su fabricación resulta costosa. Una forma de disminuir los costos es reemplazar el subreflector por un arreglo reflectivo [58-60], de igual manera puede ser reemplazado el reflector principal por un arreglo plano [61] o también pueden reemplazarse tanto reflector principal como subreflector [62-63].

Una de las ventajas de usar arreglos reflectivos como subreflector es que el ancho de banda aumenta debido a que la longitud eléctrica del subreflector es menor que un arreglo de una sola capa. También se ha visto que el uso de doble reflector produce un bajo nivel de polarización cruzada [64-65].

Un subreflector ideal debe ser invisible para una banda de frecuencias y reflejante para la otra banda de frecuencias, sin embargo, la fuente de alimentación (Fig. 1.10) produce obstrucción en la onda reflejada [66]. La configuración “*offset*” puede ser utilizada para evitar el bloqueo de la fuente de alimentación [67].

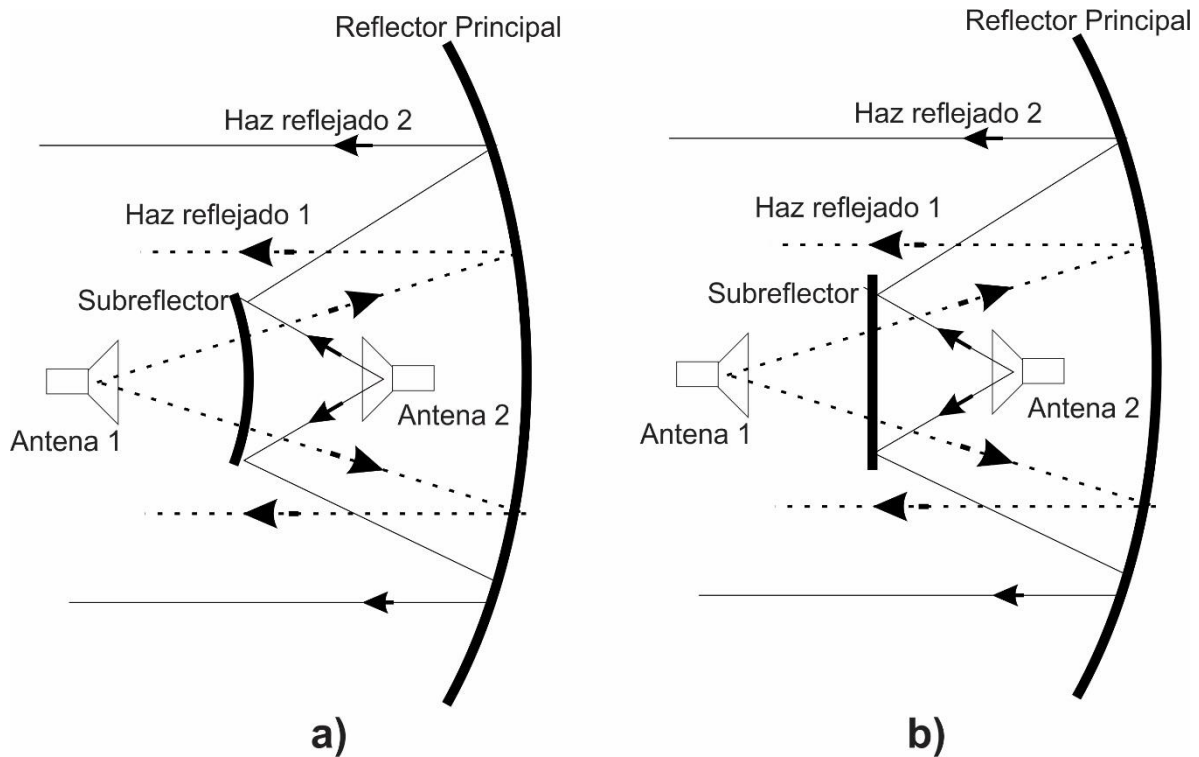


Figura 1.10 a) Arreglo de doble reflector para operar en 2 bandas de frecuencias distintas con subreflector a) hiperbólico, b) plano [58].

1.8 Arreglos reflectivos Multi banda

Un arreglo reflectivo es una antena de banda estrecha [32], una de las técnicas más utilizadas para aumentar el ancho de banda ha sido el uso de múltiples capas [34-35]. Sin embargo, no siempre es necesario contar con un amplio ancho de banda, ya que en ocasiones se requiere trabajar en dos frecuencias diferentes, apuntando el haz principal en direcciones distintas, simultáneamente (regularmente una frecuencia para recibir y la otra para transmitir). Contar con un arreglo reflectivo que opere en ambas frecuencias puede ser sinónimo de ahorro en volumen, peso y costo para el sistema.

Las principales técnicas utilizadas para que un arreglo reflectivo cubra distintas bandas de frecuencias han sido el uso de elementos distribuidos en una sola capa

y múltiples capas apiladas. A continuación, se presentan algunos diseños de arreglos reflectivos de banda múltiple.

1.8.1 Arreglos reflectivos de una sola capa.

Aunque los arreglos reflectivos multibanda de una sola capa son relativamente fáciles de fabricar, todavía existen algunos desafíos en estos diseños, como la falta de consideración o entendimiento del efecto de interacción mutua entre los elementos. Además, en algunos casos la distribución de los elementos hace que la periodicidad de la celda unitaria del elemento aumente para algunas frecuencias, lo que puede causar un aumento en el nivel de los lóbulos laterales.

1.8.1.1 Dos lóbulos principales en distintas frecuencias.

Los arreglos reflectivos que operan en dos o tres frecuencias diferentes, empleando una sola capa, lo hacen por medio de elementos de distintos tamaños, en donde cada tamaño del elemento corresponde a cierta frecuencia.

La estructura fabricada en [69] trabaja en 11.7 y 13.7 GHz con polarizaciones lineales ortogonales, utilizando como elemento parches rectangulares, la celda unitaria consistía en un solo elemento. Para lograr el control en ambas frecuencias el lado vertical del parche (L) rectangular era ajustado para controlar la frecuencia inferior con polarización vertical, mientras que el otro lado del parche (w) controlaba la frecuencia superior para una polarización horizontal (Fig. 1.11a).

Cada antena de alimentación se encontraba en un ángulo “*offset*” de 15° , opuestas entre sí, a una distancia perpendicular entre la superficie del arreglo y la boca de cada corneta de 34.5 y 40.9 cm. para polarización vertical y horizontal respectivamente (Fig. 1.11b).

Las dimensiones de la celda unitaria son de 7 x 8 mm con un total de 2907 elementos, distribuidos en una superficie 40.8×39.9 cm, para desviar la onda incidente a $\theta_r = 0^\circ$. Los resultados muestran una ganancia de 31.8 y 32.1 dBi para

11.7 y 13.7 GHz respectivamente. El nivel de lóbulos laterales para las dos frecuencias fue inferior a -18 dB.

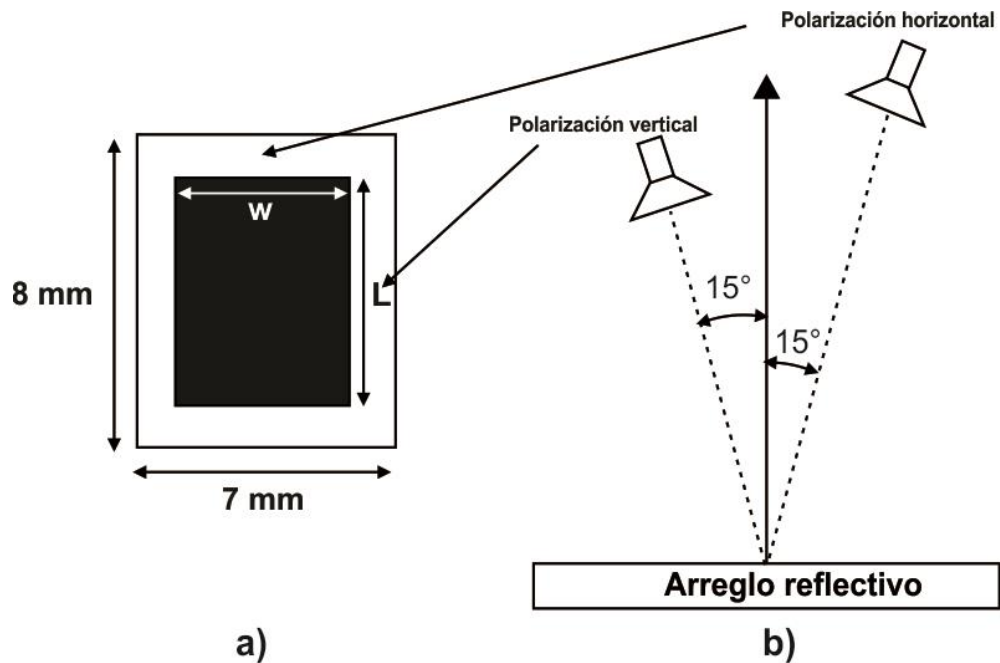


Figura 1.11 a) celda unitaria de parche rectangular para polarización lineal ortogonal b) Vista lateral del arreglo, donde cada corneta alimentadora corresponde a una sola frecuencia de operación [69].

El empleo de dipolos perpendiculares como elementos radiadores fue presentado en [70], para polarización lineal ortogonal, cubriendo las frecuencias de 20 y 30 GHz. El ajuste de fase se realizó mediante la técnica de elementos de tamaño variable.

En la Figura 1.12 se puede observar claramente que en este caso existen 2 elementos en una sola capa, en donde cada elemento corresponde a una frecuencia de operación. El dipolo de mayor tamaño corresponde a la frecuencia de 20 GHz, mientras que el más pequeño opera a 30 GHz.

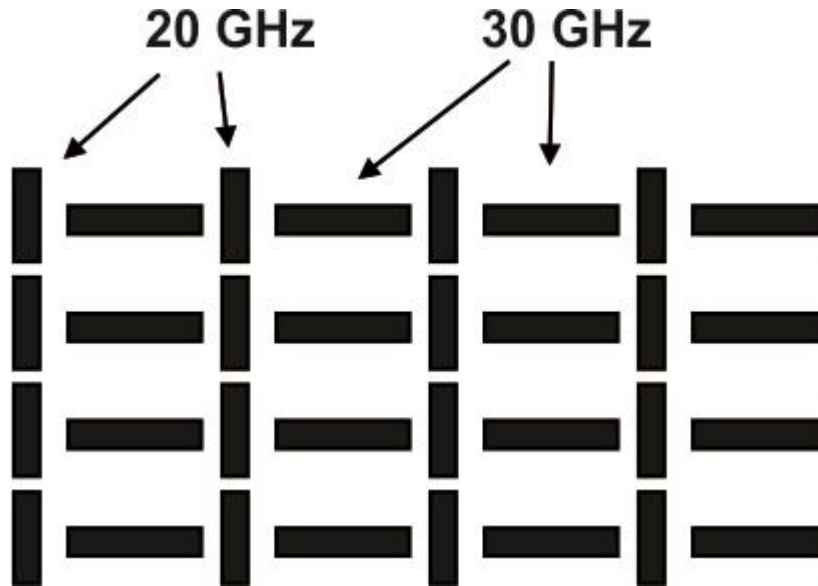


Figura 1.12 Distribución de elementos dipolo tipo parche para un arreglo reflectivo de una sola capa de polarización lineal ortogonal [70].

Empleando anillos concéntricos tipo parche (Fig. 1.13a) ha sido diseñado un arreglo reflectivo de doble banda [71], con polarización circular izquierda (LHCP) en la frecuencia de 20 GHz y polarización circular derecha (RHCP) en 30 GHz. La técnica de elementos con ángulo de rotación variable fue empleada para obtener la fase requerida en el coeficiente de reflexión. Las celdas unitarias están agrupadas en una rejilla cuadrada con un periodo de 5 mm, lo que en términos de longitud de onda (λ) corresponde a $\lambda/2$ para 30 GHz y $\lambda/3$ a 20 GHz. Las características del substrato dieléctrico sobre el cual se fueron distribuidos los elementos son: permitividad relativa (ϵ_r) = 2.2 y tangente de pérdidas ($\tan(\delta)$) = 0.0009, con un grosor de 787 μm . Un total de 80 x 80 elementos fueron distribuidos en un área cuadrada de 40 x 40 cm^2 , con configuración "offset" $\theta_{off} = 30^\circ$, $\phi_{off} = 0^\circ$, $d_{off} = 30 \text{ cm}$. El desvío de los haces correspondientes a las frecuencias de 20 y 30 GHz es en forma especular, es decir, $\theta_r = 30^\circ$, $\phi_r = 180^\circ$. Las ganancias registradas fueron de 35.8 y 40 dBi para 20 y 29.8 GHz respectivamente, con polarización cruzada por debajo de -21.8 dB y nivel de lóbulos laterales menores a -19.1 dB.

En [72] se diseñó y fabricó un arreglo reflectivo para operar en las frecuencias de 20 y 30 GHz con una polarización LHCP y RHCP respectivamente. La celda unitaria consta de anillos concéntricos tipo parche (Fig. 1.13a), el anillo exterior está diseñado para soportar LHCP para la frecuencia inferior, el anillo interior opera a 30 GHz con RHCP. Posteriormente en [73] se agregó una superficie selectiva de frecuencia en la parte posterior de la primera capa de [72], que sirvió como plano de tierra para la banda Ka, y en la parte inferior se agregó una capa para trabajar en la banda L (1.6 GHz) en RHCP.

Un arreglo reflectivo de una sola capa compuesto por un anillo dividido y una cruz de malta concéntrico que opera en las mismas frecuencias y con la misma polarización (LHCP a 20 GHz, y RHCP a 30 GHz) fue diseñado y fabricado en [74]. La celda unitaria está formada por dos partes, el exterior es un anillo dividido tipo parche y en el interior una cruz de Malta modificada concéntrica (Fig. 1.13b). En el anillo se utiliza la técnica de rotación variable para ajustar la fase del coeficiente de reflexión, a la frecuencia de 20 GHz, mientras que el ajuste a 30 GHz se logra ajustando el tamaño de la cruz de Malta.

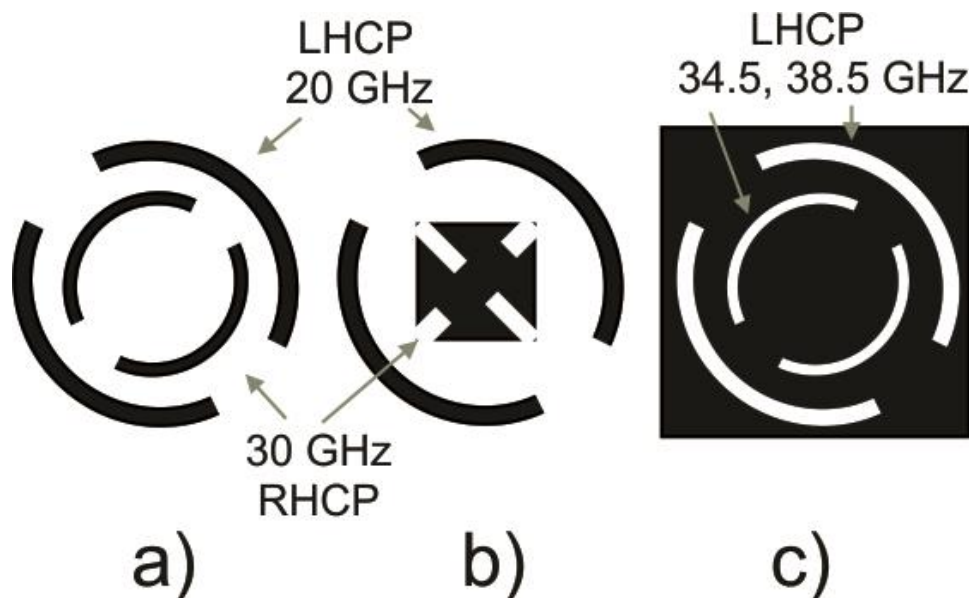


Figura 1.13 a) Anillos concéntricos tipo parche [72] , b) Anillo y cruz de Malta concéntricos tipo parche [74] y c) Anillos concéntricos tipo ranura [75]

El prototipo fabricado del arreglo reflectivo tiene diámetro de abertura circular de 42 cm impreso sobre un substrato dieléctrico de 0.762 mm de grosor, $\epsilon_r = 2.2$ y $\tan(\delta) = 0.0009$ en configuración “offset” $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 0^\circ$, con relación $f/D = 0.618$. El desvío de los haces correspondientes a las frecuencias de 20 y 30 GHz se realizó en forma especular.

Los resultados medidos arrojaron niveles de lóbulos laterales por debajo de -18 dB y niveles de polarización cruzada por debajo de -20 dB, con eficiencias de apertura de 66.5% y 50% a 20 GHz y 30 GHz respectivamente.

Otro diseño similar con anillos concéntricos tipo ranura (Fig.1.13c) fue diseñado y fabricado en [75] para las frecuencias de 34.5 y 38.5 GHz, para LHCP en ambas frecuencias, el ajuste de la compensación de fase del coeficiente de reflexión se realizó mediante una combinación de ángulo de rotación variable y tamaño variable. La razón por la cual se pudo obtener una relación de frecuencias menor ($R = f_{max}/f_{min} = 1.11$) fue debido a que el perímetro de los anillos correspondientes a las frecuencias de 34.5 y 38.5 GHz fue de λ y 2λ respectivamente. Asegurando de esta forma la operación en frecuencias cercanas sin que las dimensiones de los anillos se empalmen.

De acuerdo con la Figura 1.9b, la configuración “offset” del arreglo reflectivo fue: $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$ y $d = 10$ cm. El periodo de la celda unitaria fue de 5 mm, los elementos fueron distribuidos en un círculo de 9 cm de diámetro, formando un mallado triangular equilátero. En total 4 arreglos fueron fabricados para desviar la onda incidente en dirección $(\theta_{1r}, (\theta_{2r})) = (0^\circ, 20^\circ)$, $(20^\circ, 0^\circ)$, $(30^\circ, 40^\circ)$ y $(40^\circ, 30^\circ)$ para las frecuencias (34.5,38.5) GHz respectivamente.

Los resultados medidos mostraron que existe una fuerte iteración mutua entre los elementos, ya que en los 4 casos el máximo de los lóbulos laterales se presentó en la dirección de desvío del haz de la otra frecuencia.

En [76] se propuso el uso de elementos de triple resonancia para un arreglo de doble frecuencia. El uso de elementos con triple resonancia permite tener una

pendiente de fase menor en la vecindad de la frecuencia de resonancia, con respecto a elementos de una sola resonancia [26].

Los resultados obtenidos fueron solamente simulados utilizando el software CST Microwave Studio. El arreglo fue diseñado para operar en las frecuencias de la banda Ku, 12.25–12.75 GHz para recibir y 14.0–14.5 GHz para transmitir. El elemento elegido para el diseño fue de triple resonancia, compuesto por dos contornos cuadrados y un parche cuadrado interior sobre un sustrato Rogers 5880 con un grosor de 0,75 mm, una constante dieléctrica de $\epsilon_r=2,2$ y una tangente de pérdidas $\tan(\delta) = 0.0009$.

Los elementos optimizados del arreglo reflectivo se encuentran distribuidos sobre un cuadrado de 350 mm de lado con una separación entre elementos de 11 mm. El arreglo fue alimentado por una corneta polarizada linealmente ubicada en un ángulo de “offset” $\theta_{off} = 25^\circ$. El haz reflejado para ambas frecuencias de operación fue en dirección especular.

Las ganancias simuladas del arreglo reflectivo fueron de 30.85 dB a 12.5 GHz y 31.95 dB a 14.25 GHz, lo que equivale a una eficiencia de apertura del 50.3 y 49.8%, respectivamente. Los niveles de lóbulos laterales fueron de -20.0 dB y -22.8 dB para 12.5 GHz y 14.25 GHz respectivamente.

1.8.1.2 Más de dos lóbulos principales en distintas frecuencias.

Debido a que el espacio que ocupan los dipolos es menor que cualquier otra geometría en [64] se implementó un arreglo reflectivo de una sola capa, con tres dipolos de diferente longitud, en tres frecuencias cercanas (12 GHz, 15 GHz y 18 GHz). La configuración “offset” del arreglo fue de 30° (Fig. 1.14), con un ángulo de desvío de $\theta_r = 0^\circ$ para las tres frecuencias.

El arreglo reflectivo tiene un área de apertura de $182.4 \times 183.04 \text{ mm}^2$ con un periodo de la celda unitaria de $9.6 \times 14.08 \text{ mm}$ (Fig. 1.14b c). Los resultados obtenidos de la medición mostraron que el haz correspondiente a la frecuencia de 15 GHz sí logro

ser desviado al ángulo deseado de 0° , mientras que las frecuencias de 12 y 18 GHz sufrieron un desplazamiento de -7° y 5° respectivamente. El nivel de los lóbulos laterales en el mejor de los casos fue de -13 dB.

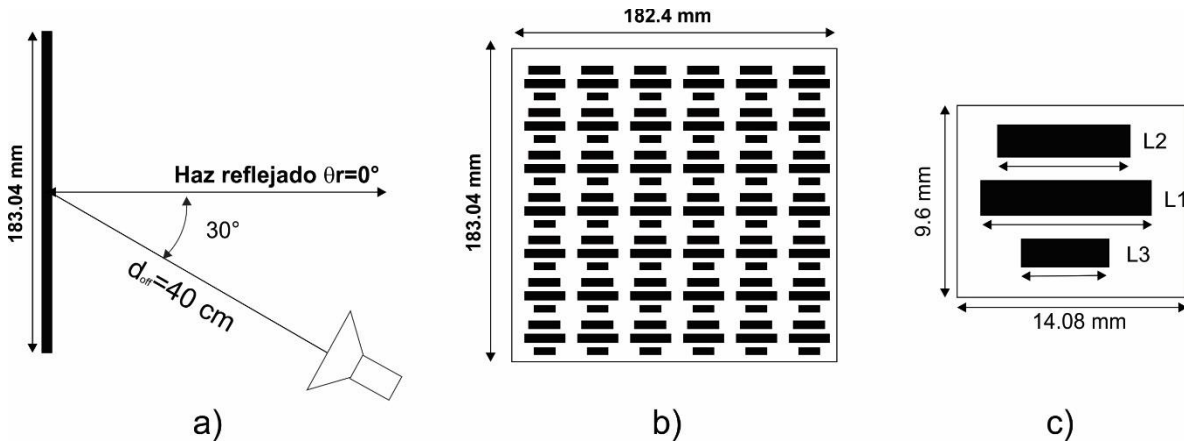


Figura 1.14 a) Configuración “offset” del arreglo reflectivo, b) Vista de frente de arreglo poblado con elementos dipolos c) Elementos dipolo de 3 diferentes longitudes para frecuencias de 12 GHz (L2), 15 GHz (L3) y 18 GHz (L1) [64]

Un arreglo reflectivo de triple banda (C / X / Ka) se propuso por primera vez en [85] para aplicaciones espaciales. La celda consta de tres tipos diferentes de elementos de tipo parche; anillo circular dividido para operación en banda Ka (32 GHz), lazo cuadrado dividido para operación en banda C (7.1 GHz) y dipolo cruzado para operación en banda X (8.4 GHz). (Fig.1.15). Los tres tipos de elementos fueron distribuidos, en un solo sustrato dieléctrico, con periodicidad de $\lambda/2$ en la frecuencia de operación.

El anillo y el lazo cuadrado están diseñados para reflejar una onda incidente de RHCP con el mismo sentido de polarización, mientras que el dipolo cruzado recibe una onda incidente de LHCP y refleja una onda de polarización ortogonal, es decir, RHCP. Los autores afirman que con ese cambio de polarización se eliminan los efectos de interacción mutua entre las frecuencias cercanas de 7.1 GHz y 8.4 GHz.

Finalmente, en [86] se llevó a cabo la optimización de los elementos propuestos en [85], y se fabricó un arreglo reflectivo con un diámetro de apertura de 566 mm. El

ángulo de alimentación “*offset*” fue de $\theta_{off} = 25^\circ$. La dirección de desvío, para las tres frecuencias de operación, fue establecida en sentido de reflexión especular.

La antena fue medida presentando ganancias de 28.4, 29.1 y 38.7 dB para las bandas C, X y Ka, lo que corresponde a una eficiencia de apertura de 38.8, 33.6 y 20.6%, respectivamente. Los autores sugirieron que la eficiencia relativamente baja, observada en la banda Ka, se debió principalmente al alto nivel de polarización cruzada causado por la interacción de los elementos de banda C y banda X.

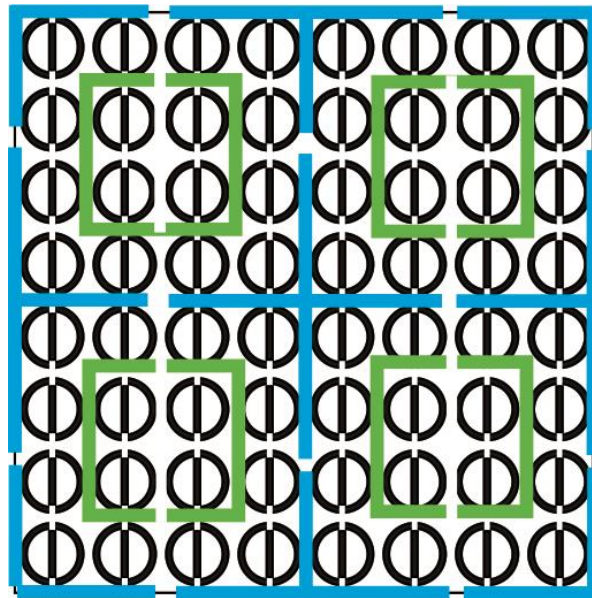


Figura 1.15 Arreglo de 2x2 elementos de triple banda [85]

Un arreglo de 4 frecuencias cercanas (12, 13, 14 y 15.5 GHz) fue diseñado y fabricado en [87]. Este diseño tiene la ventaja de ser de una sola capa y ser alimentado por una sola corneta, la polarización soportada es lineal.

Otro punto interesante es que los cuatro haces apuntan a diferentes direcciones, a diferencia de los diseños anteriores que apuntaban a la misma dirección, de esta forma es posible apreciar los efectos de interacción mutua entre elementos de frecuencias cercanas.

El periodo de la celda unitaria es de 12 mm, lo que resulta mayor que $\lambda/2$, para las frecuencias de 15.5, 14 y 13 GHz, teniendo como límite de desvío 40° , 50° y 68° respectivamente. Por lo que la dirección de desvío fue $\theta_r = 10^\circ$, en los planos $\phi_r =$

45°, 135°, 225° y 315° para las frecuencias de 12, 13, 14, y 15.5 GHz respectivamente. La geometría de la celda unitaria optimizada consta de dos cruces desplazadas para las frecuencias de 12 y 13 GHz, y dos anillos desplazados para las frecuencias de 14 y 15.5 GHz. Aunque en un inicio se habían considerado 4 dipolos paralelos e inclinados para las frecuencias 14 y 15.5 GHz, pero los autores observaron una fuerte interacción mutua entre estos elementos, por lo que decidieron curvar dichos dipolos en forma opuesta. En la Figura 1.16 se puede apreciar con más detalle la geometría de la celda propuesta y optimizada.

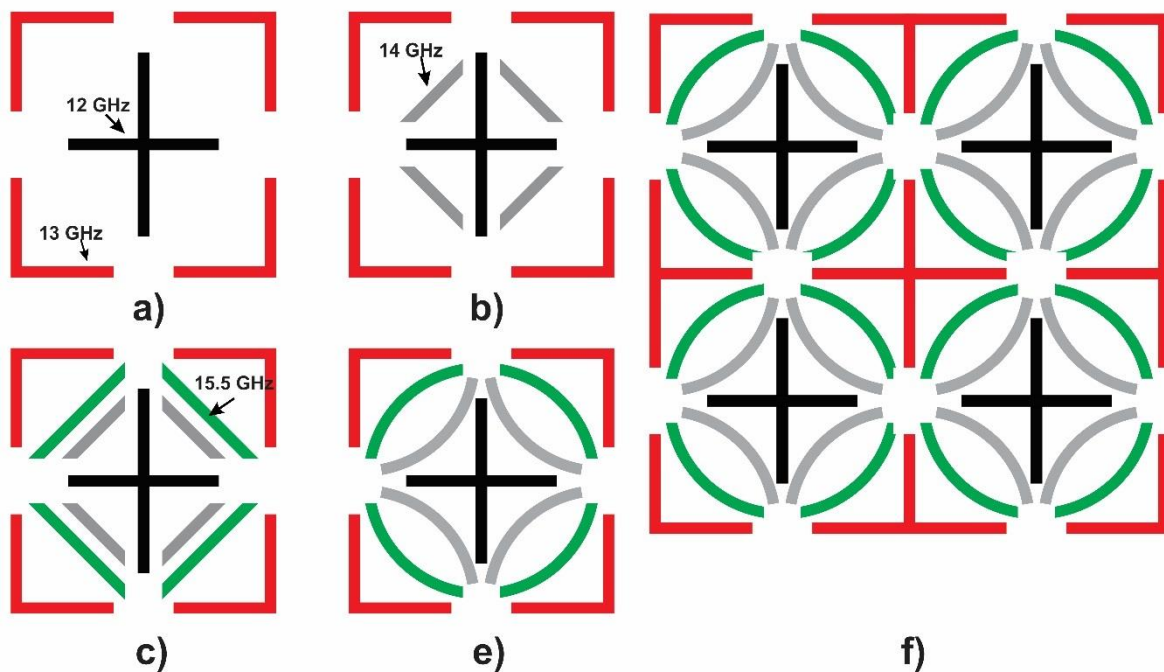


Figura 1.16 a) Celda compuesta por cruces para las frecuencias de 12 y 13 GHz, b) se agregan 4 dipolos inclinados para la frecuencia de 14 GHz, c) se agregan otros 4 dipolos para 15.5 GHz, e) Celda unitaria optimizada. f) arreglo optimizado de 2x2 elementos [87].

Los resultados medidos se muestran en la Tabla 1.3.

Frecuencia [GHz]	12	13	14	15.5
Polarización cruzada [dB]	<-30	<-30	<-30	<-30
Nivel de lóbulos laterales[dB]	18	10	16	16
Ganancia [dB]	22	20	25.4	26
Eficiencia [%]	18	10	30	28

Otro arreglo de 3 frecuencias (0.7, 1 y 1.5 THz) fue presentado en [88] la geometría es semejante a la que se muestra en la Figura 1.16b, pero en este caso la cruz interior está diseñada para 0.7 THz, la cruz exterior para 1 THz y los 4 dipolos inclinados para 1.5 THz. Los haces fueron reflejados en los ángulos de 20, 0 y 50° para las frecuencias de 0.7, 1 y 1.5 THz respectivamente.

Lo que se puede apreciar en los resultados obtenidos es el alto nivel de los lóbulos laterales. (Fig.1.17c)

1.8.1.3 Lóbulos reflejados en diferente dirección para una sola frecuencia

Se han desarrollado pocos arreglos reflectivos de varios haces en la misma frecuencia [89-92]. De ordinario suponiendo que la apertura del arreglo es iluminada de manera homogénea todos los haces dirigidos a distintas direcciones tendrán que repartirse la potencia total incidente en el arreglo, es decir, entre más haces se tengan menor será la ganancia de cada uno.

En [92] y [89] se proponen arreglos reflectivos de una capa para 2 y 4 haces, la superficie del arreglo reflectivo fue dividida en 2 y 4 partes iguales respectivamente. Cada región de la superficie está diseñada para reflejar la onda incidente en diferentes direcciones para una sola frecuencia de operación

Las antenas están diseñadas para la frecuencia de operación de 32 GHz con una polarización circular. La periodicidad de los elementos es $\lambda / 2$, distribuidos en una

superficie circular con un diámetro de 17λ . La relación entre la distancia focal y el tamaño de la apertura es $f / D = 0.735$.

Para el diseño de doble haz, la fase del elemento se ajusta para generar dos haces en las direcciones $\theta_{r_{1,2}} = 30^\circ$, en los planos $\varphi_{r_1} = 0^\circ$ y $\varphi_{r_2} = 180^\circ$. Como solo se requieren dos haces en este diseño, la superficie es dividida en dos semicírculos donde cada zona genera un haz en la dirección deseada. De estos resultados, se puede observar que, aunque dos haces se generan en las direcciones requeridas el nivel de lóbulos laterales alcanzado fue alrededor de 12 dB.

El arreglo de cuatro haces está diseñado para generar haces en las direcciones $\theta_{r_{1,2,3,4}} = 30^\circ$, en los planos $\varphi_{r_1} = 0^\circ$, $\varphi_{r_2} = 90^\circ$, $\varphi_{r_3} = 180^\circ$ y $\varphi_{r_4} = 270^\circ$. Los resultados muestran que se generan cuatro haces en las direcciones requeridas, pero con niveles altos de lóbulos laterales. Posteriormente mediante un algoritmo de optimización [89] fue posible disminuir el nivel de los lóbulos laterales.

En [90] fue diseñado y fabricado un arreglo reflectivo de dos haces para la frecuencia de 15 GHz con polarización lineal. Los haces fueron dirigidos a un ángulo $\theta_r = 45^\circ$ en los planos $\varphi_r = 0^\circ, 180^\circ$.

Los resultados mostraron niveles de lóbulos laterales, polarización cruzada y eficiencia de -26 dB, -10 dB, y 47.2%, respectivamente. Los autores aseguran que la interacción mutua entre elementos aumentó el nivel de la polarización cruzada.

Posteriormente los mismos autores presentaron en [91] un arreglo de cuatro haces para la frecuencia de 13 GHz, los haces fueron reflejados en las direcciones $(\theta_r, \varphi_r) = (45^\circ, 0^\circ), (45^\circ, 180^\circ)$ para LHCP y $(45^\circ, 90^\circ), (45^\circ, 270^\circ)$ para RHCP. En este caso el nivel de lóbulos laterales está por debajo de -17 dB y la polarización cruzada de -21 dB.

Con el propósito de observar los efectos de interacción mutua entre elementos, de frecuencias cercanas, se muestra en la Figura 1.17 los patrones de radiación obtenidos en [75], [87], [88] y [89].

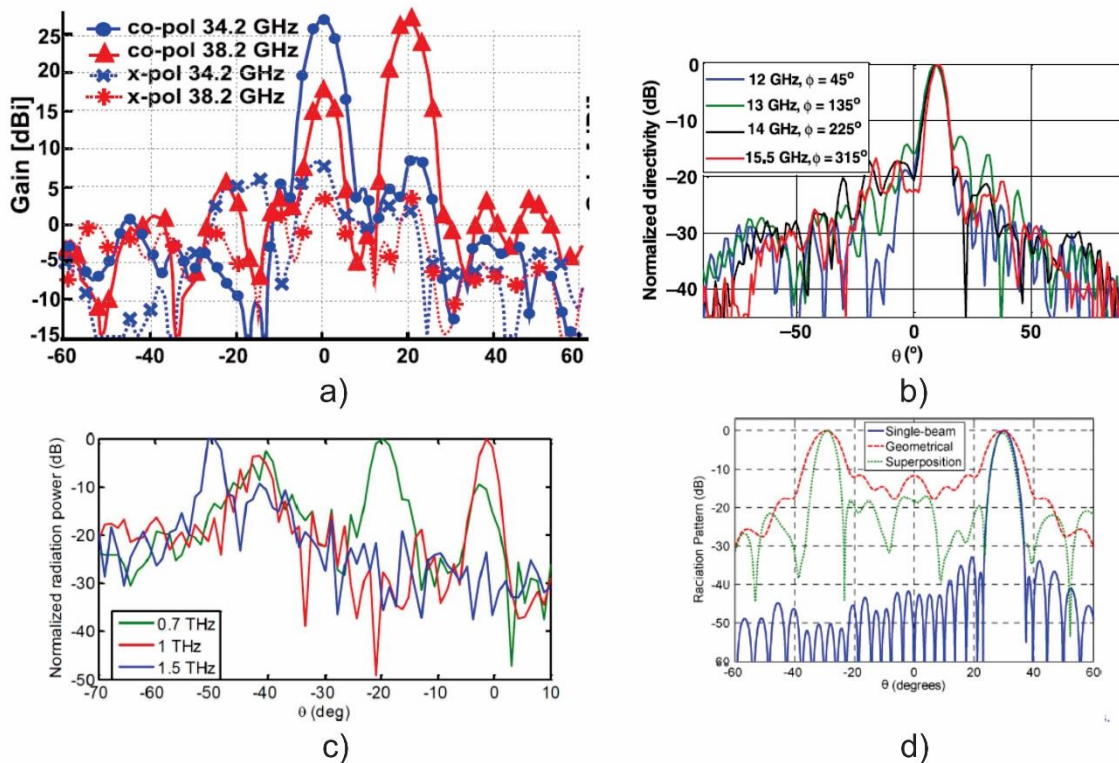


Figura 1.17 Patrón de radiación a), b), c) y d) obtenido de [75], [87], [88] y [89] respectivamente

Puede observarse que todas las mediciones presentan un alto nivel en los lóbulos laterales del diagrama de radiación.

1.8.2 Diseños multi capa.

En los arreglos multicapa [93][94] el problema de exceder las dimensiones de la celda unitaria resulta mínimo, ya que estas estructuras regularmente utilizan una capa por frecuencia de operación. La ubicación de las capas debe considerarse de tal manera que las capas superiores proporcionen un bloqueo mínimo de la onda incidente para las capas inferiores. En general las capas con elementos tipo parche presentan una cantidad menor de metal que los elementos de tipo ranura.

Ejemplos de configuraciones de dos capas que operan en dos bandas de frecuencia diferente se muestran en la Figura 1.18.

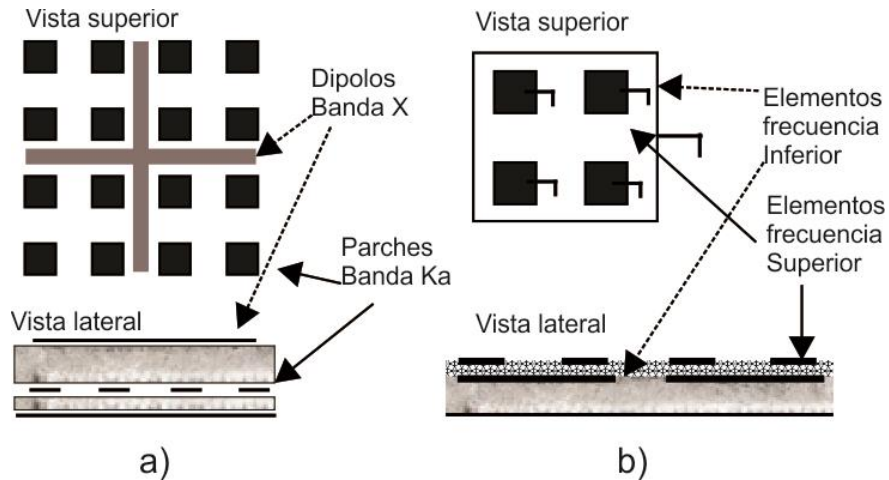


Figura 1.18 Ejemplos de ubicación de capas en arreglos reflectivos de doble frecuencia, a) Capa de frecuencia abajo [93], b) capa de frecuencia superior arriba, [94]. La capa superior en ambos casos presenta una cantidad menor de metal

Otro arreglo de doble banda, en polarización ortogonal, fue propuesto y fabricado en [82] para aplicaciones satelitales para las frecuencias de operación de 12 y 19.5 GHz. La estructura del arreglo consta de dos capas y dos antenas de alimentación, la capa inferior opera a 12 GHz para una polarización vertical, mientras que, la capa superior está diseñada para trabajar en una frecuencia central de 19.5 GHz con polarización horizontal. La dirección de la onda reflejada para ambas frecuencias (12 y 19.5 GHz) es a 20° , con un ángulo de "offset" $\theta_{off} = 14^\circ$ y 27° para las cornetas de 19.5 y 12 GHz respectivamente.

Se propuso el concepto de un arreglo reflectivo de seis bandas en [95], el diseño consta de 2 capas, cada capa cubre 3 frecuencias. Los elementos radiadores son dipolos, anillos y cruz tipo parche. (Fig. 1.19). La polarización sugerida es lineal para todos los elementos (vertical para los anillos y dipolos verticales y polarización horizontal para el resto de los elementos).

La separación de los elementos en términos de su longitud de onda es de 0.79λ , 0.8λ , 0.77λ , 0.68λ , 0.72λ y 0.79λ para las frecuencias 6.6, 18.7, 52.5, 57.5, 166 y 183 GHz respectivamente

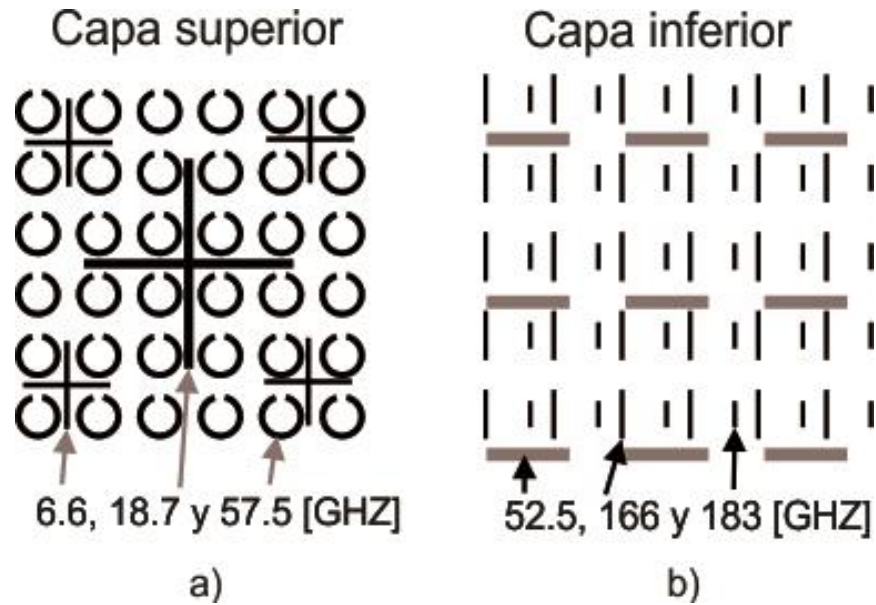


Figura 1.19 a) Capa superior que opera en las frecuencias de 6.6, 18.7 y 57.5 GHz, b) capa inferior que opera en las frecuencias de 52.5, 166 y 183 GHz [95]

Existen arreglos multicapa en donde resulta más flexible la ubicación de cada capa, esto se logra utilizando superficies selectivas de frecuencia [96], por ejemplo, en [97] para las frecuencias de operación de 8.2 y 32 GHz se reemplazaron los planos de tierra por SSF para cada capa, es decir, cada SSF es reflectiva a la frecuencia de operación de la capa correspondiente, mientras que resulta transparente a otras frecuencias.

Un diseño de tres capas utilizando SSF fue diseñado y fabricado en [98] para las bandas; Ku (12.5 y 14.25 GHz), Ka (20.4 y 30.2 GHz) con polarización lineal y circular respectivamente. La capa superior opera en la banda Ka y la capa inferior en la banda Ku. La capa intermedia es una SFF que sirve como tierra para los elementos de la banda Ka.

La polarización circular soportada por los elementos en la banda Ka es ortogonal (RHCP y LHCP), por lo que se requieren de dos antenas alimentadoras en dicha banda para la operación simultánea. El ángulo de desvío de los 4 haces es a 0°.

En forma de resumen, el desarrollo de arreglos reflectivos de doble banda ha sido de los más extensos, pero en general emplean alguna de las técnicas mencionadas

anteriormente (1 o más capas, 1 o más alimentadores, polarización ortogonal) [77], [78] [79] [80] [81]. En la Tabla 1.4 se citan algunos artículos de doble banda de frecuencia, haciendo mención de la relación entre frecuencias (R), número de capas empleadas, número de alimentadores (Alim), ángulo de desvío para cada frecuencia (θ_{r1}, θ_{r2}), nivel de lóbulos laterales (NLL), etc.

Tabla 1.4 Comparación entre distintos diseños de arreglo de doble haz

Art.	Frecuencias [GHz]		R	Capas	Alim	Ángulo de desvío [°]		NLL [dB]		Polarización
	f_1	f_2				f_2/f_1	θ_{r1}	θ_{r2}	f_1	
	[69]	11.7	13.7	1.17	1	2	0	0	19	18
[82]	12	19.5	1.62	2	2	20	20	13.65	8.47	Lineal
[71]	20	30	1.5	1	2	30	30	19	17	Circular ortogonal
[74]	20	30	1.5	1	2	25	25	22	22	Circular ortogonal
[75]	34.5	38.5	1.12	1	1	0	20	18.5	9.3	Circular
[77]	11.95	14	1.17	3	1	25	25	-	-	Lineal
[80]	10	20	2	1	2	15	15	21	20	Lineal o circular
[81]	9.7	19.2	1.98	1	2	0	0	15	18	Lineal ortogonal
[83]	16	35	2.18	2	1 ¹	0	0	11	20	Lineal o circular

Es de notarse que a excepción de [75] la dirección de desvío (θ_{r1}, θ_{r2}), en los artículos citados, apunta en la misma dirección, lo cual no presenta alguna ventaja frente a un reflector parabólico, ya que éste es capaz de operar en la banda ancha asumiendo que en todas las frecuencias el máximo del diagrama de radiación apunta en la misma dirección.

En la Tabla 1.5 se muestran algunas características de los arreglos reflectivos multi frecuencia, como el número de capas, número de alimentadores (Alim), relación

¹Suponiendo que la corneta cubre todo el ancho de banda de operación.

entre frecuencias, el tipo de polarización empleada, circular (C), circular ortogonal (C.O), Lineal (L), etc.

Tabla 1.5 Comparación de distintos diseños de arreglos de más de dos haces

Art.	Num. frec	Frecuencias [GHz]		R		Capas	Alim	Ángulo de desvío [°]		NLL [dB]		Pol.
		f_1	f_2	f_2/f_1	f_3/f_2			θ_{r1}	θ_{r2}	f_1	f_2	
		f_3	f_4	f_4/f_3				θ_{r3}	θ_{r4}	f_3	f_4	
[72]	3	1.6	20	12.5	1.5	2	2	30	30	-		C. O
		30						30				
[85]	3	7.1	8.4	1.18	3.8	1	2	25	25	-		C. O
		32						25				
[88]	3	700	1000	1.42	1.5	1	1*	20	0	10	18	L / C
		1500						50		9		
[99]	3	3.9	7.5	1.92	1.66	1	1	30	30	12	11.5	
		12.5						30		16		
[87]	4	12	13	1.08	1.07	1	1	10 ²		18	10	L / C
		14	15.5	1.11						16	16	
[100]	4	12.5	14	1.14	1.43	3	3	0	0	19	24	C.O.
		20	30	1.48				0	0	24	20	

Al igual que en el caso de dos frecuencias la mayoría de los diseños desvían la onda reflejada en la misma dirección para todas las frecuencias de operación.

² Para los planos $\varphi_r = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ y 315°

1.9 Arreglos reflectivos reconfigurables.

Para obtener un patrón de radiación dinámico, la distribución de fase en la apertura del arreglo reflectivo debe ajustarse de acuerdo con la dirección en la que será desviado el haz principal, es decir, debe satisfacer (1.2).

En (1.2) existen dos términos que corresponden a la fase de la onda electromagnética, uno referente al retardo espacial de fase y el segundo término es la fase de reflexión del elemento en la superficie del arreglo. Dado que en un arreglo reflectivo se pueden controlar estos dos componentes de forma indistinta, existen dos diferentes enfoques para la reconfiguración del haz principal en un arreglo reflectivo (ajuste de alimentación y ajuste de fase en la apertura).

1.9.1 Ajuste de alimentación

En la técnica de ajuste de alimentación, la fase en la que se tiene control es en la de llegada a los elementos del arreglo, esto se logra mediante el movimiento de la corneta de alimentación, dicho movimiento puede ser en forma lateral o en forma envolvente (Fig. 1.20).

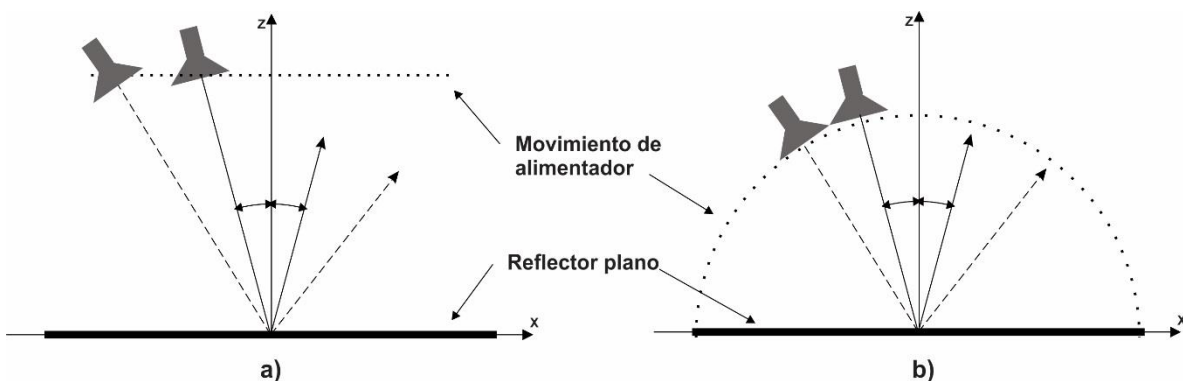


Figura 1.20 a) Desplazamiento de alimentador a) lineal y b) circular.

En general la alimentación móvil proporciona una cobertura de exploración continua, pero el ángulo de desvío está limitado al tamaño de la apertura del arreglo, además de que la ganancia del arreglo no es constante debido a que la fase del

coeficiente de reflexión que proporcionan los elementos del arreglo está optimizada a una posición fija del alimentador, lo que produce una reducción progresiva de la ganancia conforme el alimentador se mueve.

La velocidad de exploración del haz resulta lenta debido al movimiento mecánico de la alimentación. Existen algunos diseños de arreglos reflectivos que emplean esta técnica [101-103], aunque no han tenido un impacto muy notable debido a las desventajas mencionadas anteriormente.

En [104] se optimizó, fabricó y midió un arreglo reflectivo de polarización circular con un total de 16 x16 elementos tipo parche rectangular, con un periodo de celda unitaria de 12.5 mm, empleando un movimiento circular del alimentador. El arreglo opera a una frecuencia de 12 GHz y se obtuvo un escaneo del haz principal de -45° a 45° con pérdidas máximas de 1.7 dB en todo el rango de exploración del haz.

Otra técnica que modifica la fase espacial de la onda incidente es presentada en [105], donde en lugar de mover la antena alimentadora se mueve individualmente cada elemento del arreglo, logrando una distancia mayor o menor al centro de fase de la corneta. Tomando como referencia el sistema mostrado en la Figura 1.21 el movimiento del elemento se realizó de forma manual a lo largo del eje z.

Un prototipo con 408 elementos distribuidos en una apertura circular de 52.8 cm de diámetro fue fabricado y medido, teniendo un control de fase de 324° , el arreglo está diseñado para una frecuencia central de 4.8 GHz con una relación $f/D = 1.3$. Los ángulos de desvío van de -60° a 60° .

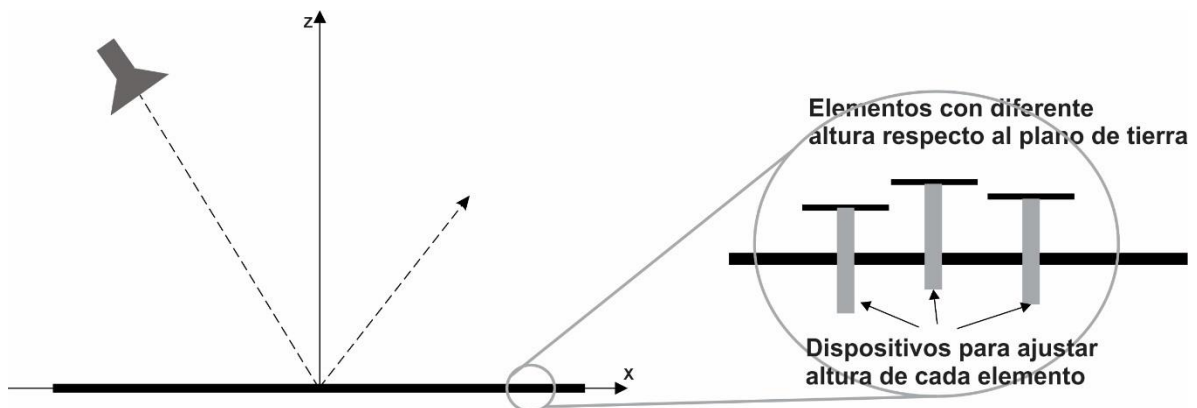


Figura 1.21 Elementos con desplazamiento de altura variable.

1.9.2 Ajuste de fase en la apertura.

El ajuste de fase empleando esta técnica consiste en dejar la alimentación fija y controlar la fase de la onda reflejada en los elementos radiadores de la apertura del arreglo, como se mencionó anteriormente existen 3 principales métodos (líneas de retardo, tamaño variable y rotación variable). Por lo que mediante la implementación de la tecnología actual se busca modificar algunos de los parámetros de los elementos para obtener el cambio de fase deseado.

Las tecnologías utilizadas más empleadas hasta el momento en arreglos reflectivos reconfigurables son el uso de micromotores [106-107], diodos PIN [108] y MEMS [109]

1.9.3 Rotación mecánica

Mediante el giro mecánico de micromotores es posible emplear la técnica de rotación de elementos, logrando un rango de fase completo (360°), los micromotores suelen colocarse debajo de cada elemento y mediante un control de software/hardware tener control total sobre la dirección de desvío del haz principal, la velocidad de exploración depende del tiempo de ajuste del giro mecánico realizado por los motores.

Los resultados experimentales se demostraron en [106] para un pequeño prototipo, logrando 10° de exploración de haz. Posteriormente se demostró en [110] un arreglo de 15×15 elementos que funciona a 8.4 GHz, utilizando elementos de anillo dividido concéntricos duales provisto con micromotores. Este diseño logró reconfiguración con baja polarización cruzada y baja pérdida de elementos.

La misma idea fue plasmada en [111] donde un total de 756 micro motores fueron integrados a un arreglo reflectivo de polarización circular, el tiempo de ajuste en la exploración de haz es de 0.35 segundos logrando ángulos de exploración de $\pm 60^\circ$ con pérdidas de 3.7 dB.

1.9.4 Dispositivos electrónicos

La implementación de dispositivos electrónicos en la reconfiguración de fase en arreglos reflectivos proporciona la mayor velocidad de escaneo del haz principal y, por lo tanto, es un tema de gran interés. Gracias a los recientes avances en miniaturización de semiconductores varios dispositivos electrónicos son comercialmente compatibles en la integración de los arreglos reflectivos.

El diodo PIN es un dispositivo semiconductor que puede comportarse como interruptor, es decir, en circuito abierto o corto, esto es logrado mediante el control de corriente directa en las terminales del diodo. Esta tecnología usualmente ha sido utilizada en elementos de líneas de retardo y rotación variable [112].

Una gran variedad de arreglos reconfigurables se ha desarrollado empleando diodos PIN para elementos con líneas de retardo [113], [114] donde la idea general es colocar el diodo en la línea de retardo de fase del elemento y de esta forma permite que la señal incidente viaje a través de una sección más corta de la línea de transmisión si el diodo actúa como un circuito abierto, o viajar a través de un camino más largo si el diodo actúa como un corto circuito, en la Figura 1.20 se ejemplifica lo escrito anteriormente.

En la literatura suele nombrarse con número de bits, a los arreglos reflectivos reconfigurables cuyos elementos proporcionan distintos cambios de fase, donde la expresión que da el número estados de fase de acuerdo al número de bits:

$$\text{Estados de fase} = 2^n \quad 1.3$$

Donde n es el número de bits del elemento.

Entre más diodos PIN contenga el elemento radiador más combinaciones distintas de fase puede proporcionar, pero debido a que cada diodo es un gasto económico que se va sumando al arreglo reconfigurable final se han empleado técnicas que permiten la disminución de diodos empleando la técnica de agrupar en parejas los elementos y así reducir a la mitad el número de diodos utilizados (Fig. 1.22).

En [116] un arreglo reconfigurable de 1600 elementos es presentado, fabricado y medido para las bandas X y Ku (11.1 y 14.3 GHz). Los 1600 elementos se encuentran distribuidos en cinco capas de 8 x 40 elementos, el control de fase se lleva a cabo por medio de un FPGA que controla un diodo PIN de cada elemento, las ganancias máximas medidas y eficiencia de apertura fueron 29.3 dBi y 21.6% a 11.1 GHz, y 30.8 dBi y 18.1% a 14.3 GHz, respectivamente

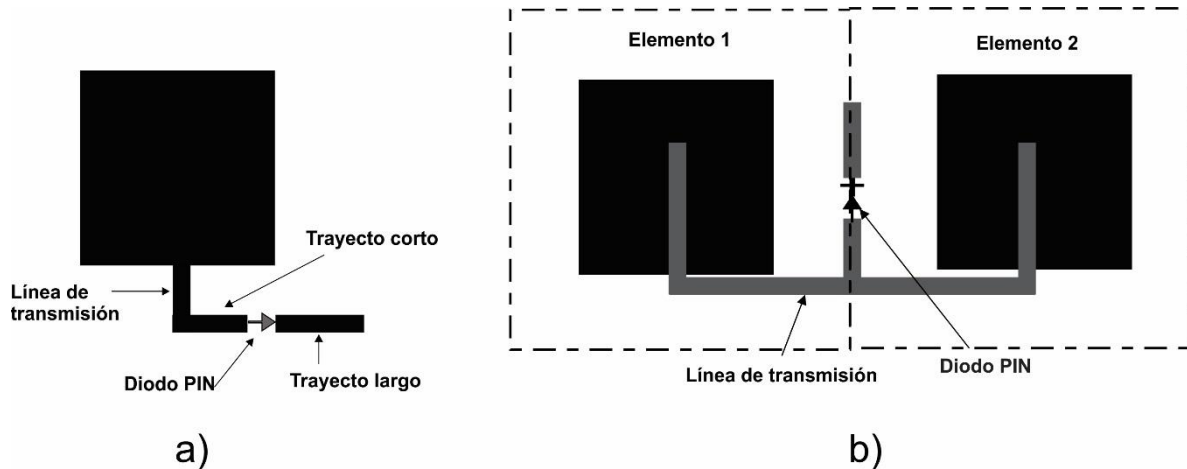


Figura 1.22 a) Diodo PIN integrados en líneas de retardo de fase a) un elemento con un diodo, b) dos elementos con un diodo.

Otra aplicación interesante de los diodos PIN es en la rotación de elementos, que se propuso inicialmente en [112] donde la sincronización apagado/encendido de los diodos simulan una rotación mecánica del elemento [117-119]. En la Figura 1.23 se muestra una ejemplificación de un giro de 45° producido en un anillo con diodos PIN. El concepto fue validado experimentalmente utilizando anillos ranurados [117] y anillos con stubs [119]

EL concepto es el mismo que el utilizado en las líneas de retardo con el inconveniente que en este caso el número de diodos utilizado es mayor debido a la simetría que debe guardar la rotación del elemento.

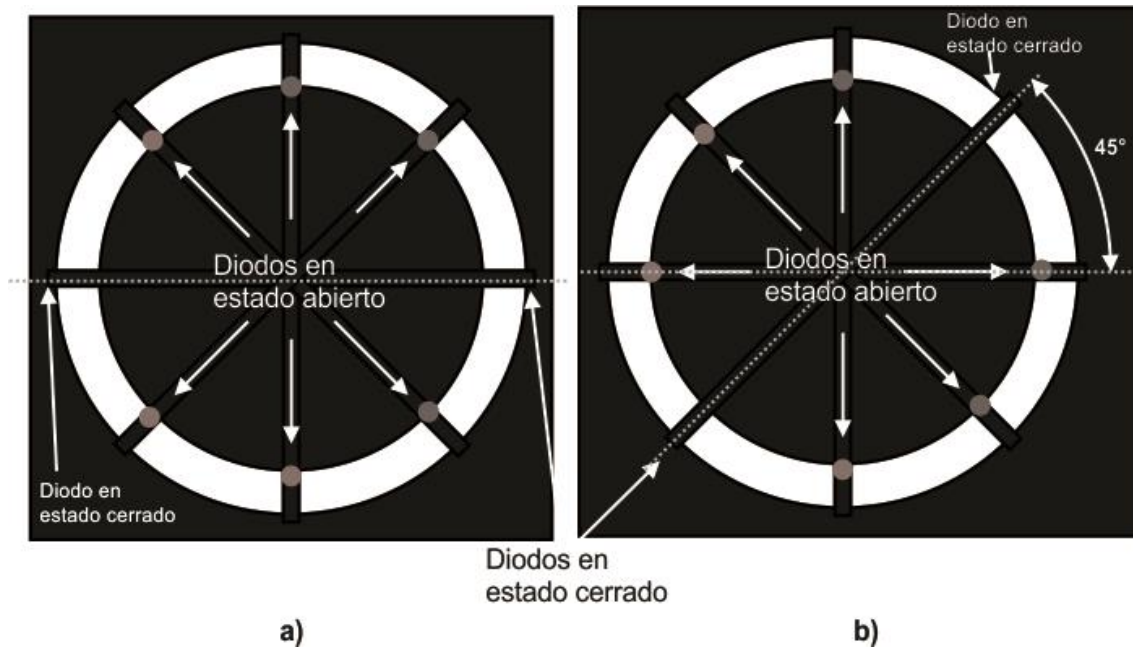


Figura 1.23 a) Diodos PIN sincronizados en su estado encendido/apagado simulando un giro de a) 0° y b) 45°

1.9.5 Conmutadores MEMS

El objetivo de los interruptores, basados en integración de microsistemas electro-mecánicos (MEMS) básicamente es el mismo que el de los diodos PIN, proporcionar un estado de circuito abierto o cerrado mediante el movimiento de una membrana metálica.

El proceso de integración en arreglos reflectivos resulta ser más fácil que los diodos, ya que puede hacerse mediante tecnología monolítica, lo que resulta conveniente para una integración masiva de los conmutadores.

Se han propuesto varios diseños de elementos de arreglo reflectivo, para el control dinámico de la fase del coeficiente de reflexión, utilizando conmutadores MEMS [120-125].

También se ha demostrado [124] una antena de arreglo reflectivo de polarización circular de doble banda que utiliza un anillo para cada banda, activada con seis interruptores RF MEMS por anillo. Este diseño utiliza la técnica de rotación de

elementos para la polarización circular y proporciona un interruptor de haz independiente en las bandas K y Ka. Sin embargo, los resultados experimentales solo se dieron para estados MEMS estáticos (congelados).

Un prototipo de arreglo reflectivo MEMS funcional se mostró en [123] utilizando elementos de parche de microcinta que funciona a 26.5 GHz. Este arreglo consta de 100 elementos está integrados monolíticamente con 90 interruptores MEMS. Los interruptores MEMS proporcionan solo dos estados, correspondientes a un haz lateral y un haz desviado $\theta_r = 40^\circ$

Si bien la integración de conmutadores MEMS en arreglos reflectivos resulta atractiva, hasta el momento no se han podido integrar masivamente para la exploración dinámica del haz principal de un arreglo reflectivo.

Conclusiones

Los arreglos reflectivos muestran la desventaja de un reducido ancho de banda, con respecto a reflectores parabólicos, pero tienen la ventaja de ser más ligeros, tener bajo costo de fabricación y reconfigurar el lóbulo principal del diagrama de radiación.

El control de fase en el coeficiente de reflexión se lleva a cabo de forma individual en cada elemento que conforma un arreglo reflectivo, con lo cual es posible formar un frente de onda plano, y así dirigir el haz principal en la dirección deseada.

La gran mayoría de los arreglos reflectivos diseñados para trabajar en distintas bandas y/o frecuencias operan para polarizaciones ortogonales, con lo que es necesario agregar una o varias cornetas de alimentación para su operación simultánea lo que incrementa su costo, peso y volumen.

En los diseños en donde se tiene una sola corneta de alimentación con polarización ortogonal el funcionamiento simultáneo resulta imposible, ya que es necesario el ajuste de polarización ortogonal de la fuente de alimentación.

Los casos en los que se tiene una sola polarización de trabajo para las bandas de operación, los haces reflejados apuntan en la misma dirección, cosa que en aplicaciones reales no necesariamente es así, es decir, se necesita apuntar en direcciones diferentes simultáneamente.

Los pocos casos donde los haces son desviados en direcciones distintas manteniendo el mismo sentido de polarización se observa una iteración mutua entre los elementos, lo que ocasiona un incremento en el nivel de los lóbulos laterales y/o polarización cruzada.

Para lograr que los arreglos reflectivos multifrecuencia sigan siendo de bajo peso y reducido costo es necesario seguir manteniendo la arquitectura clásica, es decir, que sean alimentados por una sola fuente de alimentación. Lo que implica tener una pequeña relación de frecuencias $R < 1.2$, asumiendo el mismo sentido de polarización.

El desvío de la onda incidente, en distintas direcciones, también es otra ventaja que presentan los arreglos reflectivos en comparación con los reflectores parabólicos. En la gran mayoría de la literatura se ha encontrado que el escaneo o desvío de la onda incidente ha sido para bajos ángulos de desvío $\theta_r < 30^\circ$, generalmente en forma especular a la configuración "offset" del arreglo, por lo cual es deseable tener arreglos capaces de lograr grandes ángulos de desvío asumiendo pequeñas pérdidas de escaneo.

Los anillos ranurados proporcionan un cambio de fase de 360° , para arreglos alimentados con una onda polarizada circularmente, por lo que dichos elementos serán la base de los arreglos a diseñar. El propósito es el obtener arreglos reflectivos de una sola capa, que combatan las deficiencias de un amplio sector de escaneo, amplio ancho de banda y múltiples haces en distintas direcciones para frecuencias cercanas $R < 1.2$.

Bibliografía

- [1] IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas, *IEEE Std 145- 2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, 2014.
- [2] M. H. Jamaluddin et al., «Design, fabrication and characterization of a dielectric resonator antenna reflectarray in Ka-band,» *Prog. Electromagn.*, vol. 25, pp. 261-275, Sep. 2010.
- [3] M. Abd-Elhady, W. Hong, and Y. Zhang, «A Ka-band reflectarray implemented with a single-layer perforated dielectric substrate,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 600-603, 2012.
- [4] S. Zhang, «Three-dimensional printed millimetrewave dielectric resonator reflectarray,» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 11, nº 14, pp. 2005-2009, 2017.
- [5] Meng Da Wu , Student, Bin Li ,..., and Xin Lv, «Design and Measurement of a 220 GHz Wideband 3-D Printed Dielectric Reflectarray,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, nº 11, pp. 2094-2098, Nov. 2018.
- [6] M. Yi, W. Lee, Y. J. Yoon, and J. So, «Non-resonant conductor reflectarray element for linear reflection phase,» *Electron. Letters*, vol. 51, nº 9, pp. 669-671, April 2015.
- [7] W. W. An, S. S. Xu, and F. F. Yang, «A metal-only reflectarray antenna using slot-type elements,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1553-1556, 2014.
- [8] D.G. Berry, R. G. Malech, W. A. Kennedy, «The Reflectarray Antenna,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP 11, pp. 645-651, Nov. 1963.
- [9] J. Huang, «Microstrip reflectarray,» *in Antennas Propag. Soc. Symp. Dig.*, pp. 612-615., 1991.
- [10] B. Munk, *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, New York: Wiley-Interscience, 1999.
- [11] Encinar, José A; Huang ,John, «Reflectarray Antennas,» 1a Ed. Canada, A John Wiley & Sons, 2008, p. 34.
- [12] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and R. Pokuls, «A shaped-beam microstrip patch reflectarray,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, nº 7, p. 1167–1173, July 1999.
- [13] Q. Y. Li, Y. C. Jiao, and G. Zhao, «novel microstrip rectangular patch ring-combination reflectarray element and its application,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1119-1122, 2009.
- [14] A. M. Abbosh, «Design of dual-band microstrip reflectarray using single layer multiresonance double cross elements,» *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 13, pp. 67-74, 2010.
- [15] Q.Wang, Z. Shao, P. Li, L. Li, and Y. Cheng, «A dual polarization, broadband millimeter-wave reflectarray using modified cross loop element,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, nº 2, pp. 287-293, 2014.
- [16] X. Zhong, L. Chen, Y. Shi, and X. W. Shi, «Single-layer broadband circularly polarized reflectarray with subwavelength double-ring elements,» *Electromagnetics*, vol. 35, nº 4, pp. 217-226, May 2015.
- [17] N. Misran, R. Cahill, and V. Fusco, «Design optimization of ring elements for broadband reflectarray antennas,» *Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, nº 6, pp. 440-444, Dec. 2003.
- [18] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, and G. Perez-Palomino, «Dual polarisation reflectarray made of cells with two orthogonal sets of parallel dipoles for bandwidth and cross-polarisation improvement,» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 8, nº 15, pp. 389-1397, 2014.

- [19] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, and G. Toso, «Reflectarray antennas for dual polarization and broadband telecom satellite applications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, nº 4, pp. 1234-1246, 2015.
- [20] M. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, «Dual-band Ka/X reflectarray with broadband loop elements,» *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 4, nº 2, pp. 225-231,, 2010.
- [21] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, «A broadband microstrip reflectarray using sub-wavelength patch elements,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI'09)*, pp. 1-5, Charleston, South Carolina, June 2009.
- [22] M. H. Dahir, M. H. L. Jamaluddin, M. I. Abbasi, and M. R. KAMARUDIN, «A Review of Wideband Reflectarray Antennas for 5G Communication Systems,» *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17803-17815, Sep. 2017.
- [23] J. N. Zhao et al, «A novel Ku/Ka dual-band reflectarray antenna with arbitrary polarization,» in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, p. 2053–2054, San Diego, CA, USA, Jul. 2017.
- [24] R. D. Javor, X. Wu, and K. Chang, «Design and performance of a microstrip reflectarray,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 43, nº 9, pp. 932-939, Sept. 1995.
- [25] D. C. Chang and M. C. Huang, «Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, nº 8, pp. 829-834, Aug. 1995.
- [26] D.M. Pozar, and T.A. Metzler, «Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of variable Size,» *Electronics Letters*, pp. 657-658, April 1993.
- [27] M. E. Bialkowski and K. H. Sayidmarie, «Investigations into phase characteristics of a single-layer reflectarray employing patch or ring elements of variable size,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 56, nº 11, pp. 3366-3372, Nov. 2008.
- [28] A. Fox, «An adjustable wave-guide phase changer,» *Proceedings of IRE PIRE*, vol. 35, nº 12, pp. 1489-1498, Dec. 1947.
- [29] J. Huang and R. J. Pogorzelski, «A Ka-Band Microstrip Reflectarray with Elements Having Variable Rotation Angles,» *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 46, nº 5, pp. 650-656, May. 1998.
- [30] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, «The analogy between offset configurations of parabolic reflectors and reflectarrays,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vancouver, Canada, July 2015.
- [31] D.-C. Chang and M.-C. Huang, «Microstrip reflectarray antenna with offset feed,» *Electron. Lett.*, vol. 28, nº 16, pp. 1489-1491, July 1992.
- [32] D. M. Pozar, «Bandwidth of Reflectarrays,» *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1490-1491, Oct. 2003.
- [33] J. Huang, «Bandwidth Study of Microstrip Reflectarray and a Novel Phased Reflectarray Concept,» de *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Newport Beach, CA, June 18-23, 1995.
- [34] J. A. Encinar, «Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1403-1410, Oct. 2001.
- [35] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, « "Broadband design of three - layer printed reflectarrays,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation.*, vol. 51, p. 1662 –1664, July 2003.
- [36] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, «Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches with Slots and Lines of Variable Length,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, nº 3, pp. 820-825, March 2007.
- [37] D. M. Pozar, «Wideband reflectarrays using artificial impedance surfaces,» *Electron. Lett.*, vol. 43, nº 3, p. 148–149, Feb. 2007.

- [38] F. Venneri, S. Costanzo, and G. Di Massa, «Bandwidth behavior of closely spaced aperture-coupled reflectarrays,» *Int. J. Antennas Propag.*, n° Art. no. 846017, June 2012.
- [39] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, «Broadband reflectarray antennas using double-layer subwavelength patch elements,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 1139-1142, 2010.
- [40] C. Tian, Y. C. Jiao, and W. L. Liang, «A broadband reflectarray using Phoenix unit cell,» *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 50, pp. 67-72, Nov. 2014.
- [41] H. Li, B. Z. Wang, and W. Shao, «Novel broadband reflectarray antenna with compound-cross-loop elements for millimeter-wave application,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 21, n° 10, pp. 333-1340,, Jan 2007.
- [42] J. J. Zhao, S. X. Gong, Y. X. Xu, and L. S. Ren, «Design of a broadband reflectarray using meander-shaped elements,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, n° 2, pp. 500-503, Feb. 2012.
- [43] R. H. Li, L. Chen, X. T. Gu, and X.W. Shi, «A novel element for broadband reflectarray antennas,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 25, n° 11-12, pp. 1554-1563, jan. 2011.
- [44] L. Li et al., «Novel broadband planar reflectarray with parasitic dipoles for wireless communication applications,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 881-885, 2009.
- [45] W. W. Wu, S. W. Qu, and X. Q. Zhang, «Single-layer reflectarray with novel elements for wideband applications,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, n° 4, pp. 950-954, April 2014.
- [46] J. H. Yoon, Y. J. Yoon, W. S. Lee, and J. H. So, «Broadband microstrip reflectarray with five parallel dipole elements,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1109-112, 2015.
- [47] I. Derafshi, N. Komjani, and M. Mohammadirad, «A single-layer broadband reflectarray antenna by using quasi-spiral phase delay line,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 84-87, 2015.
- [48] S. F. Qotolo, H. R. Hassani, and M. N. Moghadasi, «A novel broadband reflectarray antenna with lattice stubs on square element for Ku-band application,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, n° 11, pp. 2699-2702, Nov. 2015.
- [49] F. Venneri, S. Costanzo, G. Di Massa, and G. Amendola, «Aperture-coupled reflectarrays with enhanced bandwidth features,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 22, n° 11-12, pp. 1527-1537, Jan. 2008.
- [50] G. Zhao, Y.-C. Jiao, F. Zhang, and F.-S. Zhang, «A subwavelength element for broadband circularly polarized reflectarrays,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, p. 330-333, 2010.
- [51] S. M. A. M. H. Abadi and N. Behdad, «Broadband true-time-delay circularly polarized reflectarray with linearly polarized feed,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 11, p. 4891-4896, Nov 2016.
- [52] L. Zhang, S. Gao, Q. Luo, and W. T. Li, «Single-layer wideband circularly polarized high-efficiency reflectarray for satellite communications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 9, pp. 4529-4538,, Sep. 2017.
- [53] M. Y. Zhao, G. Q. Zhang, X. Lei, J. M. Wu, and J. Y. Shang, «Design of new single layer multiple-resonance broadband circularly polarized reflectarrays,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, p. 356-359, 2013.
- [54] W. Guo , G. Wang, K. Liu , Y. Zhuang , and Q. Ge, «Design of Single-Layered Ultrawideband High-Efficiency Circularly Polarized Reflectarray,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, n° 8, pp. 1386-1390, Aug. 2018.

- [55] Qiang Gao, Junhong Wang, Yujian Li, and Zheng Li, «A Multiresonant Element for Bandwidth Enhancement of Circularly Polarized Reflectarray Antennas,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, n° 5, pp. 727-730, May 2018.
- [56] M. E. Cooley, and D. Davis, *Reflector antennas in Radar Handbook-*, 3rd Edn, McGraw Hill, 2008.
- [57] A. W. Rudge and N. A. Adatia, «Offset-Parabolic-Reflector Antennas: A Review,» *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 1592-1623, Dec. 1978.
- [58] Manuel Arrebola, Leandro de Haro and Jose A. Encina, «Analysis of Dual-Reflector Antennas with a Reflectarray as Subreflector,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, n° 6, pp. 39-51, Dec. 2008.
- [59] Woosang Lee and Young Joong Yoon, «A Broadband Dual-Metallic-Reflectarray Antenna for Millimeter-Wave Applications,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 856-859, 2017.
- [60] Harish Rajagopalan, Shenheng Xu, and Yahya Rahmat-Samii, «Experimental Demonstration of Reflectarrays Acting as Conic Section Subreflectors in a Dual Reflector System,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 11, pp. 5475--5484, Nov. 2013.
- [61] B. Khayatian, Y. Rahmat-Samii, and J. Huang, «Radiation Characteristics of Reflectarray Antennas: Methodology and Applications to Dual Configurations,» de *First European Conference on Antennas and Propagation EuCAP*, Nice, France, Nov. 2006.
- [62] R. Leberer and W. Menzel, «A Dual Planar Reflectarray with Synthesized Phase and Amplitude Distribution,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 3534-3539, Nov. 2005.
- [63] Ji Hwan Yoon, Young Joong Yoon, Woo-sang Lee and Joon-ho So, «Axially symmetric dual-reflectarray antennas,» *Electronics Letters*, vol. 50, n° 13, p. 908–910, June 2014.
- [64] T. S. Chu, «Polarization properties of offset dual-reflector antennas,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, n° 12, p. 1753–1756, Dec. 1991.
- [65] Pei Zheng, Bing Hu, Shenheng Xu, and Houjun Sun, «A W-Band High-Aperture-Efficiency Multipolarized Monopulse Cassegrain Antenna Fed by Phased Microstrip Patch Quad,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1609-1613, 2017.
- [66] Jianing Zhao, Hao Li, ..., and Qiao Liu, «A Compact Ka-Band Monopulse Cassegrain Antenna Based on Reflectarray Elements,» *IEEE Antennas Wireless Propag.*, vol. 17, n° 2, pp. 193-196, Feb. 2018.
- [67] Eduardo Martinez-de-Rioja, Jose A. Encinar, ..., and Carolina Tienda Herrero, «Bifocal Design Procedure for Dual-Reflectarray Antennas in Offset Configurations,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, n° 8, pp. 1421-1425, Aug. 2018.
- [68] Bahman Mohammadi, Javad Nourinia, ..., and Hossein Mardani, «Enhanced Reflectarray Antenna Using Elements With Reduced Reflection Phase Sensitivity,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, n° 7, pp. 1334-1338, July 2018.
- [69] Lu Guo, Peng-Khiang Tan, and Tan-Huat Chio, «Single-Layered Broadband Dual-Band Reflectarray With Linear Orthogonal Polarizations,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 9, pp. 4064-4068, SEPTEMBER 2016.
- [70] J. Shaker, M. R. Chaharmir, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, «Reflectarray research at the communications centre Canada,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 50,, vol. 50, n° 4, pp. 31-52, August 2008.
- [71] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, «Design, manufacturing, and testing of a 20/30-GHz dual-band circularly polarized reflectarray antenna,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1480-1483, 2013.

- [72] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, et. al, «An FSS-backed 20/30 GHz circularly polarized reflectarray for a shared aperture L- and Ka-band satellite communication antenna,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, nº 2, pp. 661-668, Feb. 2014.
- [73] Geng-Bo Wu , Shi-Wei Qu , Senior , Yu-Xin Wang, and Shiwen Yang, «Nonuniform FSS-Backed Reflectarray With Synthesized Phase and Amplitude Distribution,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, nº 12, pp. 6883-6892, Dec. 2018.
- [74] R. Deng, Y. Mao, S. Xu, and F. Yang, «A single layer dual band circularly polarized reflectarray with high aperture efficiency,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, nº 7, p. 4189-4193, July. 2015.
- [75] J. A. Ortiz-Fuentes, J.Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and Alexander E. Martynyuk, «Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 952-955, 2017.
- [76] R. Deng, F. Yang, S. Xu, and M. Li, «Design of a dual-frequency broadband reflectarray using triple resonance elements,» *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 2169-2170, 2015.
- [77] J. A. Encinar, M. Arrebola, L. F. de la Fuente, and G. Toso, «A Transmit-recvie reflectarray antenna for direct broadcast satellite applications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, nº 9, p. 255-3264, Sept. 2011.
- [78] Z. H. Zarghani and Z. Atlasbaf, «A new broadband single-layer dual-band reflectarray antenna in X- and Ku-bands,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 602-605, 2015.
- [79] R. S. Malfajani and Z. Atlasbaf, «Design and implementation of a dual-band single layer reflectarray in X and K bands,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, nº 8, pp. 67-74, 2014.
- [80] R. Deng, S. Xu, F. Yang, and M. Li, «Single-layer dual-band reflectarray antennas with wide frequency ratios and high aperture efficiencies using Phoenix elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, nº 2, p. 612-622, February 2017.
- [81] R. Shamsaee Malfajani and B. Abbasi Arand, «Dual-Band Orthogonally Polarized Single-Layer Reflectarray Antenna,» *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 65, nº 11, pp. 6145-6150, Nov. 2017.
- [82] E. Martinez-de-Rioja, J. A. Encinar, M. Barba, R.Florencio, R. R. Boix, and V. Losada, «Dual Polarized Reflectarray Transmit Antenna for Operation in Ku- and Ka-Bands With Independent Feeds,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, nº 6, pp. 3241-32-46, june 2017.
- [83] Jianing Zhao, Tianming Li,...,and Qiao Liu, «A Low-Mutual Coupling Dual-Band Dual-Reflectarray Antenna With the Potentiality of Arbitrary Polarizations,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 3224--3227, 2017.
- [84] K. Mayumi, H.Deguchi, and M.Tsuji, «Wideband single-layer microstrip reflectarray based on multiple resonance behavior,» *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, July 2008.
- [85] F. Yang, Y. Kim, J. Huang, and A. Z. Elsherbeni, «A single layer reflectarray antenna for C/X/Ka bands applications,» in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, nº DigestHonolulu, p. 5307-5310, Jun. 2007.
- [86] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and J. Huang, «Experimental demonstration of a single layer tri-band circularly polarized reflectarray,» de *Society International Symposium Digest*, Toronto Canada, Jul. 2010.
- [87] Hamed Hasani, Custódio Peixeiro, Anja K. Skrivervik, and Julien Perruisseau-Carrier, «Single-Layer Quad-Band Printed Reflectarray Antenna with Dual Linear Polarization,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, nº 12, pp. 5522-5528, Dec. 2015.

- [88] Hamed Hasani, Michele Tamagnone,..., and Julien Perruisseau-Carrier, «Tri-Band, Polarization-Independent Reflectarray at Terahertz Frequencies: Design, Fabrication, and Measurement,» *IEEE Transactions On Terahertz Science And Technology*, vol. 6, n° 2, pp. 268-277, March 2016.
- [89] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, «Design of a single-feed quad-beam reflectarray antenna,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 60, n° 2, pp. 1166-1171, Feb. 2012.
- [90] Majid Karimipour and Nader Komjani, «Holographic-Inspired Multibeam Reflectarray With Linear Polarization,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 66, n° 6, pp. 2870-2882, June 2018.
- [91] Majid Karimipour and Nader Komjani, «Realization of Multiple Concurrent Beams With Independent Circular Polarizations by Holographic Reflectarray,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 66, n° 9, pp. 46-27-4640, Sept. 2018.
- [92] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, «Single-feed multi-beam reflectarray antennas,» de *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, Canada, July 2010.
- [93] H. Chulmin, C. Rodenbeck, J. Huang, et al, «A C/ka dual frequency dual Layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 52, n° 11, p. 2871–2876, Nov. 2004.
- [94] D. I. Wu, R. C. Hall, and J. Huang, «Dual-frequency microstrip reflectarray,» *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, p. 2128–2131, July 1995.
- [95] S. Oh J. Lee, J. Huang, and K., «A six-band reflectarray antenna,» de *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, July 2008.
- [96] R. Orr et al., «Circular polarization frequency selective surface operating in ku and Ka band,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, n° 11, p. 5194–5197, Nov. 2015.
- [97] J. Shaker, R. Chaharmir, and H. Legay, «Investigation of FSS-backed reflectarray using different classes of cell elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 56, n° 12, p. 3700–3706, Dec. 2008.
- [98] Ruyuan Deng , Shenheng Xu , Fan Yang , and Maokun Li, «An FSS-Backed Ku/Ka Quad-Band Reflectarray Antenna for Satellite Communications,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 66, n° 8, pp. 4353-4358, Aug. 2018.
- [99] M. Borgese, F. Costa, S. Genovesi and A. Monorchio, «An Iterative Design Procedure for Multiband Single-Layer Reflectarrays: Design and Experimental Validation,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 9, pp. 4595-4606, Sept. 2017.
- [100] R. Deng, S. Xu, F. Yang , and M. Li, «An FSS-Backed Ku/Ka Quad-Band Reflectarray Antenna for Satellite Communications,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 66, n° 8, pp. 4353-4358, Aug. 2018.
- [101] S. J. Blank and W. A. Imbriale, «Array feed synthesis for correction of reflector distortion and vernierbeamsteering,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 36, n° 10, pp. 1351-1358, Oct. 1998.
- [102] Y. Rahmat-Samii, «Array feeds for reflector surface distortion compensation: concepts and implementation,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 32, n° 4, pp. 20-26, Aug. 1990.
- [103] B. Saka and E. Yazgan, «Pattern optimization of a reflector antenna with planar-array feeds and cluster feeds,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 45, n° 1, pp. 92-97, January 1997.
- [104] Geng-Bo Wu , Shi-Wei Qu ,and Shiwen Yang , «Wide-Angle Beam-Scanning Reflectarray With Mechanical Steering,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 66, n° 1, pp. 172-181, January 2018.

- [105] X. Yang, S. Xu, F. Yang, ..., and Lei Liu, «A Mechanically Reconfigurable Reflectarray With Slotted Patches of Tunable Height,» *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 17, n° 4, pp. 555-558, April 2018.
- [106] V. F. Fusco, «Mechanical beam scanning reflectarray,» *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, n° 11, pp. 3842-3844, Nov. 2005.
- [107] Alexander E. Martynyuk, Jose I. Martinez Lopez, Jorge Rodriguez Cuevas, and Yuriy K. Sydoruk, «Wideband Reflective Array Based on Loaded Metal Rings,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 573-576, 2008.
- [108] E. Carrasco, M. Barba, and J. Encinar, «X-band reflectarray antenna with switching-beam using pin diodes and gathered elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 12, p. 5700-5708, 2012.
- [109] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard, «antenna with MEMS controls,» in *Proc. 2003 IEEE Int. Symp. Phased Array Syst. Tech., A steerable reflectarray*, pp. 494-499, 2003.
- [110] X. Yang, «Design of a circularly polarized reconfigurable reflectarray using micromotors,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Canada, July 2015.
- [111] Xue Yang, Shenheng Xu, ..., and Lei Liu, «A Broadband High-Efficiency Reconfigurable Reflectarray Antenna Using Mechanically Rotational Elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 8, pp. 3959-3966, Aug. 2017.
- [112] H. R. Phelan, «Spiraphase reflectarray for multitarget radar,» *Microwave Journal.*, vol. 20, p. 67, 1977.
- [113] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, «60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single bit phase shifters,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 7, pp. 2524-2531, 2011.
- [114] S. Montori, F. Cacciamani, R. Gatti, E. Carrasco, M. Barba, J. Encinar, and R. Sorrentino, «Wideband dual-polarization reconfigurable elementary cell for electronic steerable reflectarray at Ku-band,» *Proc. 2010 Europ. Conf. Antennas Propag. (EuCAP2010)*, 2010.
- [115] B. Wu, A. Sutinjo, M. E. Potter, and M. Okoniewski, «On the selection of the number of bits to control a dynamic digital MEMS reflectarray,» *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, vol. 7, pp. 183-186, 2008.
- [116] F. Y. X. C. S. X. J. X. C. M. L. a. T. L. H. Yang, «A 1600-Element Dual-Frequency Electronically Reconfigurable Reflectarray at X/Ku-Band,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 65, n° 6, pp. 3024-3032, June 2017.
- [117] A. E. Martynyuk, A. G. Martinez-Lopez, and J. Rodriguez-Cuevas, «Spiraphase-type element with optimal transformation of switch impedances,» *Electron. Lett.*, Vol. 46, vol. 46, n° 10, pp. 673-675, May 2010.
- [118] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, «Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, n° 1, pp. 142-153, 2004.
- [119] J. Rodriguez-Zamudio, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and A. E. Martynyuk, «Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 4, p. 1821-1830, Apr. 2012..
- [120] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, and H. Legay, «Minimization of MEMS breakdowns effects on the radiation of a MEMS based reconfigurable reflectarray,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, n° 7, p. 2281-2287, 2010.
- [121] H. Rajagopalan, Y. Rahmat-Samii, and W. Imbriale, «RF MEMS actuated reconfigurable reflectarray patch-slot element,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 12, p. 3689-3699, 2008.

- [122] E. Carrasco, M. Barba, B. Reig, C. Dieppedale, and J. Encinar, «Characterization of a reflectarray gathered element with electronic control using ohmic RF MEMS and patches aperture-coupled to a delay line,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 60, nº 9, p. 4190–4201, 2012.
- [123] O. Bayraktar, O. Civi, and T. Akin, «Beam switching reflectarray monolithically integrated with RF MEMS switches,» *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 60, nº 2, p. 854–862, 2012.
- [124] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. Civi, «Proof of concept of a dual-band circularly polarized RF MEMS beam-switching reflectarray,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, nº 11, p. 5451–5455, 2012.
- [125] J. Perruisseau-Carrier and A. K. Skrivervik, «Monolithic MEMS-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360° phase range,» *IEEE Antennas and Wireless Propag Letters*, vol. 7, p. 138–141, 2008.

Capítulo 2 Arreglo Reflectivo con un amplio sector de escaneo

2.1 Introducción

En este capítulo se presenta el proceso realizado en la optimización del arreglo reflectivo, basado en anillos ranurados con cargas reactivas, con el fin de obtener un amplio ancho de banda y un extenso sector de escaneo. Los parámetros por determinar fueron las dimensiones físicas y el tipo de carga que debe tener el anillo (capacitiva o inductiva).

Los resultados simulados llevaron a la fabricación de cinco arreglos reflectivos que fueron caracterizados y comparados con las predicciones teóricas de polarización cruzada y pérdidas por conversión, para distintos ángulos de elevación.

La observación de la característica de radiación de los cinco arreglos llevó a la obtención de un patrón, en la distribución angular de los elementos del arreglo reflectivo, para poder disminuir el nivel de polarización cruzada para amplios ángulos de reflexión de la onda incidente.

Los elementos radiadores utilizados en los arreglos reflectivos son anillos ranurados con cargas reactivas, ya que son capaces de proporcionar un cambio de fase completo (0° - 360°) en el coeficiente de reflexión, haciendo girar el elemento. Los arreglos reflectivos fueron iluminados por una onda de polarización circular izquierda a una frecuencia central de 36.5 GHz.

2.2 Principio de operación del arreglo reflectivo

Como se comentó en el capítulo anterior, una de las técnicas para el control de fase del coeficiente de reflexión es mediante el ángulo de rotación de los elementos radiadores, la cual consiste en hacer girar el elemento un cierto ángulo γ (Fig. 2.1a). La diferencia de fase que tendrá la onda reflejada, con respecto a la onda incidente, será de 2γ .

Supongamos que los elementos del arreglo reflectivo son alimentados por una fuente que produce una onda de polarización circular derecha (Figura 2.1b). Lo que está representado de la siguiente manera:

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

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

La onda reflejada, por el arreglo reflectivo, puede ser expresada como una suma de dos ondas polarizadas circularmente:

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

Donde \bar{E}_r es la onda reflejada, $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$ son los coeficientes de reflexión de las componentes de polarización lineal del sistema de referencia X' y Y' respectivamente. Cabe mencionar que las componentes de polarización lineal a la que se hace referencia son debido a que una onda de polarización circular puede ser expresada como; dos componentes lineales ortogonales, de igual magnitud con un desfase de 90° .

El primer sumando de (2.2) representa una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación que la onda incidente E_i , la fase de esta onda es controlada por el ángulo γ , dicha parte de la onda reflejada es conocida como onda controlada. El segundo sumando de 2.2) representa una onda reflejada que no

depende de la posición angular del elemento radiador y tiene polarización opuesta a la onda incidente, por lo que representa la polarización cruzada, y será nombrada onda no controlada.

En el caso ideal la polarización cruzada debe ser suprimida en su totalidad, para lograr eso se debe de tener un desfase de 180° entre los coeficientes de reflexión $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$.

$$\Gamma_{x'} = -\Gamma_{y'} \quad 2.3$$

Al utilizar anillos ranurados resonantes [1], como elementos radiadores, la diferencia de fase de 180° entre $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$ se logra ajustando la distancia h (Fig. 2.1b) entre la pantalla metálica y el arreglo reflectivo

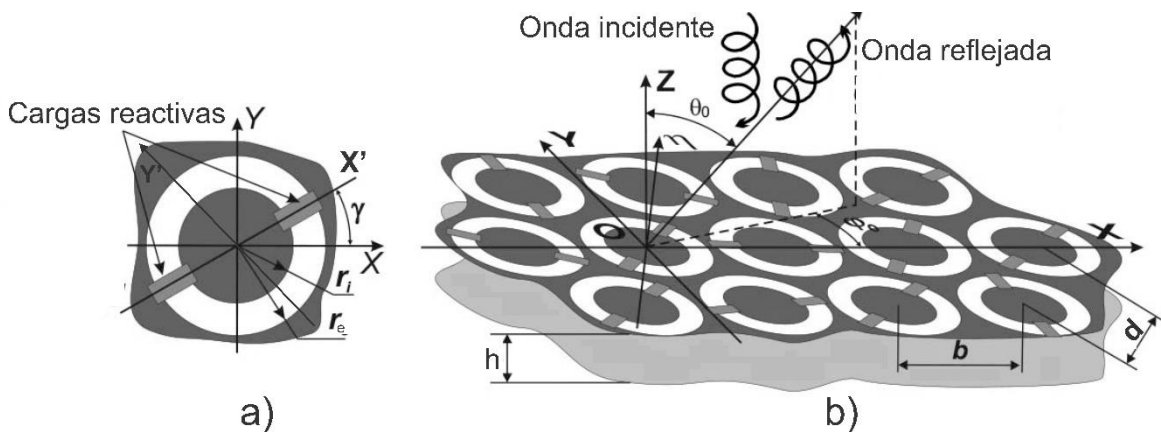


Figura 2.1 a) Elemento de arreglo girado γ° con respecto al eje X b) Arreglo reflectivo basado en anillos resonantes con cargas reactivas.

El circuito eléctrico equivalente que representa el comportamiento del arreglo reflectivo con una posición uniforme de las cargas reactivas se muestra en la Figura 2.2.

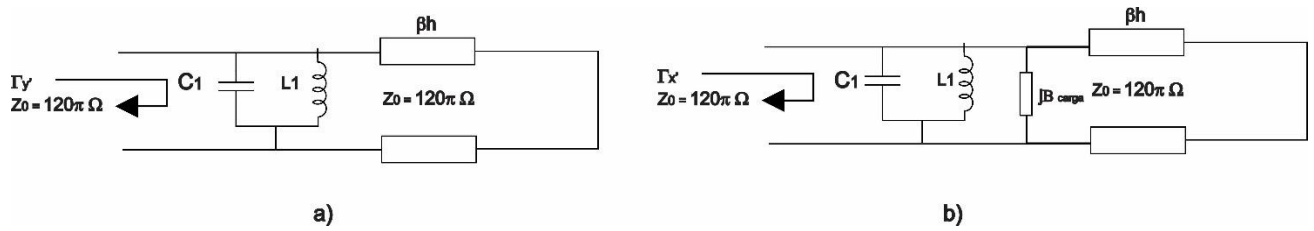


Figura 2.2. Circuito eléctrico equivalente para las componentes a) perpendicular y b) paralelo a las cargas reactivas.

Donde L_1 corresponde a la inductancia que se forma debido a la corriente que circula por el exterior del anillo, C_1 es la capacitancia que se forma en la ranura del anillo, B_{carga} es la carga del anillo, βh representa la distancia entre la SSF y la placa metálica, y finalmente el corto eléctrico representa la pantalla metálica.

2.3 Modelo matemático de arreglo infinito.

La celda unitaria es la geometría, circunscrita generalmente por un paralelepípedo, que al repetirla periódicamente en dos dimensiones forma un arreglo infinito.

Dentro del modelo de arreglo infinito para lograr que la onda plana de incidencia normal sea reflejada en la dirección deseada (θ_r, φ_r) , donde θ_r y φ_r son ángulos de elevación y azimut respectivamente, es necesario que los elementos del arreglo proporcionen una distribución de fase lineal, en donde la diferencia de fase entre celdas adyacentes es:

$$\begin{aligned}\Psi_x &= -kbsen\theta_r \cos\varphi_r \\ \Psi_y &= -kdsen\theta_r \sin\varphi_r\end{aligned}\tag{2.4}$$

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

De acuerdo a [2], un elemento que es rotado un ángulo γ proporciona un cambio de fase en el coeficiente de reflexión igual a 2γ , por lo tanto, la posición angular progresiva entre celdas adyacentes es:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\Psi_x}{2}$$

$$\Delta\gamma_y = \frac{\Psi_y}{2}$$
2.5

Puesto que en este caso existe una variación progresiva de la posición angular de los elementos, la celda unitaria estará formada por un conjunto de celdas pequeñas. (Fig. 2.3). En [3] se desarrolló un modelo matemático para un arreglo infinito, de donde se obtiene la expresión que determina la posición angular de las cargas entre celdas adyacentes.

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi M_x}{N_x}$$

$$\Delta\gamma_y = \frac{\pi M_y}{N_y}$$
2.6

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

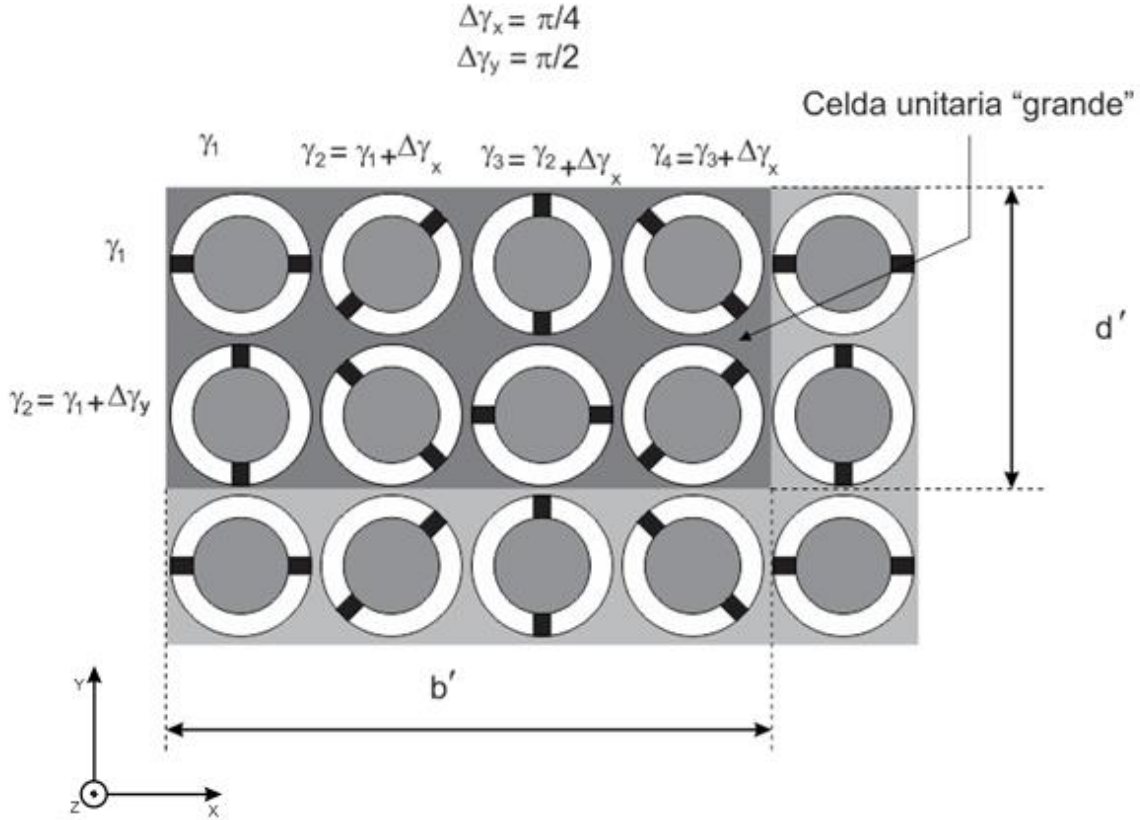


Figura 2.3 La nueva celda unitaria está compuesta por varias celdas "pequeñas" $N_x = 4$ y $N_y = 2$ $M_x = 1$ y $M_y = 1$. Donde b' y d' son el ancho y altura de la celda unitaria grande respectivamente

Ahora que se tiene una periodicidad del arreglo es posible analizarlo mediante el teorema de Floquet [4], el cual permite estudiar estructuras periódicas planas infinitas. Dicho análisis matemático fue desarrollado en [3] para un arreglo periódico infinito de celdas grandes.

Según teorema de Floquet, el campo electromagnético reflejado por la estructura periódica infinita puede ser presentado como suma de modos Floquet TE $\vec{\Psi}_{1mn}$ y TM $\vec{\Psi}_{2mn}$

$$\vec{\Psi}_{1mn} = \sqrt{\frac{1}{b'd'}} \left(\frac{k_{y_n} \hat{x} - k_{x_m} \hat{y}}{k_{r_{mn}}} \right) e^{-j(k_{x_m} \hat{x} + k_{y_n} \hat{y})}$$

2.7

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

Donde:

$$\begin{aligned} k_{xm} &= \frac{2\pi m - \Psi_x}{b'} \\ k_{yn} &= \frac{2\pi n - \Psi_y}{d'} \\ k_{r_{mn}}^2 &= k_x^2 + k_y^2 \end{aligned} \quad 2.8$$

k es el número de onda b' y d' son el ancho y alto de la celda unitaria grande respectivamente.

$\vec{\Psi}_{1mn}$ y $\vec{\Psi}_{2mn}$ son funciones vectoriales ortogonales que representan ondas planas TE_{mn} y TM_{mn} que se propagan desde el arreglo en diferentes direcciones o se desvanecen. De todos estos modos Floquet de acuerdo a la expresión (2.6) existen dos modos Floquet (uno TE y uno TM) que se propagan en la dirección deseada θ_r, ϕ_r , mientras el resto de los modos que se reflejan en otras direcciones formando lóbulos laterales del arreglo. (Fig. 2.4)

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

$$\vec{E}_r = \sum_{i=1}^{\infty} C_i \vec{\Psi}_i(x, y) \quad 2.9$$

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

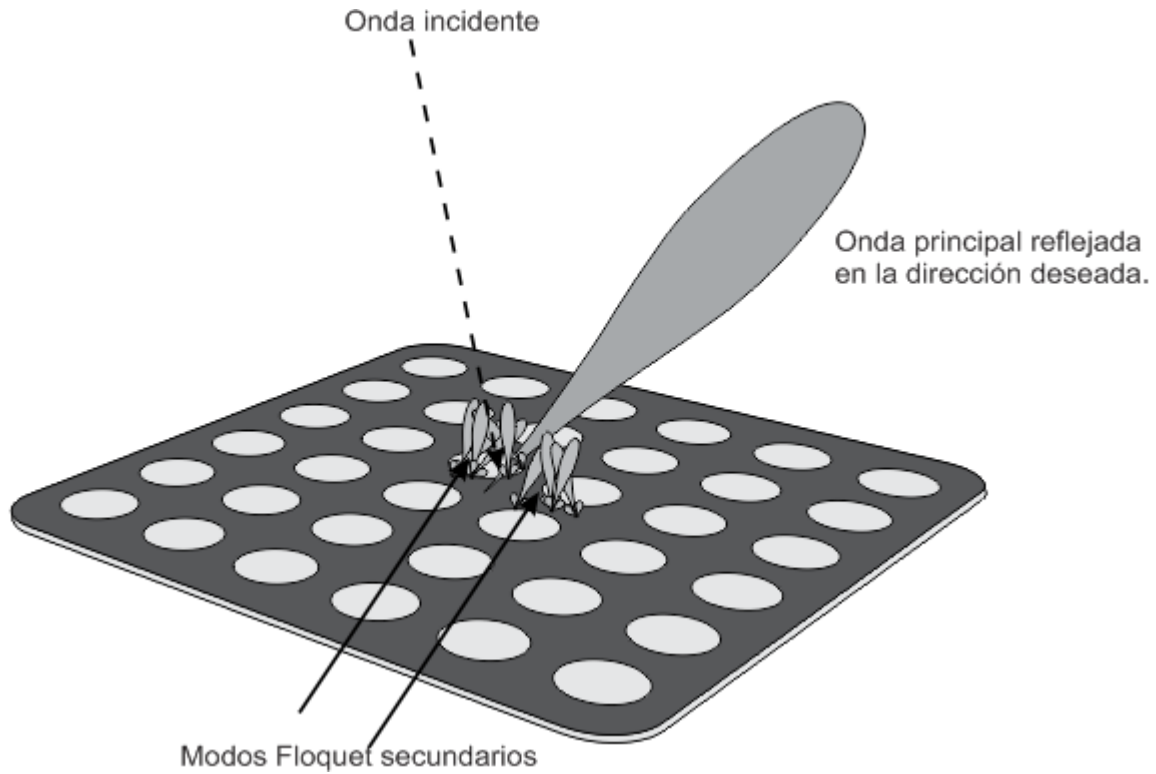


Figura 2.4 Propagación de modos Floquet en un arreglo infinito.

Por lo tanto, puede considerarse el arreglo reflectivo como un convertidor de modos que transforma una onda plana incidente de polarización circular, en una onda plana reflejada que se propaga en la dirección deseada. Por lo que es necesario estimar la eficiencia de la conversión, con el fin de cuantificar las pérdidas que produce el arreglo reflectivo, a distintos ángulos de desvío de la onda electromagnética incidente.

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

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

$$L_c = \frac{Y_{1mn}|R_{1mn}|^2 + Y_{2mn}|R_{2mn}|^2}{2Y_1|A_1|^2} \quad 2.10$$

Donde:

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

$$Y_{2mn} = \frac{\omega \epsilon_0}{\Gamma_{mn}} \quad 2.11$$

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

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

2.4 Optimización de celda unitaria.

Como se vio anteriormente debe de cumplirse la condición (2.3) para tener una magnitud de la onda controlada máxima y suprimir la onda no controlada. Se realizó la optimización del circuito eléctrico por medio de un software comercial con el fin de obtener una diferencia de fase entre $\Gamma_{x'}$ y $\Gamma_{y'}$ cercana a 180° en una amplia banda de frecuencias, con un nivel de la onda no controlada debajo de -20 dB, centrado en una frecuencia de 36.5 GHz.

Para obtener valores razonables de la celda unitaria fue necesario limitar los valores de C_1 , L_1 y βh , del arreglo reflectivo, de no tomar en cuenta esto se podían obtener dimensiones del anillo tan grande que exceda la distancia máxima permitida entre elementos.

La optimización del problema fue formulada de la siguiente manera:

$$\text{Ancho de banda}=(f_{\max}-f_{\min})$$

2.12

$$\forall f \in [f_{\min}f_{\max}] 20\log(0.5\Gamma_{x'} + \Gamma_{y'}) < -20$$

Donde f es la frecuencia.

Se realizó la optimización del circuito eléctrico empleando cargas capacitivas y cargas inductivas, los valores de la optimización se muestran en la Tabla 2.1

<i>Tabla 2.1 Valores optimizados para el circuito eléctrico equivalente con cargas capacitivas e inductivas</i>		
	Carga Inductiva	Carga Capacitiva
C_1 [fF]	29	21
L_1 [nH]	1.1	0.67
L_{carga} [nH]	0.74	-
C_{carga} [fF]	-	26
βh [°]	85.9	74.9

En la siguiente etapa del diseño fue necesario convertir el circuito eléctrico a la geometría real de la celda unitaria. Para ello se empleó un simulador electromagnético, donde se construyó la celda unitaria para aproximar los resultados obtenidos con el circuito eléctrico. La representación física de un inductor y un capacitor como cargas en un anillo ranurado se muestra en la Figura 2.5.

En la simulación de la celda unitaria se consideró un sustrato dieléctrico con características de $\epsilon_r = 2.9$ y un grosor de $25 \mu\text{m}$ como soporte de los elementos.

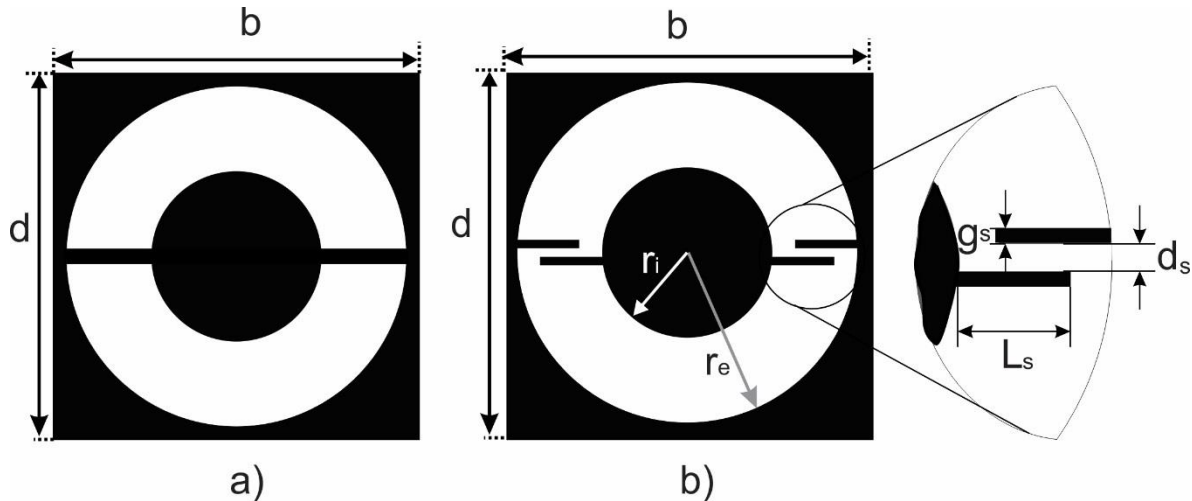


Figura 2.5 Celda unitaria de un anillo ranurado con a) cargas inductivas y b) cargas capacitivas.

Los resultados obtenidos mostraron que, el valor de la inductancia (0.74 nH), requería de un ancho de ranura que excedería las dimensiones permitidas para no generar lóbulos de difracción (Tabla 1.1). La carga capacitiva de valor igual a 26 fF sí pudo ser representada empleando la geometría mostrada en la Figura 2.5 b, por lo tanto, se decidió proceder con el proceso de optimización empleando solamente carga capacitiva (Tabla 2.2).

Tabla 2.2 Parámetros de celda optimizada con carga capacitiva [mm]

b,d	r_i	r_e	L_s	g_s	d_s	h
4.3	1	2	0.73	0.1	0.1	1.8

En la Figura 2.6 se presenta la magnitud de la onda controlada y no controlada de los circuitos eléctricos con cargas reactivas y la celda unitaria con cargas capacitivas. El ancho de banda empleando cargas inductivas fue de 7 GHz, mientras que para cargas capacitivas y el arreglo reflectivo fue de 8 GHz.

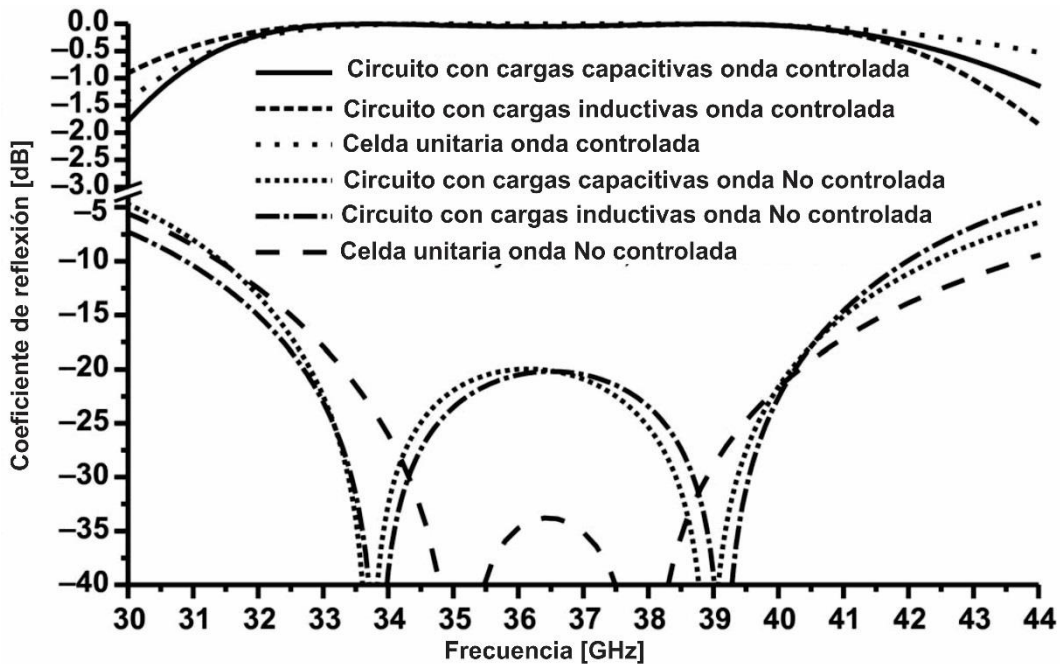


Figura 2.6 Magnitud de la onda controlada y no controlada del circuito eléctrico y celda unitaria del arreglo reflectivo. ^x

Para comprobar el funcionamiento del elemento del arreglo reflectivo se realizó una simulación de arreglo infinito, con incidencia de la onda de polarización circular normal al plano reflector, para diferentes ángulos de giro del anillo γ , tal que $\gamma = \frac{i\pi}{8}$, para $i \in [0,7]$. Los resultados de la fase Φ_i y pérdidas del coeficiente de reflexión se muestran en la Figura 2.7, en donde se aprecia que se tienen pérdidas menores a 0.1 dB y errores de fase menores a 8° en el rango de frecuencias de 33 a 41 GHz. La sensibilidad del elemento también fue estimada en función del valor de la carga capacitiva para distintos ángulos de incidencia de la onda polarizada circularmente, la posición angular del anillo se fijó a 0° . Como se puede ver en la Figura 2.8 un error de 20% en el valor de la capacitancia produce errores de fase de 15° y pérdidas de 0.25 dB.

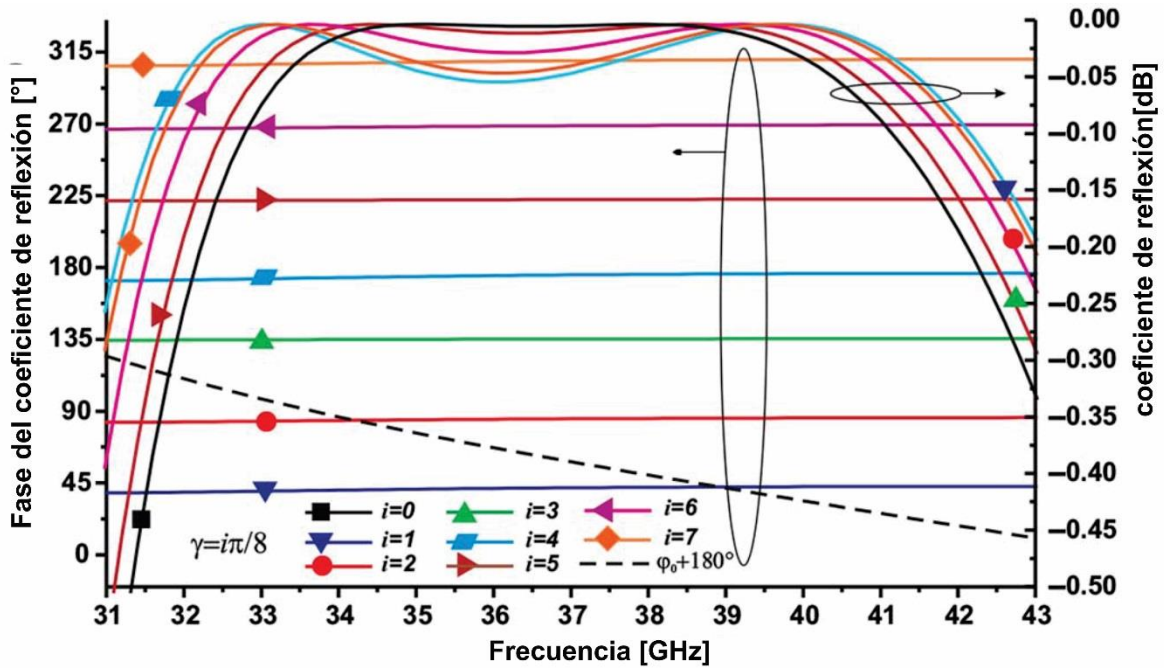


Figura 2.7 Magnitud y fase Φ_i del coeficiente de reflexión para diferentes ángulos de rotación de las cargas reactivas.

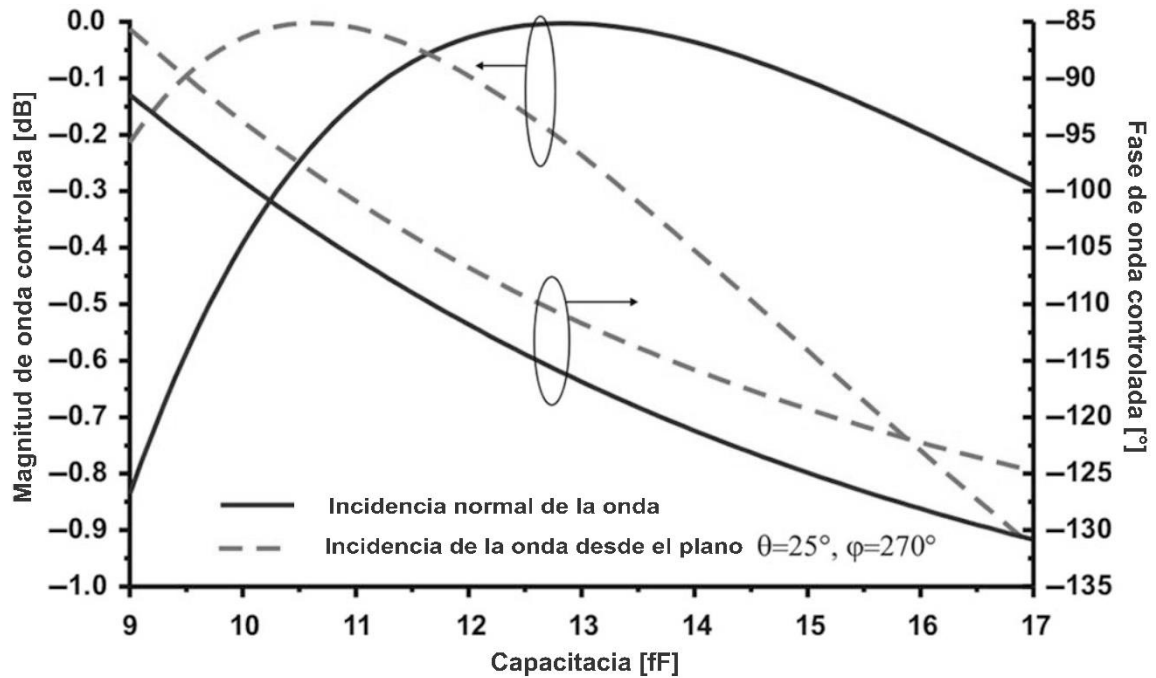


Figura 2.8 Magnitud y fase de la onda controlada en función de la carga capacitiva, para $\gamma = 0^\circ$, a una frecuencia de 36.5 GHz.

2.4.1 Escaneo

El proceso de optimización para obtener amplios ángulos de desvío de la onda incidente, polarizada circularmente, se realizó empleando el modelo matemático de la sección 2.3. Se tomó como objetivo lograr bajas pérdidas por conversión, para amplios ángulos de desvío, tomando como referencia un nivel de polarización cruzada < -20 dB.

Los resultados de la celda optimizada se muestran en la Figura 2.9, en donde se observa que se tienen ángulos de desvío de hasta 60° con polarización cruzada menor a -20 dB y pérdidas de conversión inferiores a 1.1 dB.

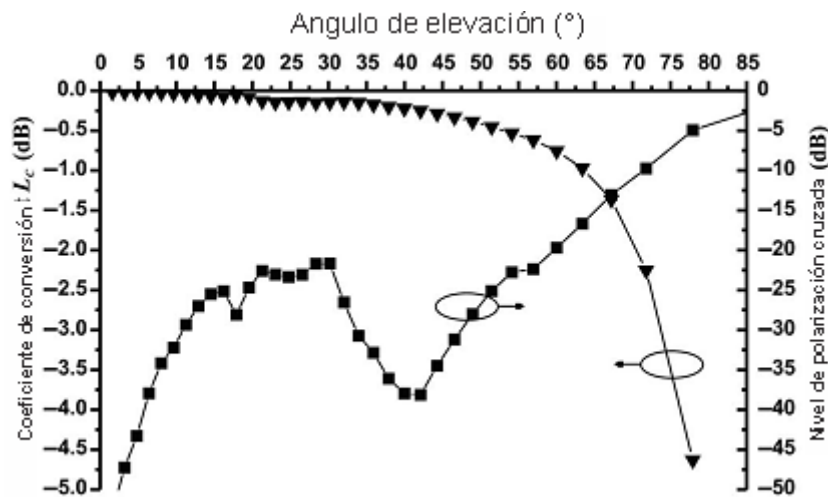


Figura 2.9. Nivel de polarización cruzada y coeficiente de conversión simulado para el plano azimutal de incidencia y reflexión $\varphi_{off} = -30^\circ$ y $\varphi_r = 150^\circ$ respectivamente.

Otro punto importante que se tomó en cuenta fue que a nivel de simulación la onda incidente es plana, lo que implica que todos los elementos del arreglo presentan el mismo ángulo de incidencia de la onda, mientras que, en la realidad debido al frente de onda esférico generado por la corneta de alimentación, el ángulo con que la onda incide a cada elemento del arreglo reflectivo es distinto.

Los resultados de escaneo, en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ y alimentación en $\varphi_{off} = 270^\circ$, variando el ángulo de incidencia θ_{off} de 0° a 45° se muestran en la Figura 2.10.

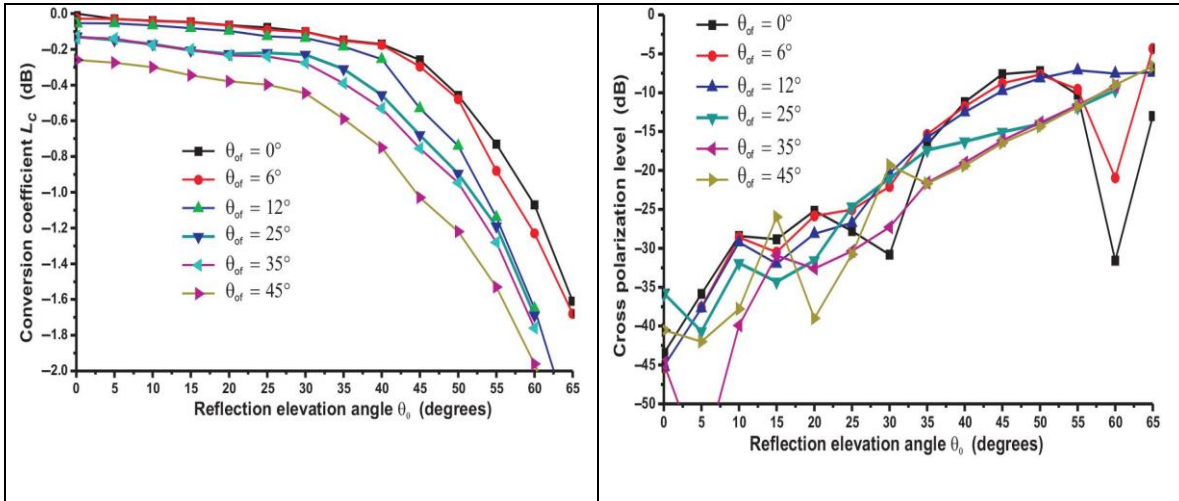


Figura 2.10 Simulación de a) coeficiente de conversión y b) polarización cruzada para distintos ángulos de incidencia de la onda, escaneando en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ y $\varphi_{off} = 270^\circ$ a 36.5 GHz

2.5 Diseño de los arreglos reflectivos.

Debido a que el proceso de fabricación por fotolitografía está limitado³ a dimensiones de 10 x 10 cm² y a que el frente de onda emitido por la corneta de alimentación es esférico, se consideró el área de fabricación de los arreglos como circular de 9 cm de diámetro.

Una corneta corrugada con una ganancia de 16.7 dB y un ancho de haz igual a 27.7° a -3 dB para la frecuencia central de 36.5 GHz fue utilizada como alimentador de los arreglos reflectivos.

Se consideró una configuración “*offset*” de alimentación para evitar el bloqueo entre la onda reflejada por el arreglo y la corneta de alimentación. El ángulo de elevación y azimutal de offset θ_{off} y φ_{off} fueron ajustados a 25° y 270° respectivamente (Fig. 2.11).

³ Limitación referente al equipo con que se cuenta en el laboratorio de micro-fabricación UNAMems de la Facultad de Ingeniería.

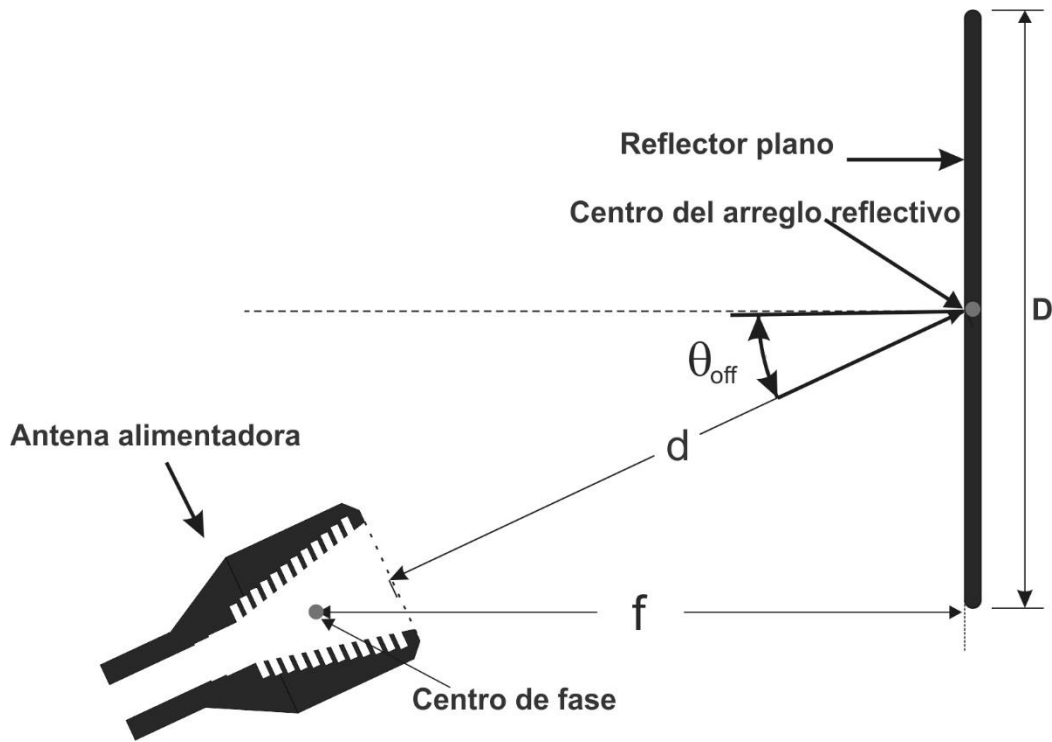


Figura 2.11. Corte lateral de configuración "offset" del arreglo reflectivo. $\theta_{off} = 25^\circ$, $D = 9 \text{ cm}$, $d = 10 \text{ cm}$ y $f = 9.78 \text{ cm}$.

La distancia d entre el centro del arreglo reflectivo y la boca de la corneta de alimentación fue optimizada, realizando simulaciones en un software comercial, a manera de maximizar el producto de eficiencias de spillover (ε_s) y de taper (ε_t) a una frecuencia de 36.5 GHz, esto con el fin de alcanzar la eficiencia de apertura máxima ε_{ap} .

$$\varepsilon_{ap} = \varepsilon_s \varepsilon_t \varepsilon_b \varepsilon_{es} \varepsilon_{Lc} \varepsilon_r \quad 2.12$$

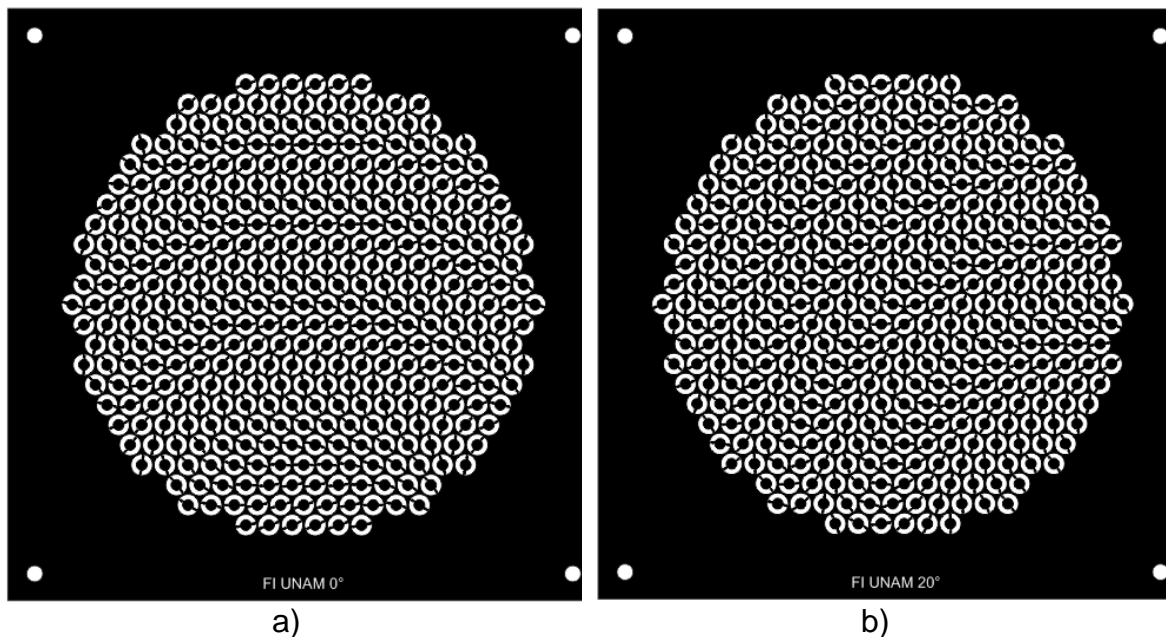
Donde ε_b es la eficiencia de bloqueo que ocasiona la corneta de alimentación a la onda reflejada, ε_{es} es la eficiencia de escaneo, que es igual a $\cos(\theta_r)$, ε_{Lc} es la eficiencia de pérdidas por conversión y ε_r se considera como eficiencia de errores de fabricación, que resulta de la relación entre el número de elementos bien fabricados y el total de elementos que contiene el arreglo reflectivo [5].

Como resultado la distancia optimizada d fue de 10 cm, teniendo una eficiencia $\varepsilon_s = 0.8$ y $\varepsilon_t = 0.846$ para la configuración de la Figura 2.11.

2.6 Fabricación y Resultados

Por medio del proceso de fotolitografía fueron fabricados 4 arreglos, RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} para desviar la onda incidente a ángulos de elevación $\theta_r = 0^\circ$, 20° , 40° y 60° respectivamente. Un total de 367 elementos fueron distribuidos en un área circular de 9 cm de diámetro sobre un sustrato dieléctrico Rogers 3850, con $\varepsilon_r = 2.9$ y grosor de 25 μm .

Las máscaras de fabricación se muestran en la Figura 2.12, cabe mencionar que las dimensiones mostradas no son las reales.



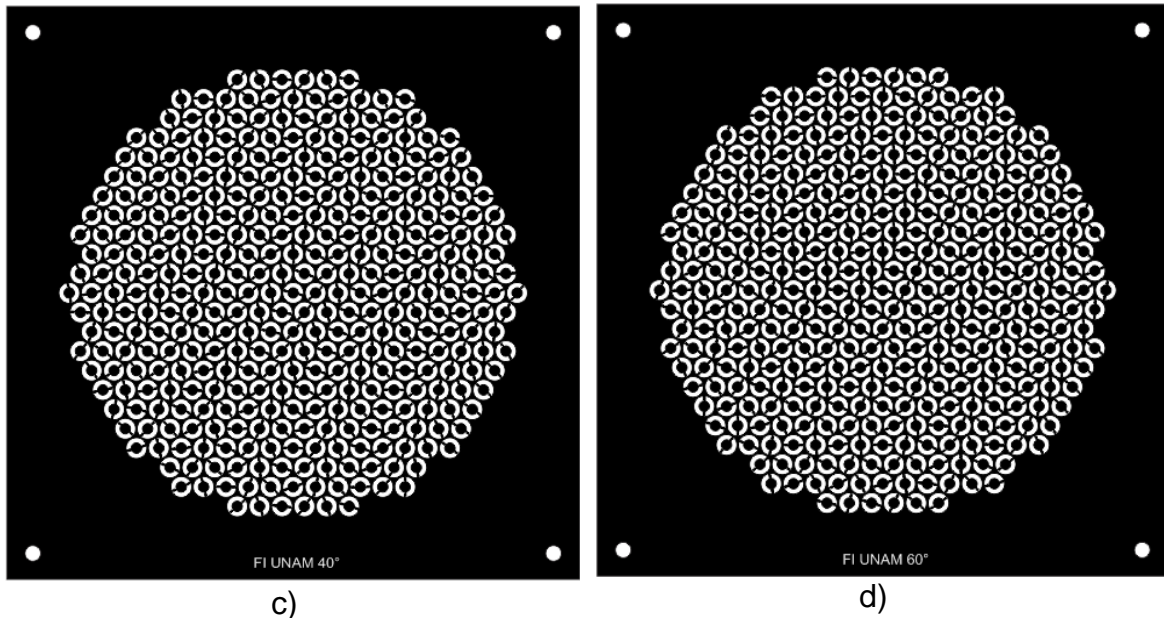


Figura 2.12 Mascaras de fabricación para los arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 y d) RA_60 en el plano $\varphi_r=0^\circ$

El proceso de medición consistió en colocar el arreglo reflectivo en una estructura metálica formando la configuración “offset” $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$ (Fig. 2.13). La antena receptora fue colocada en la zona lejana y fue movida alrededor del arreglo en pasos de 0.5° , obteniendo los patrones de radiación mostrados en la Figura 2.14.

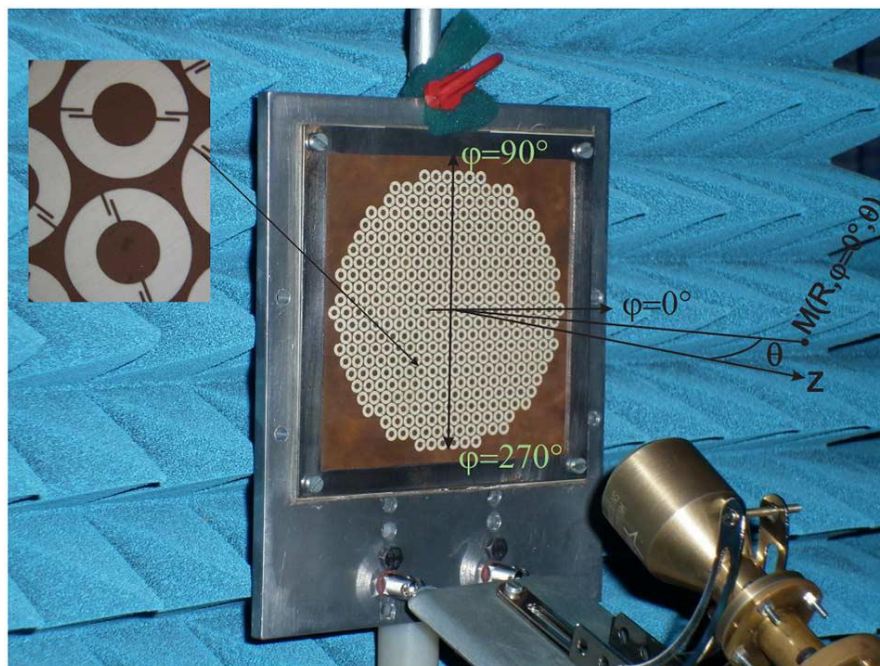
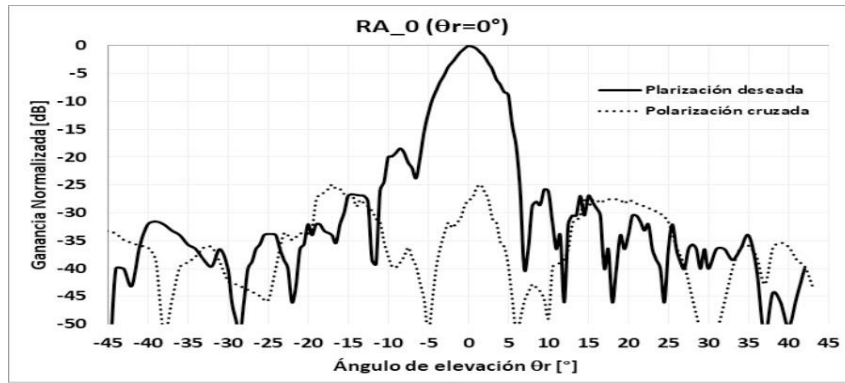
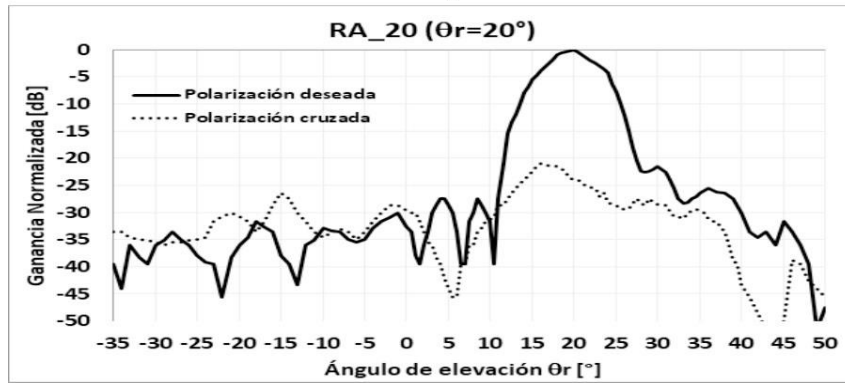


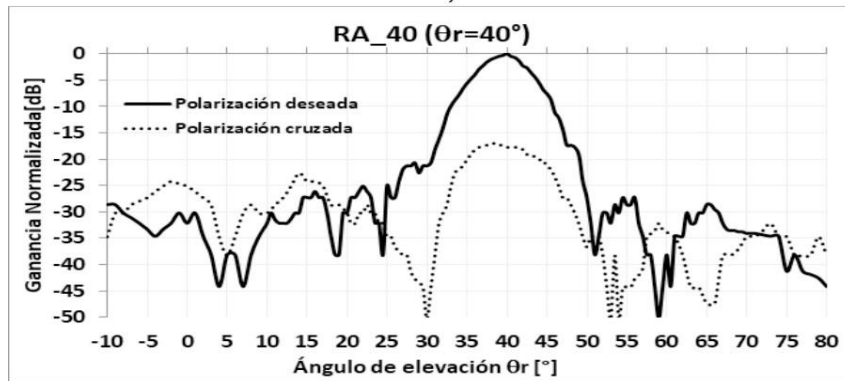
Figura 2.13 Arreglo montado en configuración “offset” $\theta_{off} = 25^\circ$ $f/D=1.087$



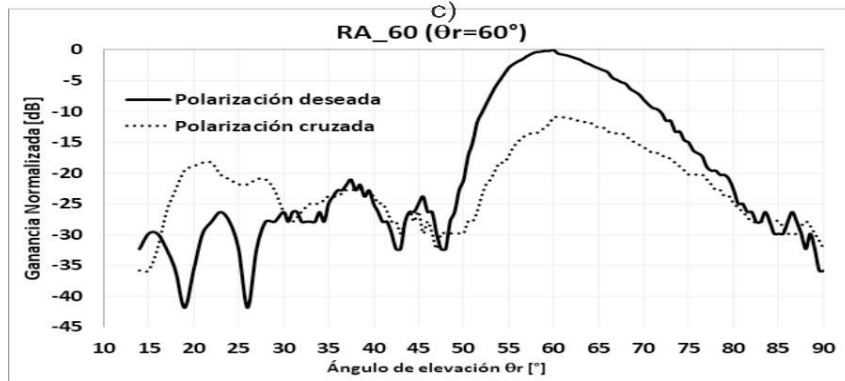
a)



b)



c)



d)

Figura 2.14 Patrón de radiación medido para los arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 y d) RA_60 a 36.5 GHz.

La ganancia medida de los arreglos RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} fue de 28.5, 27.8, 27 y 23.9 dBi respectivamente, lo que corresponde a una eficiencia de apertura ϵ_{ap} igual a 60, 51, 42 y 21%

El nivel de polarización cruzada aumentó a medida que creció el ángulo de elevación de la onda reflejada, por ejemplo, los arreglos RA_0 y RA_{20} mostraron niveles de polarización cruzada de -25.8 y -24.0 dB, respectivamente; mientras que para RA_{40} y RA_{60} los niveles de polarización cruzada medidos fueron de -17.8 y -10.9 dB, respectivamente.

En la tabla 2.3.se hace la comparación entre la eficiencia de apertura de los arreglos fabricados y la predicción teórica, haciendo un desglose de cada eficiencia de acuerdo a (2.12).

<i>Tabla 2.3 Comparación de eficiencia de apertura a 36.5 GHz entre resultados medidos y simulados</i>				
Arreglo	RA_0	RA_{20}	RA_{40}	RA_{60}
$\epsilon_s \epsilon_t$ [dB]	-1.69	-1.69	-1.69	-1.69
ϵ_{es} [dB]	0	-0.27	-1.14	-3
ϵ_{Lc} [dB]	-0.13	-0.23	-0.46	-1.69
ϵ_r [dB]	-0.05 (#Elem=4)	-0.11 (#Elem=9)	-0.07 (#Elem=6)	-0.13 (#Elem=11)
ϵ_{ap} [dB] calculado	-1.87	-2.3	-3.36	-6.51
ϵ_{ap} [dB] medido	-2.2	-2.9	-3.7	-6.8

La diferencia que existe entre la predicción teórica y los resultados medidos fue asociada a los errores de ensamblaje del arreglo, conexiones de guía de onda y errores de fabricación (Fig. 2.15).

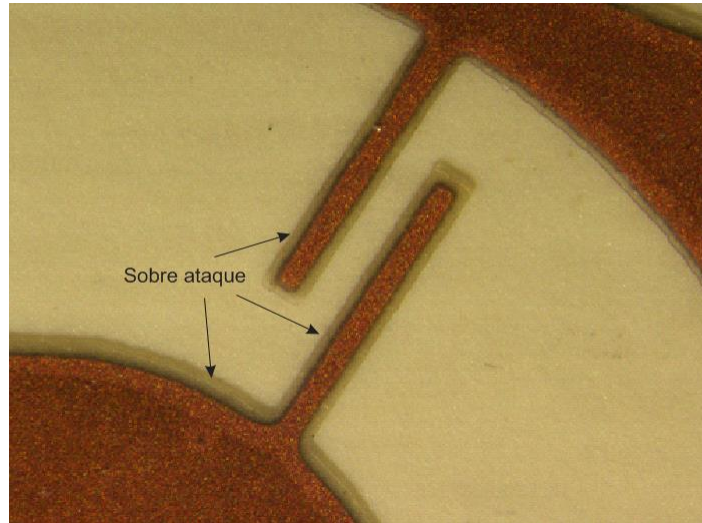


Figura 2.15 Sobre ataque en las dimensiones óptimas de los elementos del arreglo

El nivel de polarización cruzada medido y calculado se muestran en la tabla 2.4

<i>Tabla 2.4 Niveles de polarización cruzada medidos y calculados en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ para alimentación $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$</i>				
Arreglo	RA_0	RA_20	RA_40	RA_60
Polarización cruzada medida [dB]	-25.8	-24	-17.8	-10.9
Polarización cruzada calculada [dB]	-35.8	-31.6	-16.3	-9.7

El nivel de lóbulo lateral medido en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ fue de -18.4 , -22.0 , -20.7 y -21 dB para los arreglos RA_0 , RA_20 , RA_40 y RA_60 , respectivamente. La ganancia del arreglo y el nivel de polarización cruzada en función de la frecuencia se midieron para los cuatro arreglos fabricados. Los resultados se presentan en la Figura 2.16.

Los arreglos RA_0 , RA_20 , RA_40 y RA_60 mostraron una ganancia máxima ± 1 dB, en la banda relativa de frecuencia, de 12.8%, 11.5%, 8.8% y 6.3%, respectivamente. Para el arreglo RA_0 , el nivel medido de polarización cruzada fue inferior a -25 dB en la banda de frecuencia de 34.2 a 40.2 GHz; mientras que para RA_20 este nivel fue inferior a -20 dB en la banda de frecuencia de 35.2 a 40.9 GHz. Sin embargo, se observó un nivel de polarización cruzada inferior a -17.5 dB

para RA_40 en una estrecha banda de frecuencia de 2.9 GHz y RA_60 demostró características de polarización cruzada deficientes.

Se debe de tener en cuenta que el rendimiento de frecuencia de las cornetas, polarizadores y adaptadores multi seccionales, desde la guía de onda rectangular a la circular, también afecta a la banda de frecuencia. Por ejemplo, la relación axial para los polarizadores circulares utilizados en la configuración experimental es mejor que 1 dB solo para las frecuencias superiores a 33.7 GHz.

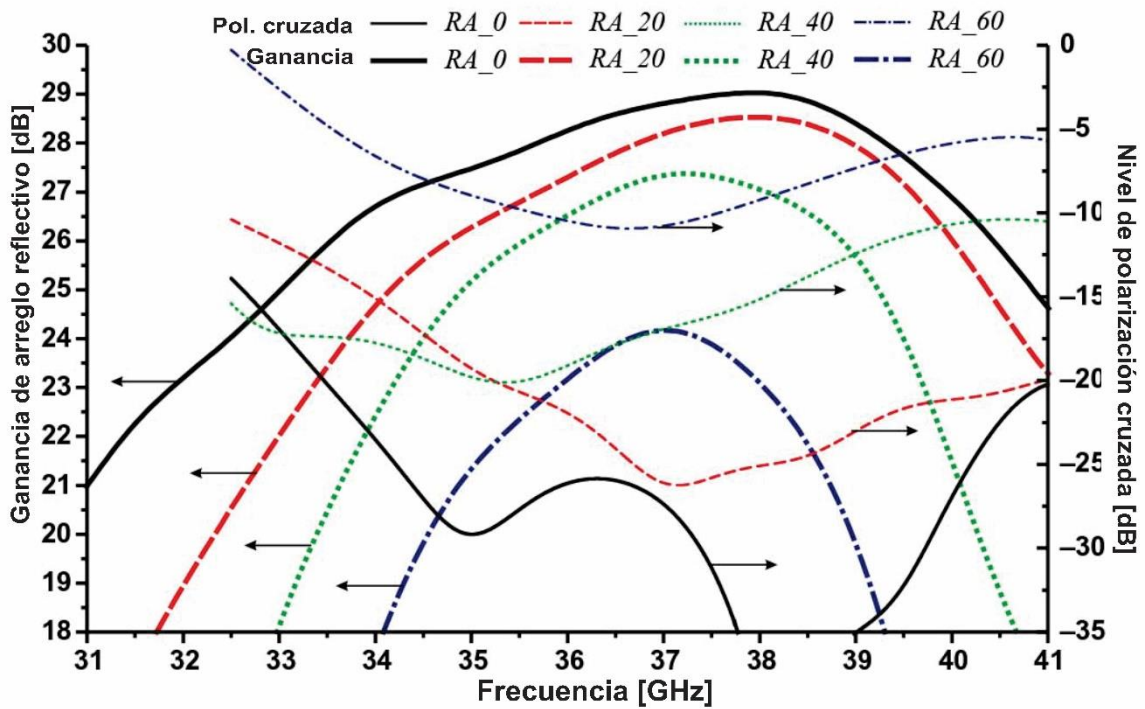


Figura 2.16 Ganancia y polarización cruzada medidas en función del ángulo de desvío θ_r , para los arreglos RA_0, RA_20, RA_40 y RA_60

2.7 Disminución de polarización cruzada

A pesar de que la medición del arreglo *RA_60* (-10.9 dB) concuerda con lo previsto en la Figura 2.10b, el nivel de polarización cruzada resulta inaceptable de acuerdo con los objetivos planteados. En la Figura 2.9 se observa que es posible obtener un nivel de polarización cruzada inferior a -20 dB para ángulos de desvío de hasta 60° en los planos $\varphi_{off} = -30^\circ$ y $\varphi_r = 150^\circ$, por lo tanto se procedió a la fabricación de un nuevo arreglo *RA_60_150*

El principal problema de la fabricación fue la forma de en qué se mediría el arreglo, ya que, con el equipo utilizado solamente es posible medir en planos paralelos a la mesa de trabajo, ($\varphi_r=0^\circ$) y el arreglo *RA_60_150* refleja la onda fuera del plano de medición. Para poder resolver dicho problema en la fase de diseño de la máscara se hizo rotar todo el arreglo 30° en sentido antihorario, de esta forma el arreglo continuaría desviando la onda en la dirección deseada y su patrón de radiación podría ser cuantificado.

La ganancia medida del arreglo *RA_60_150* fue de 25.2 dB, con nivel de lóbulo lateral de -20.4 dB, y polarización cruzada de -19 dB. El patrón de radiación para una frecuencia de 36.5 GHz se muestra en la Figura 2.17

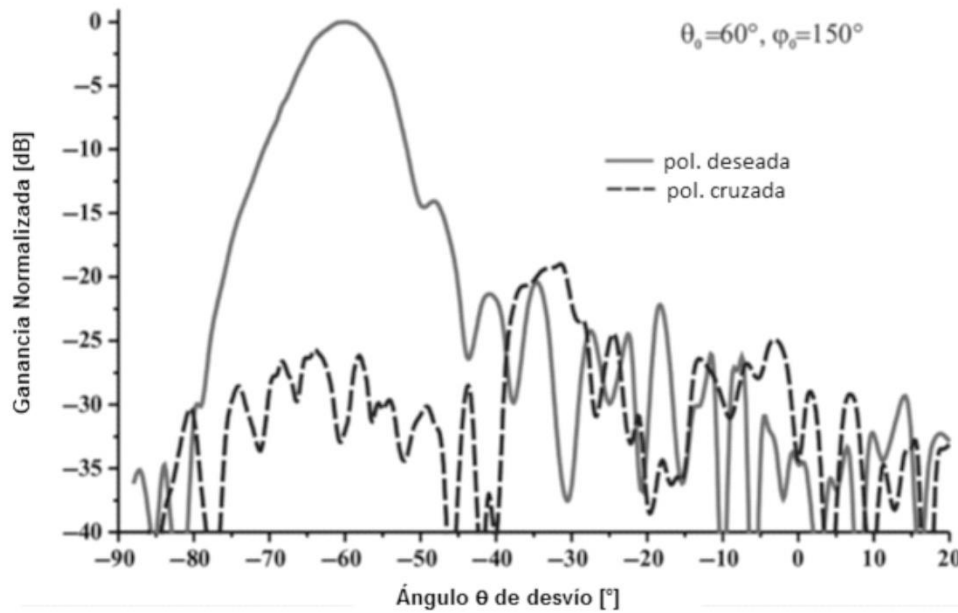


Figura 2.17 Patrón de radiación a 36.5 GHz para configuración $\varphi_{al}=-30^\circ$ $\varphi_r=150^\circ$

El nivel de polarización cruzada de -19 dB para ángulos de 60° es muy cercano a los -20 dB y -25 dB reportados en [6] y [7] respectivamente.

Con el fin de determinar a qué se debió el aumento en el nivel de la polarización cruzada, ya que la geometría de la celda unitaria fue la misma para todos los arreglos, se observó la distribución de los anillos en cada arreglo y se encontró que la diferencia angular que existe entre elementos adyacentes es progresiva conforme aumenta θ_r , teniendo una diferencia mayor entre más grande es el ángulo de desvío. En la Figura 2.18(a-d) se aprecia que entre mayor es el ángulo de desvío, más cercano a 90° es la diferencia angular entre anillos adyacentes, mientras que en la Figura. 2.18e se redujo la diferencia angular entre anillos.

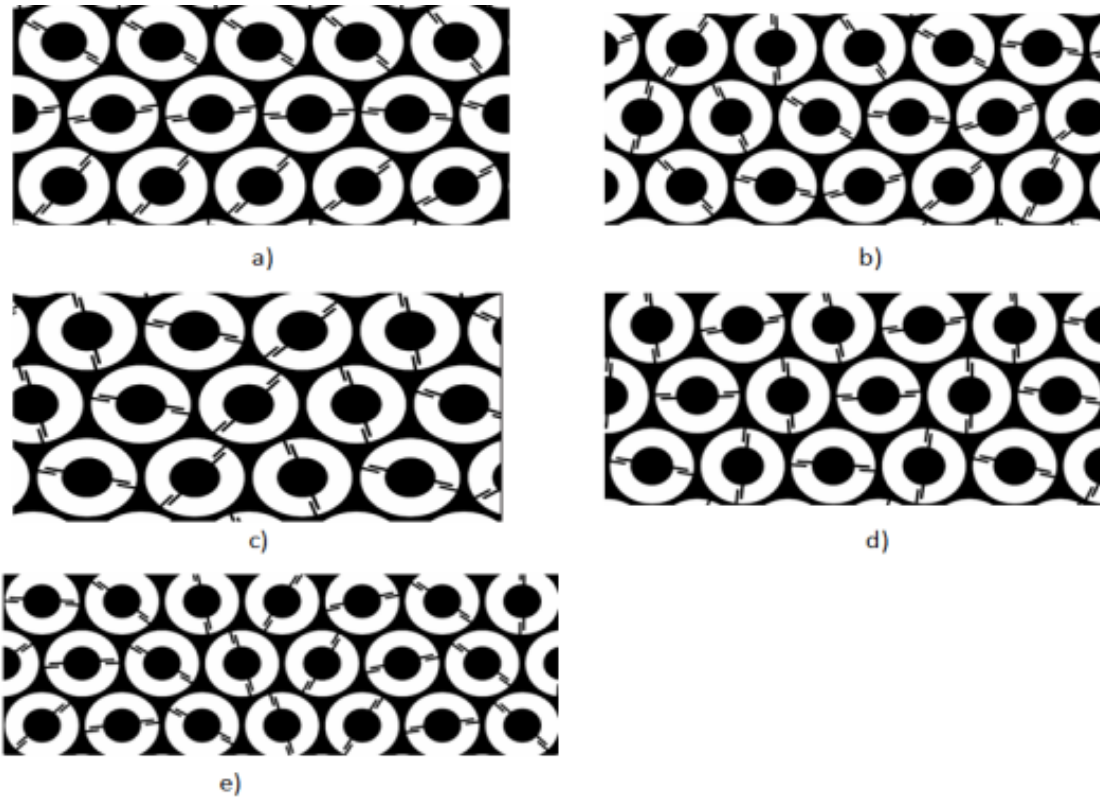


Figura 2.18 Máscara de cada arreglo fabricado, donde se aprecia la diferencia entre las posiciones angulares de las cargas en los elementos adyacentes para arreglos a) RA_0, b) RA_20, c) RA_40 d) RA_60 y e) RA_60_150.

Con base en lo observado surgió la hipótesis; entre más cercano a 90° es la diferencia angular entre anillos adyacentes, mayor es la polarización cruzada del arreglo reflectivo.

Para poder validar la hipótesis, fue necesario diseñar un arreglo en donde la diferencia angular entre elementos fuera menor. La solución consistió en disminuir el tamaño de la celda unitaria, suponiendo que se redujera el tamaño a la mitad, esto implicaría que se agrega un elemento más por periodo, lo que resulta que en lugar de tener un cambio de 90° en posición angular entre elementos, se tendría un cambio de 45° (Fig. 2.19).

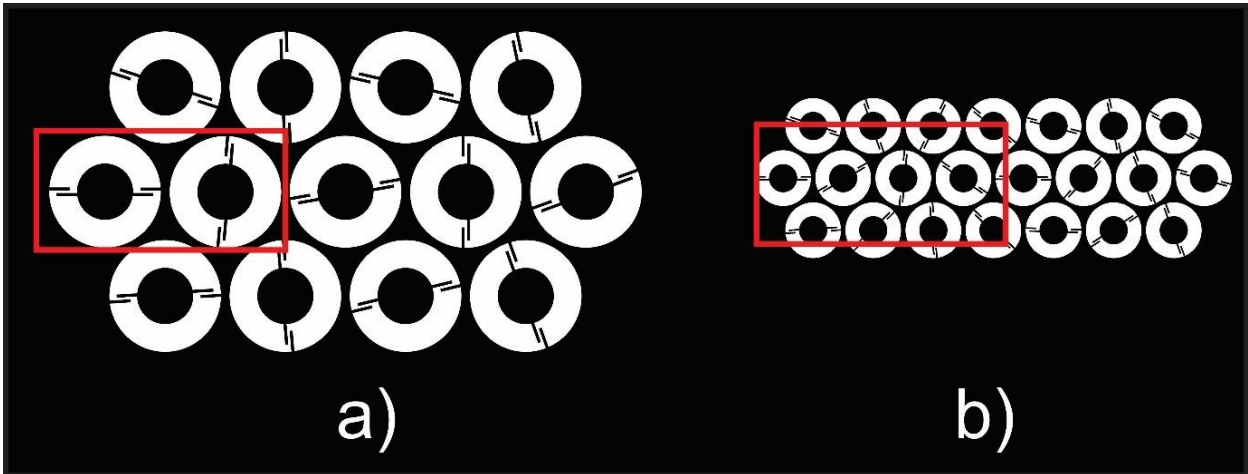


Figura 2.19 a) Arreglo original con diferencia angular entre elementos cerca de 90°
 b) Arreglo sugerido disminuyendo el periodo de la celda a la mitad, y así se disminuye la diferencia angular entre elementos adyacentes.

Para poder disminuir la distancia entre elementos se tuvo que aumentar el valor de la carga capacitiva, la complicación que se presentó al disminuir el periodo de los elementos, fue que la ranura del anillo también disminuyó, y ya que el valor del capacitor debe aumentar, de acuerdo con la Figura 2.5b la longitud de los brazos que conforman el capacitor debería de aumentar.

Para solucionar esto el diseño del capacitor tuvo que cambiar, ya que necesitaba tener un valor mayor de capacitancia en un espacio más reducido, una alternativa fue la de agregar un tercer brazo, y otra la de agregar otro par de capacitores en la ranura del anillo, perpendiculares a los ya establecidos. En la Figura 2.20 se aprecia la alternativa de capacitores a utilizar.

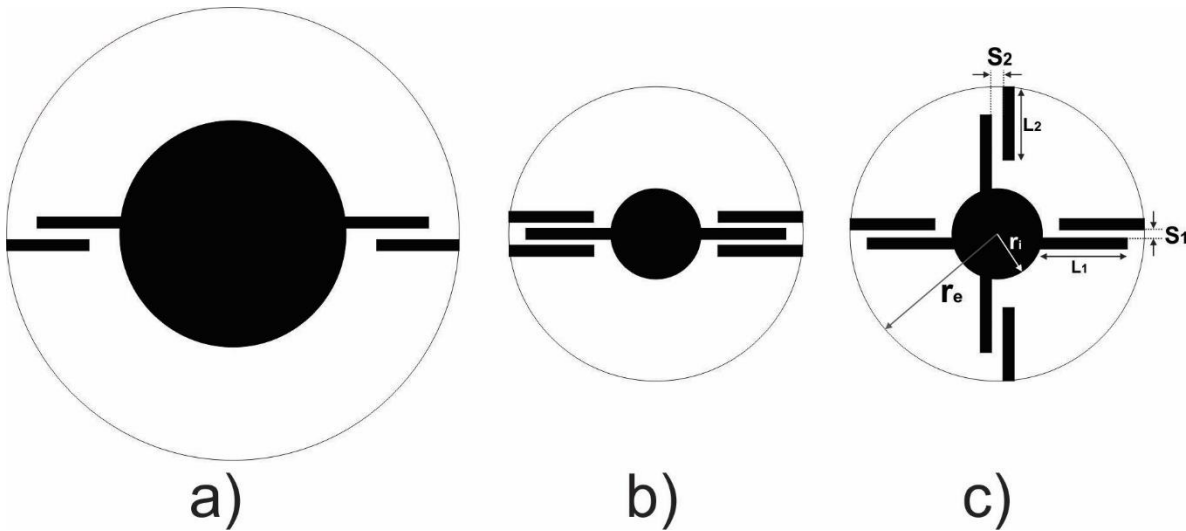


Figura 2.20 a) Anillo original b) Anillo reducido con capacitor de 3 brazos c) Anillo reducido con capacitores en paralelo

La configuración que se escogió fue la mostrada en la Figura 2.20c (Cel_{3mm}), con la cual fue posible reducir el periodo de la celda a 3mm con un mallado cuadrado entre los elementos. Los valores de las cargas capacitivas fueron de 17 fF y 11.5 fF correspondientes a los parámetros L_1 y L_2 respectivamente. Las dimensiones de los anillos optimizados se muestran en la tabla 2.5.

r_i	r_e	L_1	L_2	S_1	S_2
0.4	1.3	0.75	0.65	0.07	0.1

El coeficiente de transmisión del nuevo elemento se muestra en la Figura 2.21, en donde se observa que el anillo por si solo presenta su resonancia en 80.6 GHz, al agregar los capacitores dicha resonancia se traslada a 33 y 39 GHz, para la componente horizontal y vertical respectivamente. También puede apreciarse que el paso de la banda de frecuencias es más reducido para las componentes que tienen la carga capacitiva, que para el anillo solo, esto debido a que, al aumentar el valor de la capacitancia se incrementó el factor de calidad.

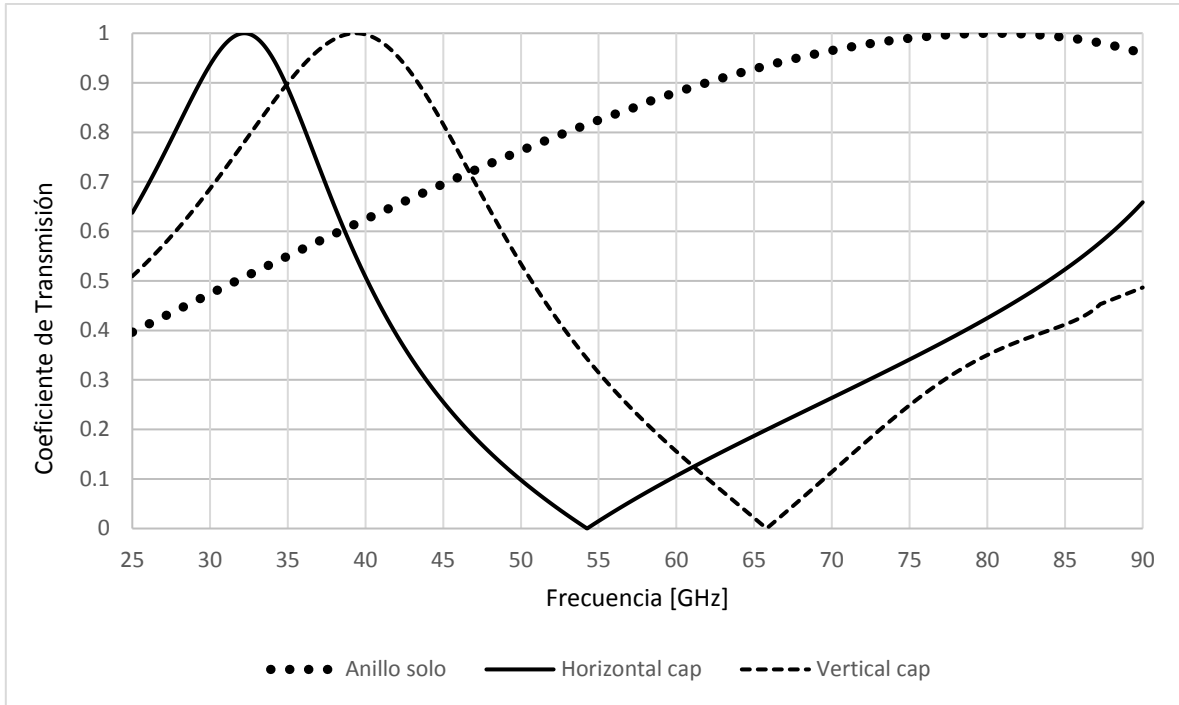


Figura 2.21 Coeficiente de transmisión para el elemento Cel_{3mm} .

Se realizó la simulación de escaneo de arreglo infinito, empleando la celda con el periodo reducido de 4.3 a 3 mm, con una incidencia de la onda a 25° en el plano $\varphi = -90^\circ$, con reflexión de la onda en dirección especular. En la Figura 2.22 se observa los niveles de polarización cruzada y coeficiente de conversión para el elemento original y reducido.

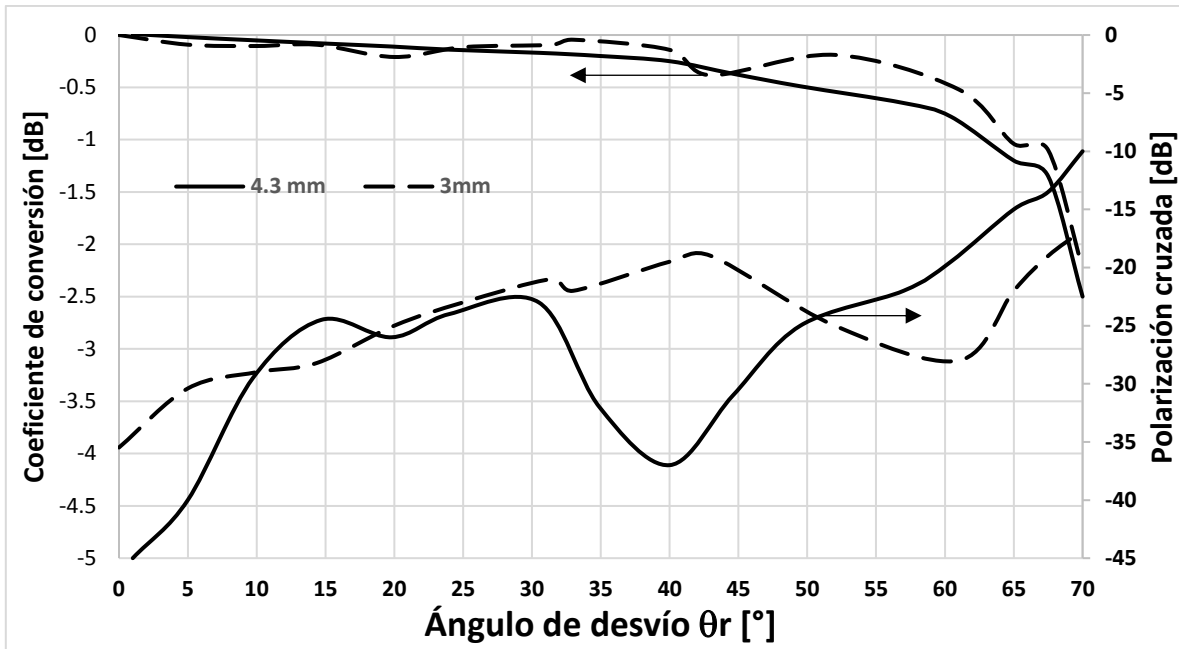
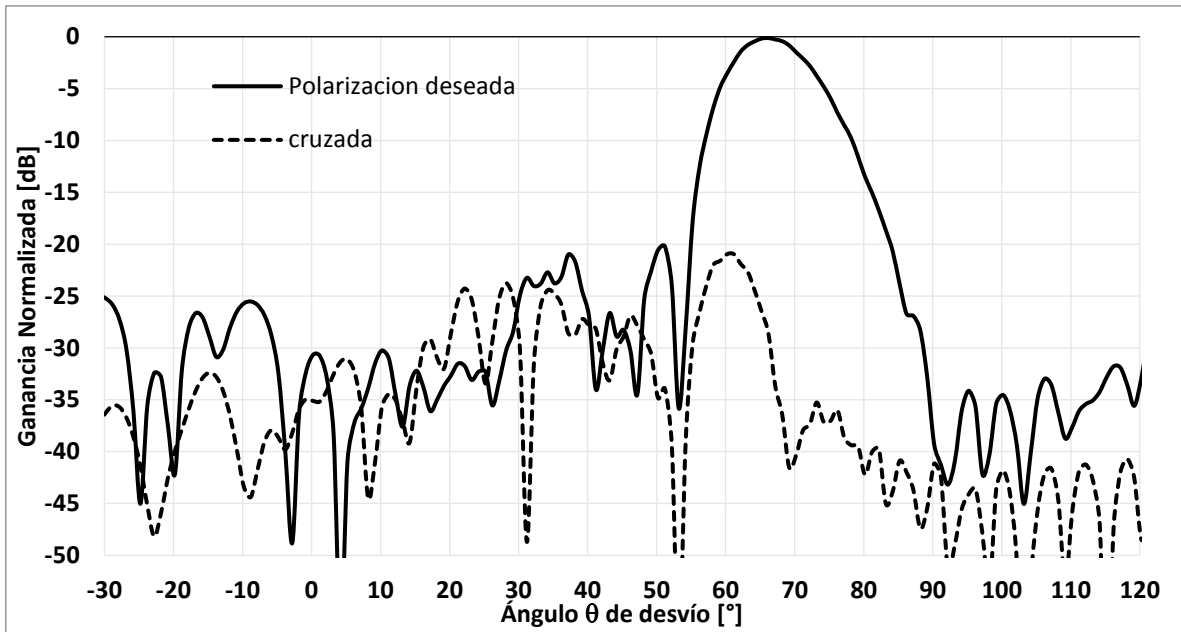


Figura 2.22 Simulación del nivel de polarización cruzada y coeficiente de conversión para celdas con periodo de 4.3 y 3mm.

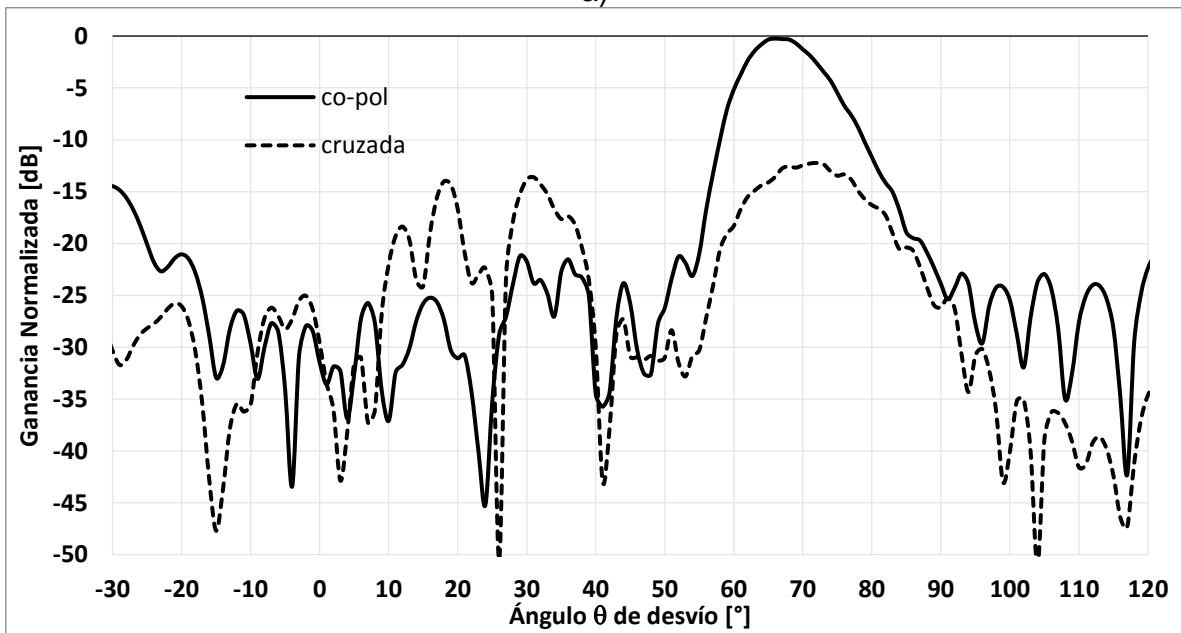
Se realizó otra simulación de arreglo completo, en un software comercial, para los arreglos $Sim_{65_150_{4.3}}$ y $Sim_{65_90_3}$, conformados por los elementos de periodo 4.3 y 3 mm respectivamente, para un ángulo de desvío $\theta_r = 65^\circ$. Las ganancias obtenidas fueron de 23.7 y 23.9 dB, con polarización cruzada igual a -12 y -21 dB, para $Sim_{65_150_{4.3}}$ y $Sim_{65_90_3}$ respectivamente.

En ambos casos se puede apreciar un ensanchamiento del lóbulo principal de 12° a -3 dB, algo similar al arreglo medido RA_{60_150} .

En la Figura 2.23 se muestran los resultados de la simulación, y en la Tabla 2.6 se muestra el balance de pérdidas de cada arreglo, en donde puede verse una coherencia entre los resultados simulados de arreglo finito e infinito



a)



b)

Figura 2.23 Patrón de radiación simulado a 36.5 GHz para a) $Sim_{65_90_3}$ y b) $Sim_{65_150_{4.3}}$

Tabla 2.6 Balance de pérdidas para arreglos con elementos de 4.3 y 3 mm para arreglo finito e infinito simulados		
Arreglo	Sim_65_150 _{4.3}	Sim_65_90 ₃
$\varepsilon_s \varepsilon_t$ [dB]	-1.69	-1.69
ε_{es} [dB]	-3.7	-3.7
ε_{Lc} [dB]	-1.23	-1
ε_{ap} [dB] arreglo infinito	-6.6	-6.4
ε_{ap} [dB] arreglo finito	-7.2	-6.8

Si bien se han ganado 5° de desvío, disminuyendo la diferencia angular entre elementos adyacentes, la ganancia de los arreglos resultó muy similar, además de que la eficiencia de escaneo resulta alta para ángulos mayores, pasando de -3 a -3.7 dB para los ángulos 60 y 65 respectivamente (Fig. 2.24)

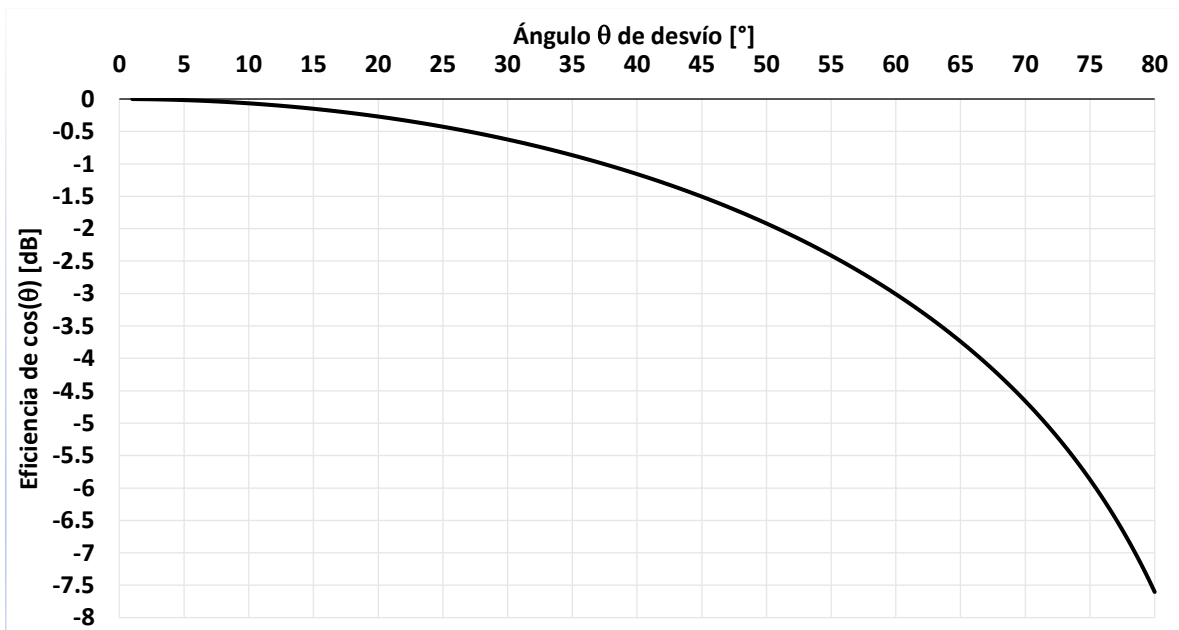


Figura 2.24 Eficiencia de escaneo a diferentes ángulos de desvío.

2.8 Propuesta de arreglo reconfigurable

El arreglo reflectivo analizado se puede convertir en una antena reconfigurable cuando se simula la rotación mecánica de los elementos con interruptores electrónicos. Un elemento reconfigurable de dos bits se muestra en la Fig. 2.25, este elemento contiene ocho cargas capacitivas con interruptores conectados en serie. En cada momento, solo dos conmutadores en los lados opuestos de la ranura del anillo están en el estado de baja impedancia, y los otros seis están en el estado de alta impedancia. La conmutación de los interruptores conduce a la simulación electrónica de rotación del elemento del arreglo reflectivo.

Los interruptores de RF MEMS modernos, con una capacidad tan baja como 1 fF en el estado apagado y una resistencia de 2.2Ω , en el estado encendido se pueden usar como interruptores en los elementos reconfigurables con efectos insignificantes en el rendimiento del arreglo. Este tipo de conmutadores RF MEMS se han utilizado en [8] para diseñar un elemento que funciona en banda X.

Otro enfoque puede relacionarse con el uso de diodos p-i-n como interruptores. En este caso, la capacitancia de 17 fF en el estado apagado requiere un rediseño completo de la geometría del elemento reconfigurable. [9] [10]

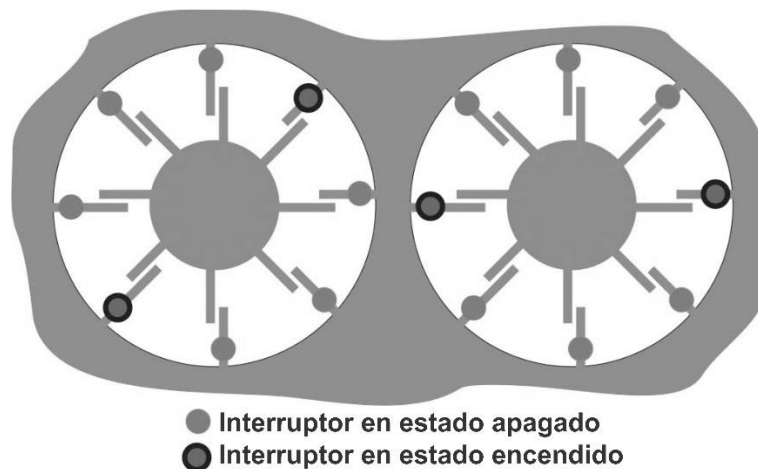


Figura 2.25 Elementos reconfigurables de 2 bits

Conclusiones.

Se optimizó el circuito eléctrico equivalente de anillos ranurados, con cargas reactivas, para obtener un amplio ancho de banda. El modelo capacitivo mostró la opción de obtener dimensiones físicas del anillo y capacitor factibles para la frecuencia de operación de 36.5 GHz.

Fue optimizada la celda unitaria, con cargas capacitivas, para obtener ángulos de exploración del haz de hasta 60° con niveles de polarización cruzada inferiores a -20 dB y pérdidas por conversión de 1.1 dB.

Se fabricaron y midieron cuatro arreglos RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} que mostraron una eficiencia de apertura del 60%, 51%, 42% y 21% respectivamente. El nivel de polarización cruzada medido fue de -25.8, -24.0 -17.8, y -10.9 dB para los arreglos RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} respectivamente.

Adicionalmente se fabricó y midió otro arreglo $RA_{60_{150}}$, que presentó una ganancia de 25.2 dB y un nivel de polarización cruzada de -19 dB.

Empleando cargas capacitivas se disminuyó el periodo de la celda unitaria. A nivel simulación fue mostrando un nivel de polarización cruzada y pérdidas por conversión de -20 dB y 1 dB para ángulos de desvío de hasta 67°

La hipótesis formulada en la sección 2.7, para la disminución del nivel de polarización cruzada con bajas pérdidas de conversión, fue validada a nivel de simulación. El patrón observado fue, que la diferencia de la posición angular de las cargas reactivas entre elementos adyacentes debe ser menor a 65°, lo cual se logró disminuyendo el periodo de la celda unitaria y cambiando el desvío de la onda incidente a otro plano φ_r .

Bibliografía

- [1] A. E. Martynyuk and J.I. Martínez-López, «Frequency-Selective surfaces based on slotted ring slots,» *Electron. Lett.*, vol. 37, nº 5, pp. 268-269, March. 2001.
- [2] J. Huang, R.J. Pogorzelski, «A Ka band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, nº 5, pp. 650-656, May 1998.
- [3] Martynyuk A., Martinez J.L., y Martynyuk N, «Spiraphase Type Reflectarrays Based on Loaded Ring Slot Resonators,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, nº 1, pp. 142-153, Jan. 2004.
- [4] N. Amitay, V. Galindo, and C.P. Wu, *Theory and Analysis of phased array antennas*, Wiley-Interscience, 1972.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Wiley-Interscience, 3rd Edition, 2005.
- [6] P. Nayeri, F. Yang, and A. Elsherbeni, «Bifocal design and aperture phase optimizations of reflectarray antennas for wide-angle beam scanning performance,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, nº 9, pp. 4588-4597, Sep. 2013.
- [7] T. Chaloun et al, «Wide-angle scanning active transmit/receive reflectarray,» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 8, nº 11, pp. 811-818, Aug. 2014.
- [8] E. Carrasco, M. Barba, B. Reig, C. Dieppedale, and J. Encinar, «Characterization of a reflectarray gathered element with electronic control using ohmic RF MEMS and patches aperture-coupled to a delay line,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, nº 9, pp. 4190-4201, Sep. 2012.
- [9] A. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, O. Aroche, and J. Martinez-Lopez, «Mathematical model for spiraphase-type infinite reflective array based on slot ring resonators with pin diode switches,» de *in Proc. 12th Int. Conf. Math. Methods Electromagn. Theory (MMET)*, Odessa Ukraine, Ju. 2008 pp. 302-304.
- [10] A. E. Martynyuk and Y. K. Sidoruk, «Low-loss phase shifters for Ka band phased array,» de *in Proc. IEEE Int. Symp. Phased Array Syst. Technol*, Dana Point, CA, USA, 2000, pp. 53–56..

Capítulo 3 Arreglo de amplio ancho de banda

3.1 Introducción.

Se sabe que una de las desventajas de los arreglos reflectivos es su estrecho ancho de banda [1], la principal técnica para combatir dicha deficiencia ha sido el uso de múltiples capas [2]. Por eso en este capítulo se propondrán nuevos diseños de arreglos reflectivos, basados en anillos ranurados, con el fin de simplificar el diseño de banda ancha.

El método para la obtención de un nuevo elemento, que presente un amplio ancho de banda, fue la de emplear un circuito eléctrico equivalente de 3 y 4 resonancias, mediante la optimización de dichos circuitos obtener elementos geométricos que satisfagan el comportamiento de los circuitos eléctricos.

Los elementos base que fueron considerados son anillos ranurados con cargas reactivas, ya que, mostraron en el capítulo anterior un amplio ancho de banda.

La optimización de los elementos, a nivel de simulación, llevó a la fabricación de tres arreglos reflectivos que fueron caracterizados.

Los elementos que conforman los arreglos reflectivos cumplen con el principio de Fox [3] para un cambio de fase de la onda reflejada, es decir, al girar el elemento radiador un ángulo γ se tiene un cambio de fase en el coeficiente de reflexión igual a 2γ .

3.2 Circuito eléctrico multi resonante

Las principales razones del reducido ancho de banda que presentan los arreglos reflectivos son:

- Fuerte dependencia de la fase espacial de frecuencia
- Reducido ancho de banda de los elementos.

El primer punto se puede combatir disminuyendo el tamaño de la apertura del arreglo, lo que equivale a tener una mayor relación entre la longitud focal y el diámetro (f/D) [4]. El segundo punto requiere de un nuevo diseño del elemento.

Los elementos de una antena tipo microcinta generalmente tienen un ancho de banda alrededor del 3 al 5%, una de las técnicas más empleadas para aumentar el ancho de banda de los arreglos reflectivos es el uso de varias capas apiladas [2], con lo que se logra hasta 15% de ancho de banda.

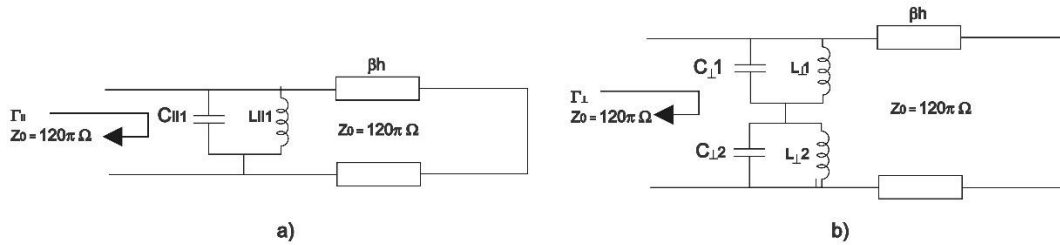
Diseños recientes de arreglos reflectivos de una sola capa han mostrado que las estructuras multifrecuencia resultan atractivas para incrementar el ancho de banda. [4-17]. Por lo que, las estructuras multifrecuencia serán la base para el diseño de un nuevo arreglo reflectivo de una sola capa de amplio ancho de banda.

Con base en los resultados de la optimización del circuito eléctrico equivalente del capítulo anterior, se observó que la onda no controlada presentó dos mínimos en el coeficiente de reflexión (Fig. 2.6), el mismo número que resonancias en el circuito eléctrico (Fig. 2.2). Por tal razón se supuso que al contar con estructuras con más resonancias se presentarían más mínimos, de forma proporcional en la onda no controlada, aumentando así el ancho de banda del arreglo reflectivo.

Fueron considerados dos nuevos circuitos eléctricos (Fig. 3.1) para el desarrollo de los elementos radiadores. El primer circuito equivalente contiene un total de tres resonancias (2 para la componente vertical y una para la componente horizontal), mientras que, el segundo circuito eléctrico fue diseñado para tener cuatro resonancias (2 para la componente vertical y 2 para la componente horizontal). Los

circuitos eléctricos de 3 y 4 resonancias representan el comportamiento de elementos con una posición uniforme de las cargas reactivas.

Tres resonancias



Cuatro resonancias

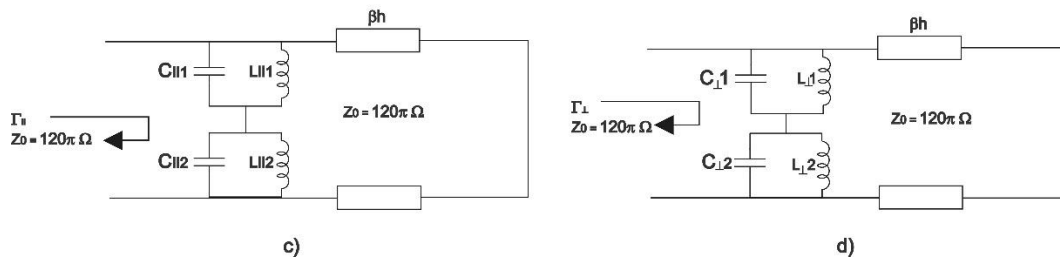


Figura 3.1 Circuito eléctrico equivalente del arreglo reflectivo de 3(a,b) y 4(c,d) resonancias, para polarización lineal de la componente (a,c) horizontal y (b,d) vertical

En la Figura 3.1 cada circuito LC resonante representa la inductancia y capacitancia equivalente del elemento con su respectiva carga, es decir, no se hace referencia a un tipo de carga en particular. Por ejemplo, si la geometría del elemento llevará carga capacitiva, ésta iría incluida en el valor de C, y así respectivamente para una geometría con carga inductiva, la cual iría incluida en el valor de L.

Se realizó la optimización de los circuitos eléctricos equivalentes para una frecuencia central de 36.5 GHz, plasmando los resultados obtenidos de capacitancias e inductancias en un diseño geométrico de celda unitaria, los valores obtenidos de la optimización son mostrados en la Tabla 3.1

<i>Tabla 3.1 Valores optimizados de capacitancia [fF] e inductancia [nH] para el circuito eléctrico equivalente de tres y cuatro resonancias</i>									
	$C_{\parallel 1}$	$L_{\parallel 1}$	$C_{\parallel 2}$	$L_{\parallel 2}$	$C_{\perp 1}$	$L_{\perp 1}$	$C_{\perp 2}$	$C_{\perp 2}$	βh
3 frecuencias de resonancia	13.67	1.586	-	-	36.91	1.366	20.9	0.43	81.46°
4 frecuencias de resonancia	11.68	2.29	69.14	0.181	53.9	1.05	70.5	0.187	79°

3.3 Celda unitaria

Para el caso de tres resonancias se encontraron dos diseños de celda unitaria (Fig.3.2a-b), mientras que, para el circuito equivalente correspondiente a cuatro resonancias, solamente se halló una geometría (Fig. 3.2c) que cumplió las características del circuito eléctrico.

El diseño de la Figura 3.2a ($Cel_{\text{anillo-cruz}}$), consta de una combinación entre un anillo ranurado con una cruz incrustada en el centro. Las geometrías mostradas en las Figuras 3.2b (Cel_{res3}) y 3.2c (Cel_{res4}) tienen el mismo diseño, basado en dos anillos concéntricos con cargas capacitivas.

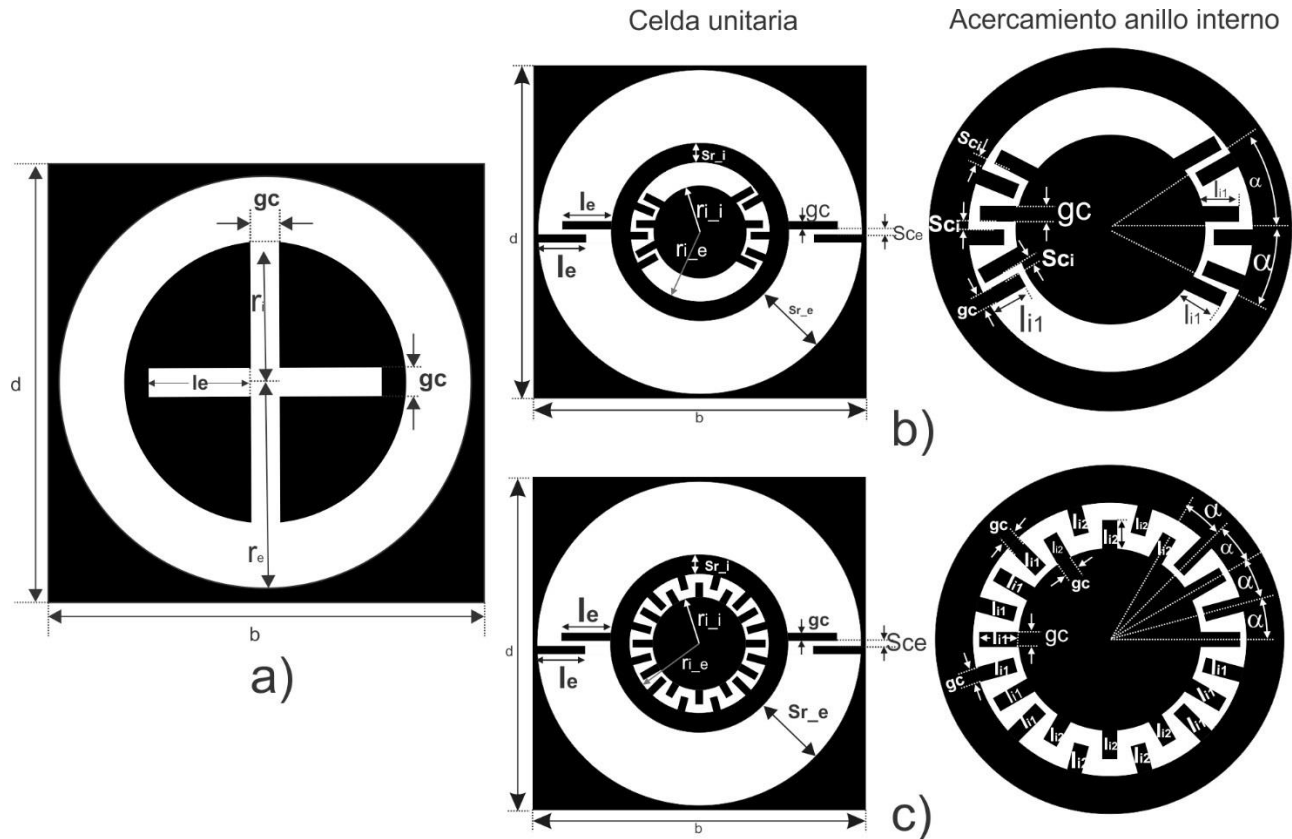


Figura 3.2 Diseños geométricos de celda unitaria correspondientes a los circuitos eléctricos de a,b) tres resonancias y c) cuatro resonancias.

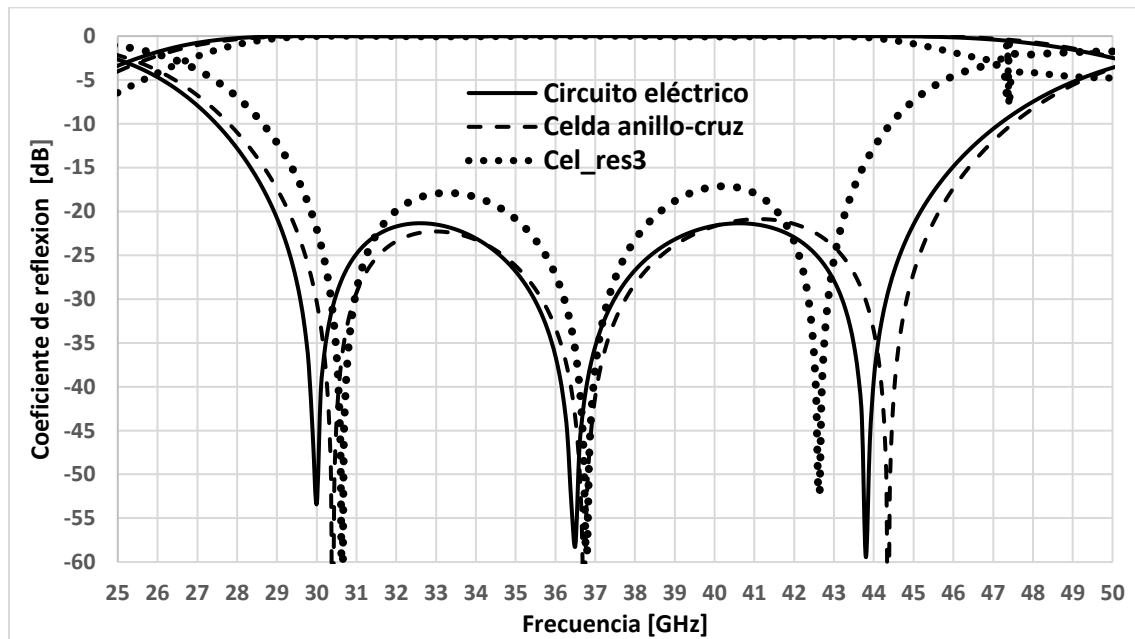
La carga capacitiva del anillo interno de los diseños Cel_{res3} y Cel_{res4} se encuentran en forma concentrada, integrada por múltiples brazos, ya que la ranura de dicho anillo no permitió obtener el valor capacitivo empleando solamente dos brazos, como en el anillo exterior. Las dimensiones de las celdas Cel_{anillo} , Cel_{res3} y Cel_{res4} se muestran en la *Tabla 3.2*.

Las características del material dieléctrico empleado en la simulación fueron: espesor de $25 \mu m$ y $\epsilon_r = 2.9$, con un mallado triangular entre los elementos. Cada uno de los parámetros pueden apreciarse en la Figura 3.2.

	b,d	r_{i_i}	r_{i_e}	s_{r_i}	s_{r_e}	g_c	s_{ce}	s_{ci}	α	l_e	l_{i1}	l_{i2}	h
$Cel_{anillo-cruz}$	5.3	1.74	2.56	-	-	0.37	-	-	-	1.265	-	-	1.86
Cel_{res3}	4.3	0.626	0.925	0.205	0.97	0.1	0.07	0.05	29.4°	0.64	0.219	-	1.8
Cel_{res4}	4.3	0.6	0.9	0.252	0.952	0.1	0.07	-	15°	0.63	0.26	0.189	1.8

Debido al periodo del elemento $Cel_{anillo-cruz}$, un arreglo reflectivo teóricamente podría desviar la onda incidente a un ángulo máximo de 53° sin presentar lóbulos de difracción (Tabla 1.1). Los elementos Cel_{res3} y Cel_{res4} , no presentan limitante para el ángulo de desvío θ_r .

La comparación de la onda controlada y no controlada, entre el circuito eléctrico y la celda unitaria, se muestra en la Figura 3.3, en donde se observa que $Cel_{anillo-cruz}$ mostró una gran semejanza con su circuito eléctrico correspondiente, mientras Cel_{res3} y Cel_{res4} presentaron un nivel de polarización cruzada ligeramente superior a los -20 dB. El ancho de banda alcanzado fue cercano a los 16 GHz (29 a 45 GHz) para ambos circuitos de 3 y 4 resonancias.



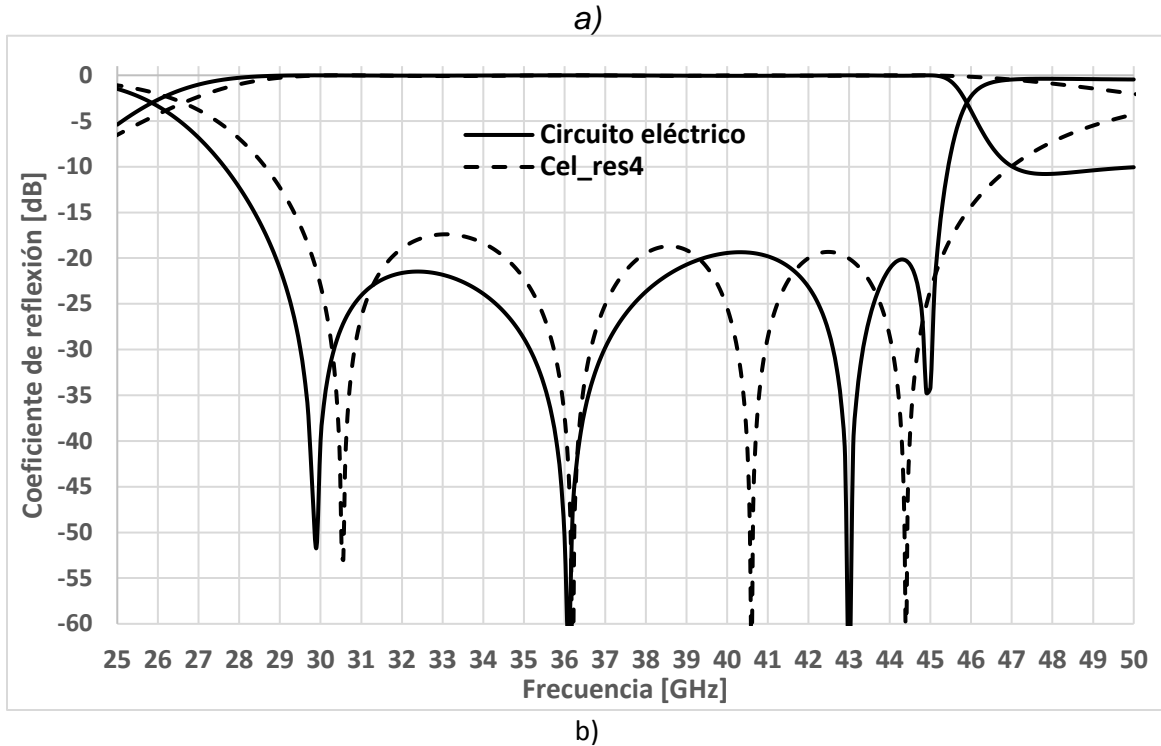


Figura 3.3 Comparación de onda controlada entre a) circuito eléctrico de 3 resonancias con $Cel_{anillo-cruz}$ y Cel_{res3} , b) circuito eléctrico de 4 resonancias con Cel_{res4} .

La forma de la onda no controlada, de la Figura 3.3a, resultó muy parecida a las obtenidas en [16], [17] y [18] para las frecuencias de operación 9, 16.5 y 12 GHz respectivamente.

En la tabla 3.3 se muestra el ancho de banda simulado de cada arreglo infinito, con base en el nivel de polarización cruzada. El ancho de banda simulado aumentó comparando con el elemento de 2 resonancias, diseñado en el capítulo anterior, sin embargo, el arreglo reflectivo conformado por Cel_{res4} no mostró alguna ventaja con respecto a $Cel_{anillo-cruz}$, inclusive presentando una resonancia más del elemento.

Tabla 3.3 Ancho de banda simulado para diferentes diseños de celda unitaria.

<i>Celda unitaria</i>	<i>Ancho de banda [GHz]</i>	<i>Ancho de banda en GHz [%]</i>	<i>Nivel de polarización cruzada [dB]</i>	<i># de resonancias</i>
$Cel_{anillo-cruz}$	16	43.83	<-20	3
Cel_{res3}	14	38.35	<-17	3
Cel_{res4}	16	43.83	<-17	4
[19]	8	21.9	<-20	2
[16]	7	77.7	<-15	3
[17]	9	54.54	<-15	3
[18]	5.6	46.6	<-15	4

Para comprobar la sensibilidad de los elementos, a distintos ángulos de rotación γ , se realizó la simulación de arreglos infinitos empleando como celda unitaria los elementos $Cel_{anillo-cruz}$ y Cel_{res4} , para $\gamma = \frac{i\pi}{12}, \forall i \in [0,12]$, tomando en cuenta una onda incidente normal al plano reflector con una polarización circular. Los resultados del comportamiento de la fase ϕ_i y magnitud de la onda controlada, en función de la frecuencia, mostraron un error de 2° con pérdidas de 0.05 dB y 10° con pérdidas de 0.35 dB para los elementos $Cel_{anillo-cruz}$ y Cel_{res4} respectivamente (Fig. 3.4).

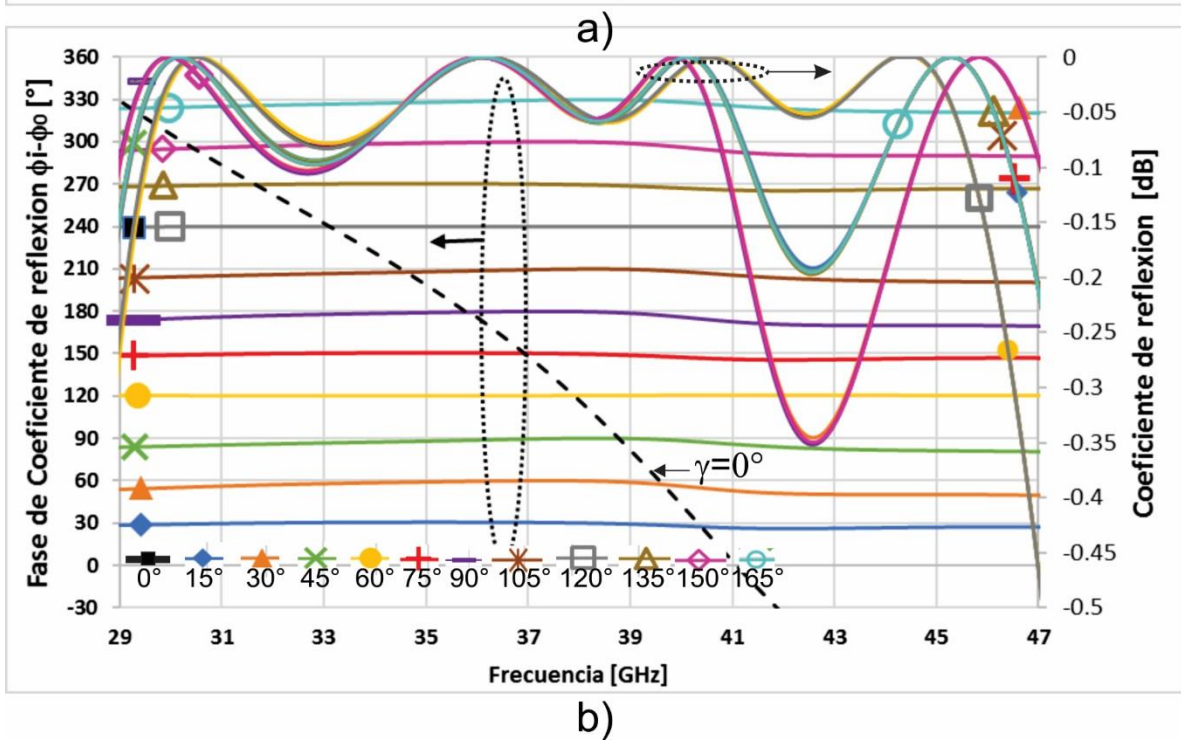
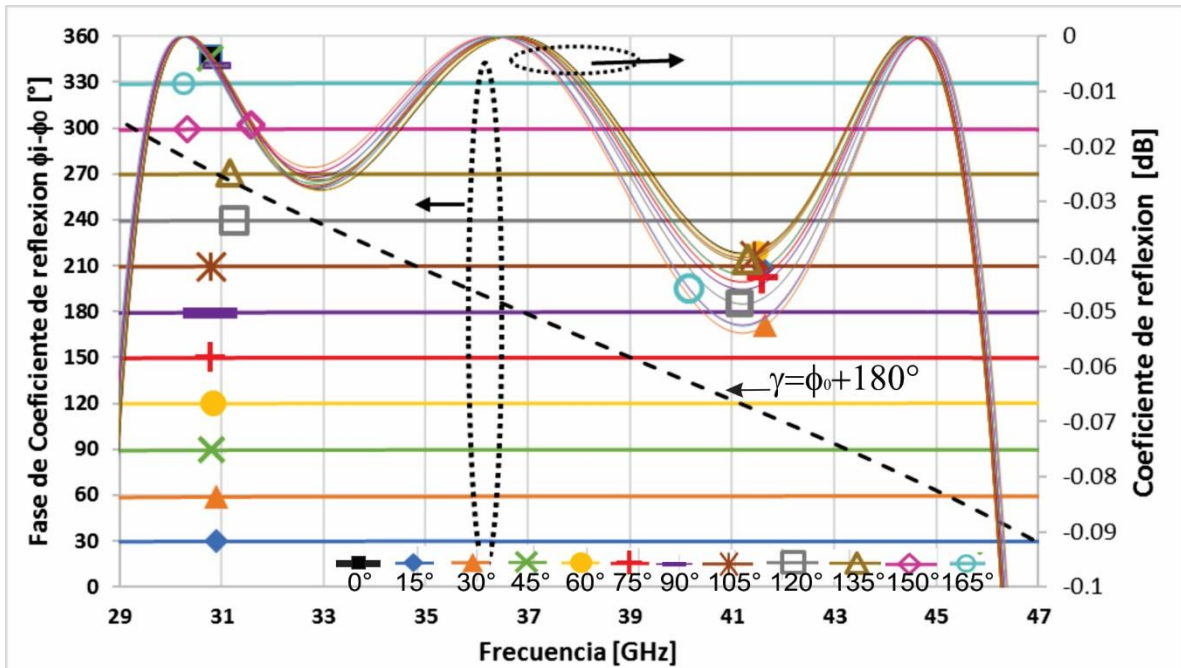


Figura 3.4 Magnitud y fase ϕ_i de coeficiente de reflexión de la onda controlada a diferentes ángulos de rotación γ de los elementos a) Cel_{anillo} y b) $Cel_{res4-cruz}$.

3.4 Fabricación y Resultados

Los elementos $Cel_{anillo-cruz}$ y Cel_{res4} fueron considerados para fabricación, debido a que el diseño geométrico entre los elementos Cel_{res3} y Cel_{res4} es muy similar se decidió trabajar únicamente con Cel_{res4} , ya que Cel_{res4} cuenta con 4 resonancias.

Se fabricaron y midieron tres arreglos reflectivos, RA_{cr-0} y RA_{cr-20} conformados por elementos $Cel_{anillo-cruz}$ para $\theta_r = 0^\circ$ y 20° respectivamente, y RA_{res4-0} empleando elemento de doble anillo capacitivo Cel_{res4} para $\theta_r = 0^\circ$. Los tres arreglos fueron impresos en un área circular de 9 cm de diámetro sobre un material dieléctrico Rogers 3850, con $\epsilon_r = 2.9$ y grosor de 25 μm . Los arreglos RA_{cr-0} y RA_{cr-20} fueron compuestos por un total de 257 elementos, mientras que RA_{res4-0} presentó 367 elementos.

En la Figura 3.5 se muestran las máscaras empleadas en el proceso de fabricación.

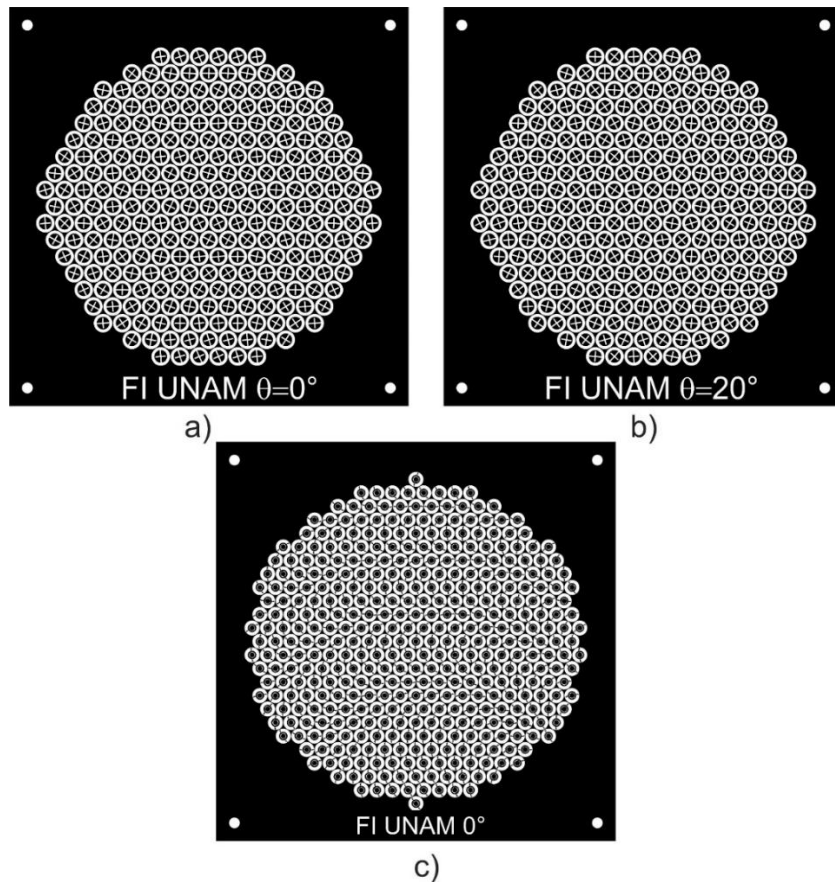
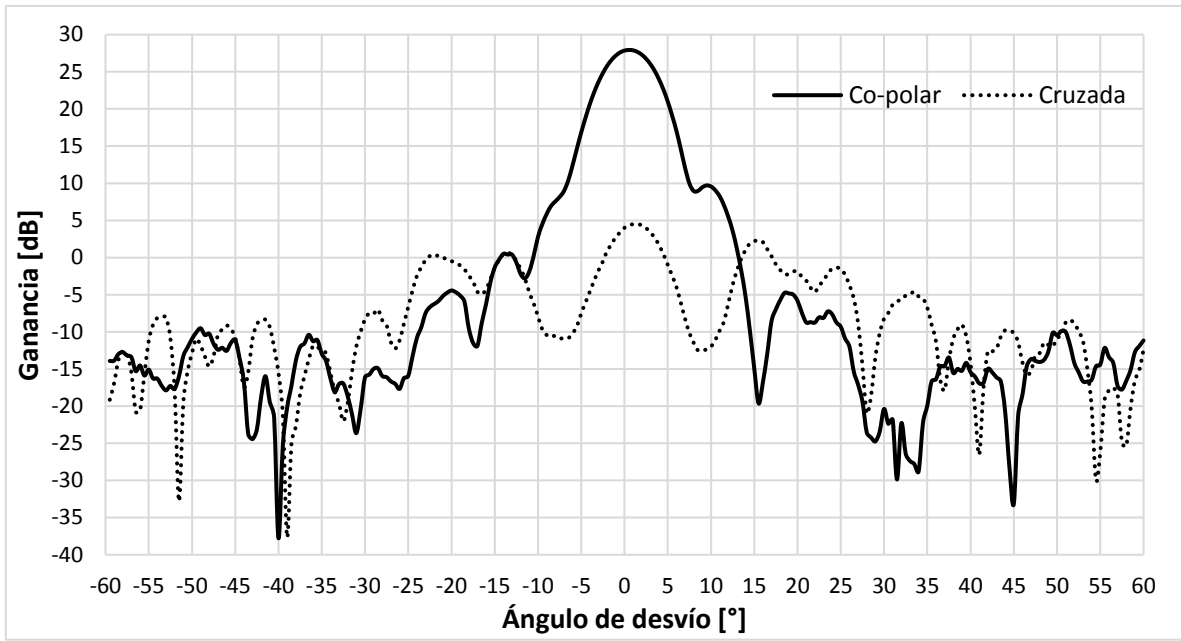


Figura 3.5 Máscaras de fabricación para los arreglos a) RA_{cr-0} , b) RA_{cr-20} y c) RA_{res4-0} .

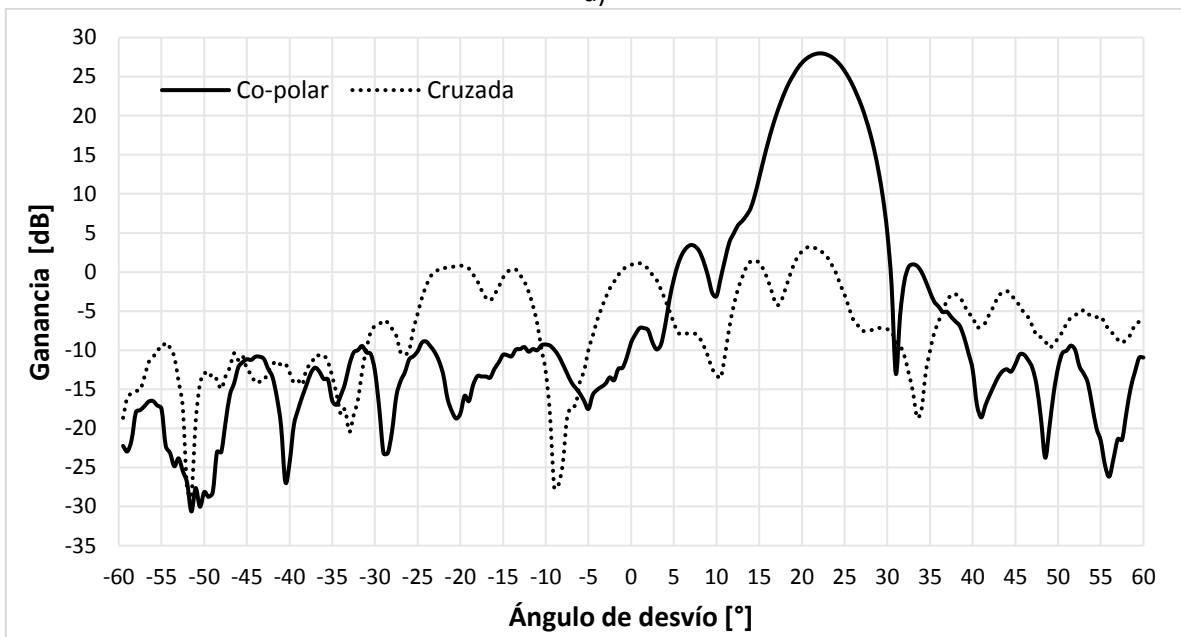
Debido a que la medición de los arreglos fabricados en el capítulo 2 tomó alrededor de 2-3 horas por arreglo, debido a que la medición se realizó de forma manual, lo cual resulta impráctico y aumenta la probabilidad de cometer un error. Se desarrolló un programa para la automatización de obtención de datos, reduciendo el tiempo a un promedio de 20 minutos por arreglo. Los tres arreglos fueron medidos a una frecuencia de 36.5 GHz, mostrando una ganancia de 27.97 dB, 27.93 dB y 27 dB, lo que corresponde a una eficiencia $\varepsilon_{ap} = 53\%$, 52% y 42% , para los arreglos RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} respectivamente. El nivel de los lóbulos laterales y polarización cruzada para los 3 arreglos se muestran en la tabla 3.4.

<i>Tabla 3.4 Nivel de polarización cruzada medidos en el plano $\varphi_r = 0^\circ$ para alimentación $\theta_{off} = 25^\circ$, $\varphi_{off} = 270^\circ$</i>			
Arreglo	RA_{cr_0}	RA_{cr_20}	RA_{res4_0}
Polarización cruzada [dB]	-24.8	-23.45	-22.42
Nivel de lóbulos laterales[dB]	-24.51	-25.36	-24.88
Ancho de haz -3 dB [°]	6	7	5.5

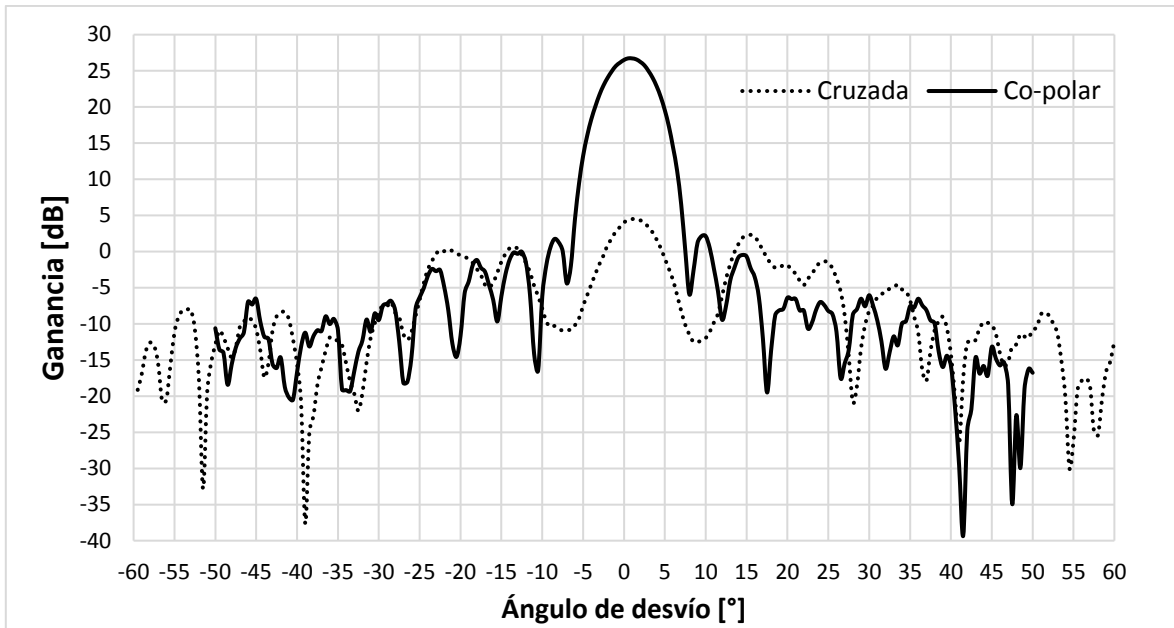
En la Figura 3.6 se muestra el patrón de radiación medido para los tres arreglos fabricados. Se observa que el arreglo RA_{cr_20} muestra un desvío del haz a $\theta_r = 22^\circ$, 2 grados más de lo esperado, también es notable que los arreglos RA_{cr_0} y RA_{cr_20} mostraron una eficiencia de apertura mayor que RA_{res4_0} .



a)



b)

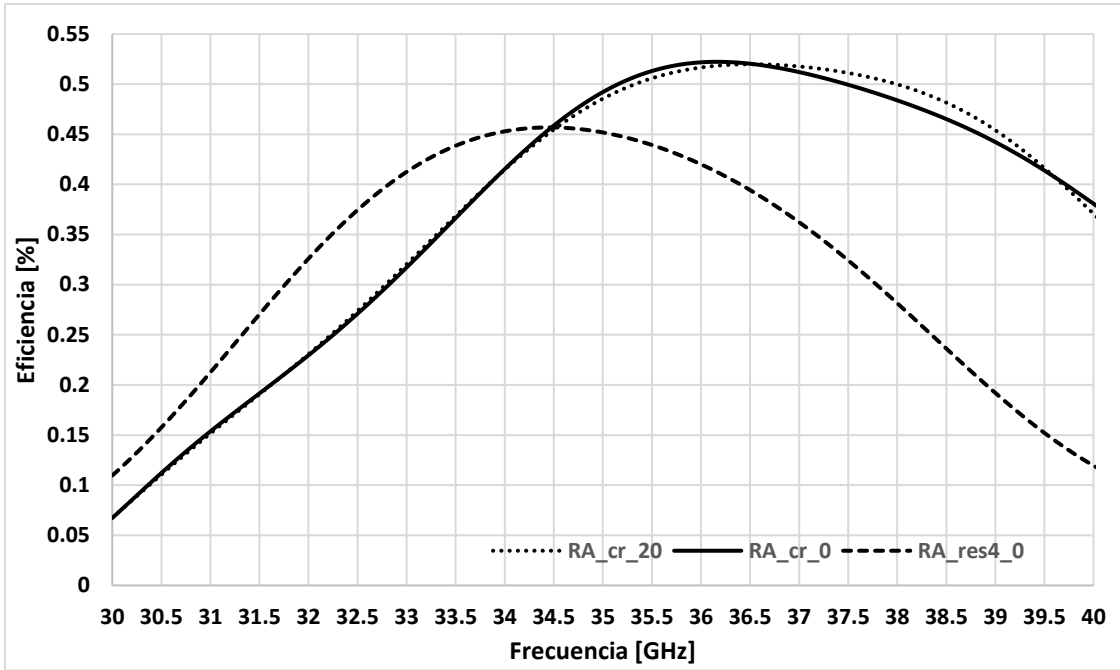


c)

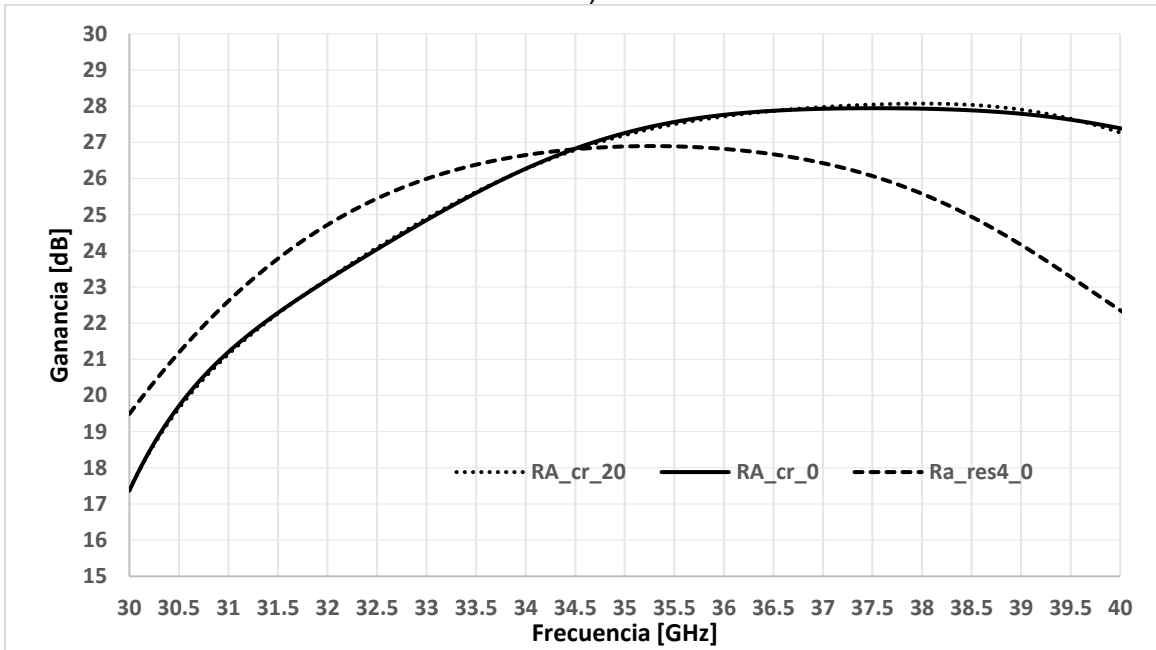
Figura 3.6 Patrón de radiación medido, en el plano $\varphi_r = 0$, a una frecuencia de 36.5 GHz. Arreglo reflectivo a) RA_{cr_0} , b) RA_{cr_20} y c) RA_{res4_0} .

De los resultados obtenidos se observó que RA_{res4_0} presentó su ganancia máxima de 27.12 dB, a una frecuencia de 35.15 GHz, mientras que los arreglos RA_{cr_0} y RA_{cr_20} mostraron ganancias máximas de 28.26 dB y 28.15 dB a 37.52 GHz y 37.53 GHz respectivamente.

En la Figura 3.7 se puede apreciar la eficiencia, ganancia y nivel de polarización cruzada con respecto a la frecuencia.



a)



b)

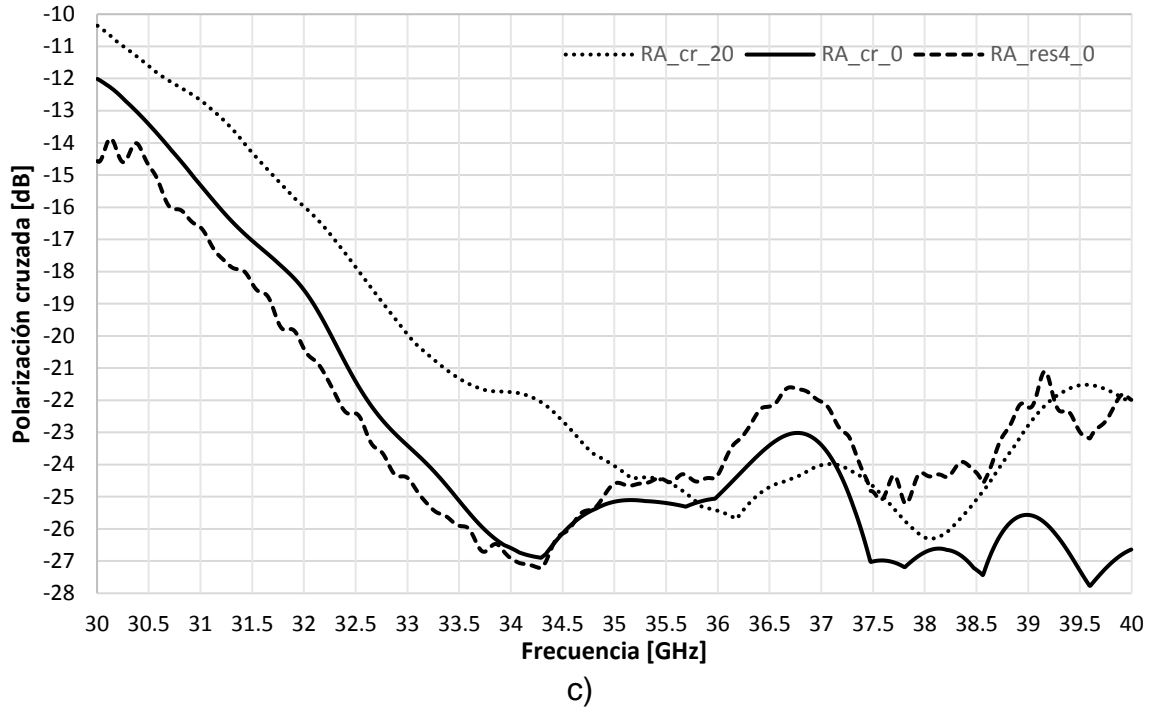


Figura 3.7 Medición de a) Eficiencia, b) Ganancia y c) Polarización cruzada con respecto a la frecuencia para RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} .

Los arreglos RA_{cr_0} y RA_{cr_20} mostraron una ganancia máxima (G_{max}) ± 1 dB en la banda relativa de frecuencia (36.5 GHz), superior al 14.35% y 14.2% respectivamente, la ganancia del arreglo RA_{res4_0} fue del 14%. El nivel de polarización cruzada resultó menor a -20 dB en un porcentaje superior al 21.23%, 19.17% y 22%, para los arreglos RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} respectivamente.

De los resultados medidos se pudo observar que la optimización, basada en estructuras de múltiples frecuencias, resultó adecuada en la obtención de un amplio ancho de banda con base en un bajo nivel de polarización cruzada (<-20 dB).

Debido a que los diseños de los arreglos, presentados en este capítulo, son nuevos no se cuenta con un modelo matemático que pueda cuantificar la eficiencia de conversión, como en el capítulo anterior. Fue necesario buscar formas alternas de explicar la disminución en la eficiencia del arreglo RA_{res4_0} comparado con RA_{cr_0} , Para ello se tomó como base el simulador electromagnético, así como los resultados de la medición.

Se puede observar en las gráficas de la Figura 3.7 que para RA_{cr_0} la ganancia y eficiencia máxima corresponden a las frecuencias 37.5 y 36.2 GHz respectivamente, de manera análoga el arreglo RA_{res4_0} presentó sus máximos de ganancia y eficiencia en 35 y 34.3 GHz respectivamente.

Se realizó una simulación para probar la sensibilidad de los elementos Cel_{anillo_cruz} y Cel_{res4} a errores de fabricación, se tomó como referencia una posición angular de los elementos $\gamma=0^\circ$, alimentados por una onda plana polarizada circularmente con incidencia normal al arreglo.

En la Figura 3.8 se muestran los resultados obtenidos simulando un sobre ataque, en el proceso de fabricación, que pudiera haber modificado las dimensiones de los elementos. Se puede apreciar que la celda unitaria Cel_{anillo_cruz} resultó muy robusta, presentando una estabilidad de hasta 14 μm de sobre ataque. El arreglo conformado por Cel_{res4} mostró que una modificación de entre 3 y 4 μm en sus dimensiones, proporciona pérdidas de 0.08 y 0.12 dB en 36.5 GHz, y un mínimo de pérdidas para las frecuencias 34.2 y 35.15 GHz respectivamente.

Los resultados simulados de los elementos Cel_{anillo_cruz} y Cel_{res4} para distintos ángulos de incidencia de la onda plana polarizada circularmente se muestran en la Figura 3.9, los parámetros de interés fueron la fase y la magnitud de la onda controlada para cada elemento a una frecuencia de 36.5 GHz. Se puede apreciar que los elementos Cel_{res4} y Cel_{anillo_cruz} presentaron pérdidas de 0.05 y 0.04 dB con errores de fase de 25° y 13° para $\theta_{off} = 25^\circ$ respectivamente.

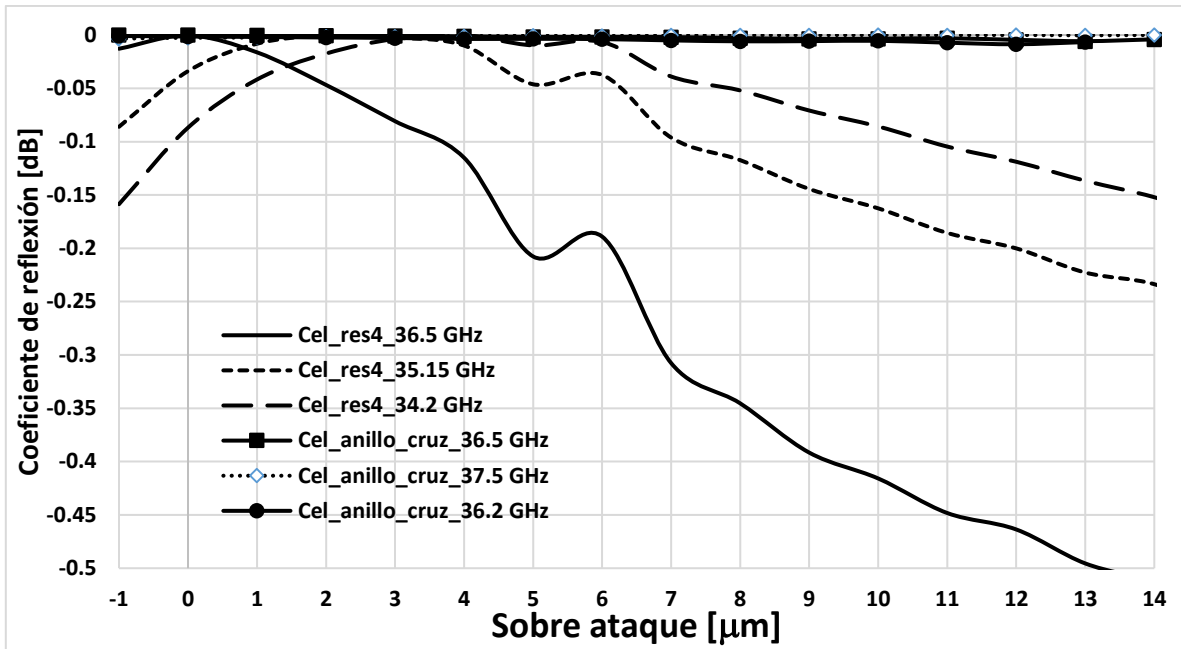


Figura 3.8 Simulación de sobre ataque de las dimensiones de los elementos Cel_{anillo_cruz} y Cel_{res4} .

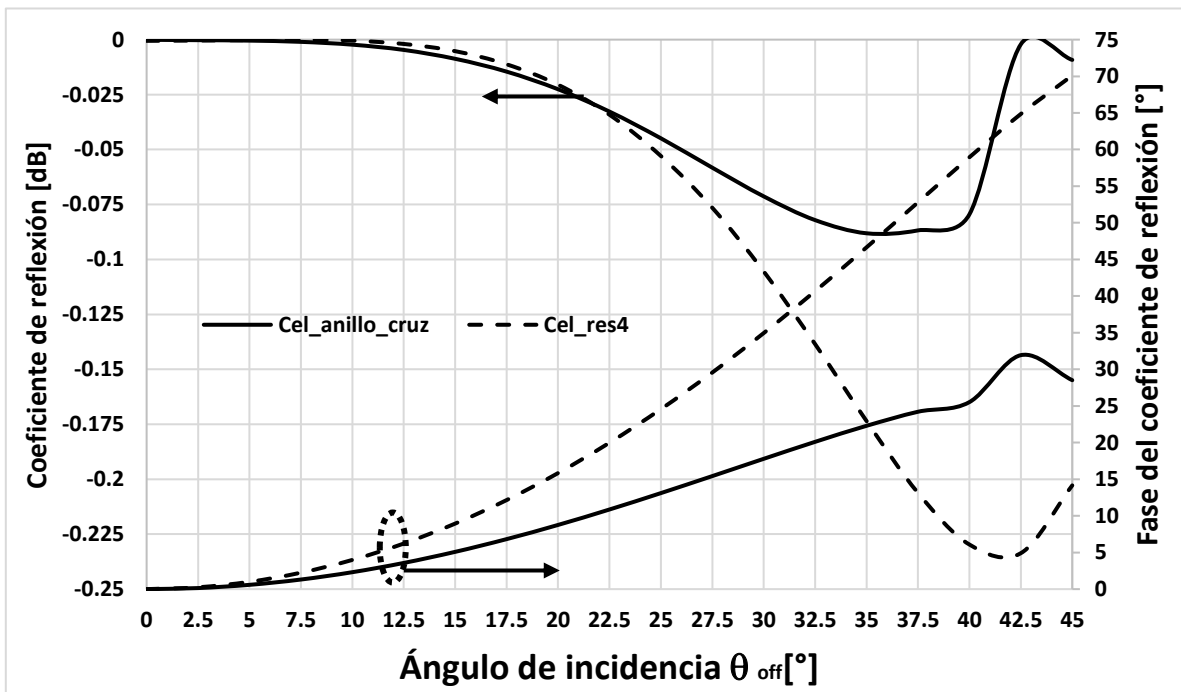


Figura 3.9 Comportamiento de magnitud y fase de onda controlada, a diferentes ángulos de incidencia θ_{off} de onda plana polarizada circularmente, para los elementos Cel_{anillo_cruz} y Cel_{res4} .

Los resultados simulados que se obtuvieron concuerdan con los datos de la medición, y ya que en el proceso de fabricación por fotolitografía no se puede

asegurar una integridad total en las dimensiones de fabricación, un sobre ataque de 3-4 μm pudo ocurrir.

Conclusiones.

Las SSF de múltiples frecuencias resonantes, de una sola capa, resultan atractivas en la integración de arreglos reflectivos para obtener un amplio ancho de banda con base en un bajo nivel de polarización cruzada.

Se optimizaron dos circuitos eléctricos, de 3 y 4 resonancias, para obtener un amplio ancho de banda. Se obtuvieron 3 diseños de celda unitaria (2 diseños para el circuito de 3 resonancias y 1 diseño para el de 4 resonancias).

Los diseños Cel_{res3} y Cel_{res4} , basados en anillos concéntricos con cargas capacitivas concentradas, mostraron un periodo menor (4.3 m) que el diseño $Cel_{anillo-cruz}$ (5.3 mm).

Se fabricaron y midieron 3 arreglos reflectivos, RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} . La ganancia medida a una frecuencia de 36.5 GHz fue de 27.97 dB, 27.93 dB y 27 dB correspondiente a una eficiencia $\varepsilon_{ap} = 53\%$, 52% y 42% respectivamente.

La celda unitaria Cel_{res4} resultó poco tolerante a errores de fabricación, de entre 3 y 4 μm , debido a las cargas capacitivas concentradas que componen a dicho elemento. Los errores de fase mostrados fueron de 10° con pérdidas de 0.35 dB, para las distintas posiciones angulares γ del elemento, en un rango de frecuencias de 29.5 a 45.5 GHz. El elemento $Cel_{anillo-cruz}$ mostro ser muy estable a errores de fabricación de hasta 14 μm , con errores en fase de 2° y pérdidas de 0.05 dB en el mismo rango de frecuencias.

El elemento $Cel_{anillo-cruz}$ presentó mayor estabilidad que Cel_{res4} a diferentes ángulos de incidencia (0° - 45°), de la onda circular plana, teniendo pérdidas máximas de 0.08 y 0.23 dB, con errores de fase de 32° y 70° para los elementos $Cel_{anillo-cruz}$ y Cel_{res4} respectivamente.

Bibliografía

- [1] D. M. Pozar, «Bandwidth of Reflectarrays,» *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1490-1491, Oct. 2003.
- [2] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, “Broadband design of three - layer printed reflectarrays” *IEEE Transaction on Antennas and Propagation.*, vol. 51, p. 1662 –1664, July 2003.
- [3] A. Fox, “An adjustable wave-guide phase changer” *Proceedings of IRE PIRE*, Vol.35, No. 12, Dec. 1947, pp. 1489-1498
- [4] J. J. Zhao, S. X. Gong, Y. X. Xu, and L. S. Ren, «Design of a broadband reflectarray using meander-shaped elements,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, nº 2, pp. 500-503, Feb. 2012.
- [5] H. Li, B. Z. Wang, and W. Shao, «Novel broadband reflectarray antenna with compound-cross-loop elements for millimeter-wave application,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 21, nº 10, pp. 333-1340,, Jan 2007.
- [6] C. Tian, Y. C. Jiao, and W. L. Liang, «A broadband reflectarray using Phoenix unit cell,» *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 50, pp. 67-72, Nov. 2014.
- [7] R. H. Li, L. Chen, X. T. Gu, and X.W. Shi, «A novel element for broadband reflectarray antennas,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 25, nº 11-12, pp. 1554-1563, jan. 2011.
- [8] L. Li et al., «Novel broadband planar reflectarray with parasitic dipoles for wireless communication applications,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 881-885, 2009.
- [9] W. W. Wu, S. W. Qu, and X. Q. Zhang, «Single-layer reflectarray with novel elements for wideband applications,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, nº 4, pp. 950-954, April 2014.
- [10] J. H. Yoon, Y. J. Yoon, W. S. Lee, and J. H. So, «Broadband microstrip reflectarray with five parallel dipole elements,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1109-112, 2015.
- [11] I. Derafshi, N. Komjani, and M. Mohammadirad, «A single-layer broadband reflectarray antenna by using quasi-spiral phase delay line,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 84-87, 2015.
- [12] S. F. Qotolo, H. R. Hassani, and M. N. Moghadasi, «A novel broadband reflectarray antenna with lattice stubs on square element for Ku-band application,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, nº 11, pp. 2699-2702, Nov. 2015.
- [13] F. Venneri, S. Costanzo, G. Di Massa, and G. Amendola, «Aperture-coupled reflectarrays with enhanced bandwidth features,» *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 22, nº 11-12, pp. 1527-1537, Jan. 2008.

- [14] G. Zhao, Y.-C. Jiao, F. Zhang, and F.-S. Zhang, «A subwavelength element for broadband circularly polarized reflectarrays,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, p. 330–333, 2010.
- [15] S. M. A. M. H. Abadi and N. Behdad, «Broadband true-time-delay circularly polarized reflectarray with linearly polarized feed,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 11, p. 4891–4896, Nov 2016.
- [16] L. Zhang, S. Gao, Q. Luo, and W. T. Li, «Single-layer wideband circularly polarized high-efficiency reflectarray for satellite communications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, nº 9, pp. 4529–4538, Sep. 2017.
- [17] W. Guo, G. Wang, K. Liu, Y. Zhuang, and Q. Ge, «Design of Single-Layered Ultrawideband High-Efficiency Circularly Polarized Reflectarray,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, nº 8, pp. 1386-1390, Aug. 2018.
- [18] Qiang Gao, Junhong Wang, Yujian Li, and Zheng Li, «A Multiresonant Element for Bandwidth Enhancement of Circularly Polarized Reflectarray Antennas,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, nº 5, pp. 727-730, May 2018.
- [19] J. Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, «Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No.10, Oct. 2015, pp.4342-4351.

Capítulo 4 Arreglo multifrecuencia

4.1 Introducción

El estrecho ancho de banda que presentan los arreglos reflectivos no siempre es una desventaja, existen aplicaciones en las que no se necesita tener un amplio ancho de banda en la antena, pero si trabajar en dos o más frecuencias distintas. [1].

Los arreglos reflectivos multi banda son capaces de formar varios haces principales, orientados en diferentes direcciones, para frecuencias distintas compartiendo la misma apertura, lo cual resulta atractivo, ya que, se reduce el peso, volumen y costo de fabricación.

Diversos conceptos han sido usados en el paso de los años en el diseño de este tipo de arreglos reflectivos. Inicialmente se desarrollaron arreglos reflectivos para 2 frecuencias de operación, de varias capas [2-4], donde cada capa corresponde a una frecuencia de operación, esta técnica tiene el inconveniente de que las frecuencias deben de estar ampliamente separadas, para que las capas no interfieran entre si mismas, teniendo una relación de frecuencias ($R = f_{max}/f_{min}$) superior a 1.5.

Configuraciones de una sola capa, para simplificar arreglos reflectivos de múltiples capas, han sido diseñados. La característica típica de estos arreglos es que contienen elementos reflectores de diferente medida en una misma celda [4-6], obteniendo relaciones de frecuencia de hasta 1.17. Una de las desventajas que se ha visto es que estos arreglos emplean polarizaciones ortogonales, para evitar la interferencia mutua entre los elementos, lo que impide el funcionamiento simultáneo del arreglo o requiere de alimentadores adicionales. El cubrir dicha necesidad empleando una antena para cada frecuencia de operación resulta en un incremento del peso, volumen y costo del sistema final.

El desarrollo de arreglos reflectivos de una sola capa con una baja relación de frecuencias y empleando un solo alimentador principal ha sido limitado. En [7] y [8]

se han estudiado estas deficiencias y se desarrollaron arreglos de dos y tres frecuencias respectivamente, con la peculiaridad de un aumento en el nivel de lóbulos laterales en cada frecuencia.

Con base en lo anterior en el presente capítulo se presenta el estudio y diseño de un arreglo reflectivo de múltiples frecuencias, de una sola capa empleando un solo alimentador y sentido de polarización, con una relación entre frecuencias $R < 1.2$. Los elementos radiadores son anillos ranurados con cargas reactivas.

4.2 Anillo con cargas inductivas.

El uso de anillos con cortos en arreglos reflectivos de dos frecuencias ya ha sido empleado en [4] y [8]. En [4] se trabajó en dos polarizaciones ortogonales en las frecuencias de 20 y 30 GHz ($R=1.5$), mientras que en [8] se manejó un solo sentido de polarización circular, para trabajar en frecuencias cercanas 34.5 y 38.5 GHz ($R=1.12$)

La razón por la cual en [8] se logró trabajar en frecuencias cercanas es porque se empleó la resonancia simple y doble de los anillos con cargas inductivas [9-10]. Se sabe que la frecuencia de resonancia de anillos ranurados con cortos se presenta cuando el perímetro del anillo es aproximadamente igual a λ y 2λ , por lo que, el uso simultáneo de estas dos resonancias resulta conveniente en el empleo de anillos concéntricos para trabajar en frecuencias cercanas. Este método resulta imposible si se trabajara con una sola resonancia, ya que, las dimensiones de los anillos resultarían muy semejantes llevando al empalme de los anillos.

Por motivos de practicidad, en términos de disminución de volumen del arreglo reflectivo y operación simultánea de las frecuencias, se tomó el diseño de [8] para realizar un arreglo reflectivo que trabaje en tres frecuencias cercanas.

Para el diseño del arreglo de tres frecuencias fue necesario introducir un tercer anillo entre los anillos de resonancia λ y 2λ . Recientemente se ha comprobado en SSF

que los anillos presentan una tercera resonancia, cuando su perímetro es igual a 1.5λ [11], empleando solamente un corto en el anillo. Por lo que el uso de este tipo de anillo resultó atractivo para el diseño del nuevo elemento radiador de tres frecuencias de operación.

Por lo tanto, lo que se propuso fue agregar un anillo intermedio de perímetro $= 1.5\lambda$, al diseño original de doble frecuencia [8], para evitar el empalme con los otros dos anillos y así cada anillo trabajaría a una frecuencia distinta de manera simultánea. En la Figura 4.1 se muestra la geometría del diseño propuesto para un arreglo reflectivo de tres haces, para las frecuencias 34.5, 36.5 y 38.5 GHz ($R= 1.08$ y 1.05).

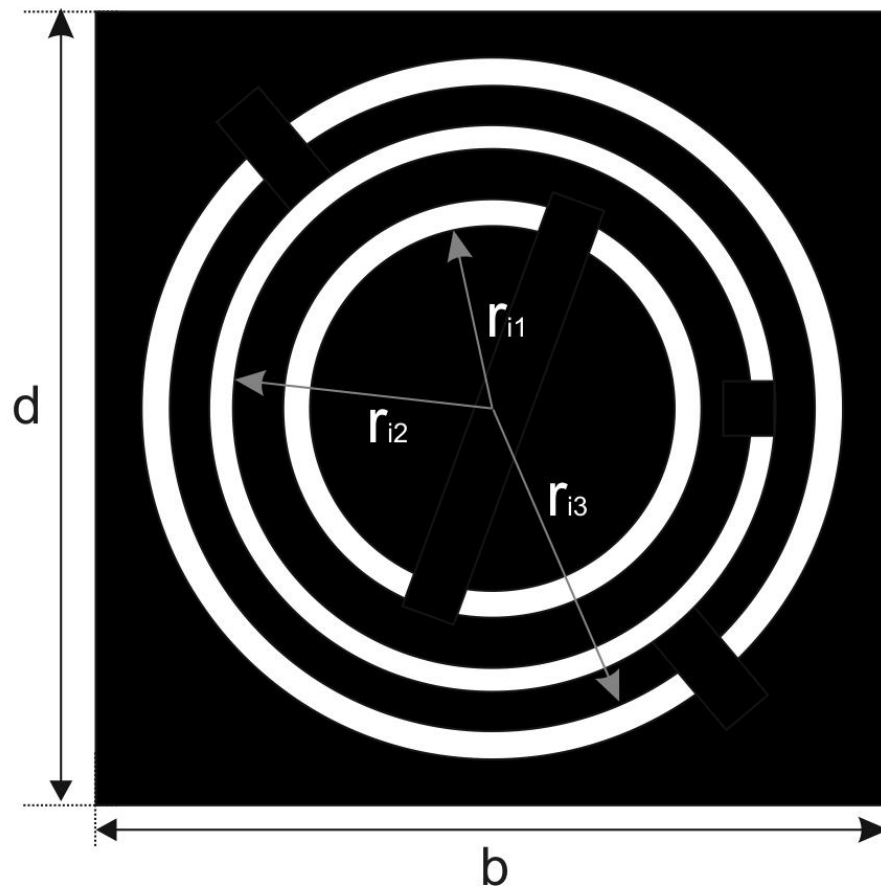


Figura 4.1 Celda unitaria de arreglo reflectivo para las frecuencias de 34.5, 36.5 y 38.5 GHz

El proceso de optimización del diseño propuesto fue el mismo que se realizó para dos frecuencias [8]. Mediante el uso de un simulador comercial se dibujó la

estructura, teniendo como referencia los tres anillos en una posición angular de 0° , mediante el ajuste de los radios internos de cada anillo, manteniendo un grosor de ranura de 0.15 mm, se buscó que las frecuencias de operación fueran 34.5, 36.5 y 38.5 GHz. El procedimiento se repitió sucesivamente, para las distintas posiciones angulares de cada anillo, con un paso de 10° para los anillos interno, medio y externo.

La propuesta original contemplaba que las frecuencias de operación fueran de 34.5, 36.5 y 38.5 GHz, sin embargo, durante la optimización se observó que en la frecuencia de 34.5 GHz el nivel de la polarización cruzada era superior a -20 dB. El problema fue resuelto ajustando el anillo interno a la frecuencia de 33.5 GHz, lo que implicó un aumento en el periodo de la celda unitaria de 5 a 5.5 mm.

En la tabla 4.1 se muestran los valores de la celda optimizada. El material dieléctrico utilizado en la simulación fue de un grosor de 25 μm con $\epsilon_r = 2.9$, el grosor de todos los cortos fue de 0.15 mm y la distancia entre el dieléctrico y la pantalla metálica fue de 2.62.

Tabla 4.1 Parámetros optimizados para celda unitaria usando anillos concéntricos con cargas inductivas para las frecuencias de 33.5, 36.5 y 38.5 GHz.

Frecuencia [GHz]	Resonancia de anillo [λ]	Parámetro	Dimensiones [mm]
		b,d	5.5
33.5	1.5	r_{i1}	1.69-1.98
36.5	2	r_{i2}	2.01-2.45
38.5	1	r_{i3}	1.21-1.6
		Tipo de rejilla	Triangular equilátera

Un total de tres meses fue el tiempo que tardó la optimización del diseño, obteniendo 5832 combinaciones angulares para los tres anillos concéntricos. Eliminando las combinaciones en donde la fase reflejada presentó un cambio súbito en un intervalo de frecuencias cercano (Fig. 4.2) quedó una base de datos de 1103 elementos. Cabe mencionar que fueron simuladas otras distribuciones de anillos y la que

mostro mejor estabilidad en magnitud y fase, además de una base de datos de mayor cantidad fue la mostrada en la Tabla 4.1.

Debido al aumento en el periodo de la celda unitaria el máximo ángulo teórico de desvió es de 61.6 , 46.5 y 39.5° para las frecuencias de 33.5 , 36.5 y 38.5 GHz respectivamente.

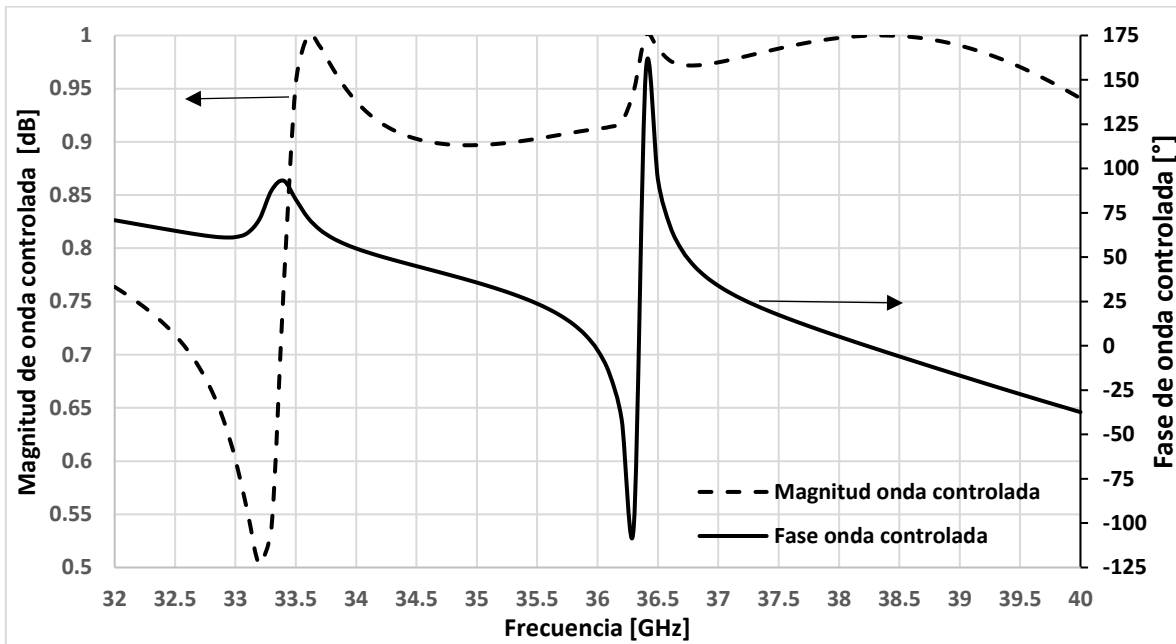


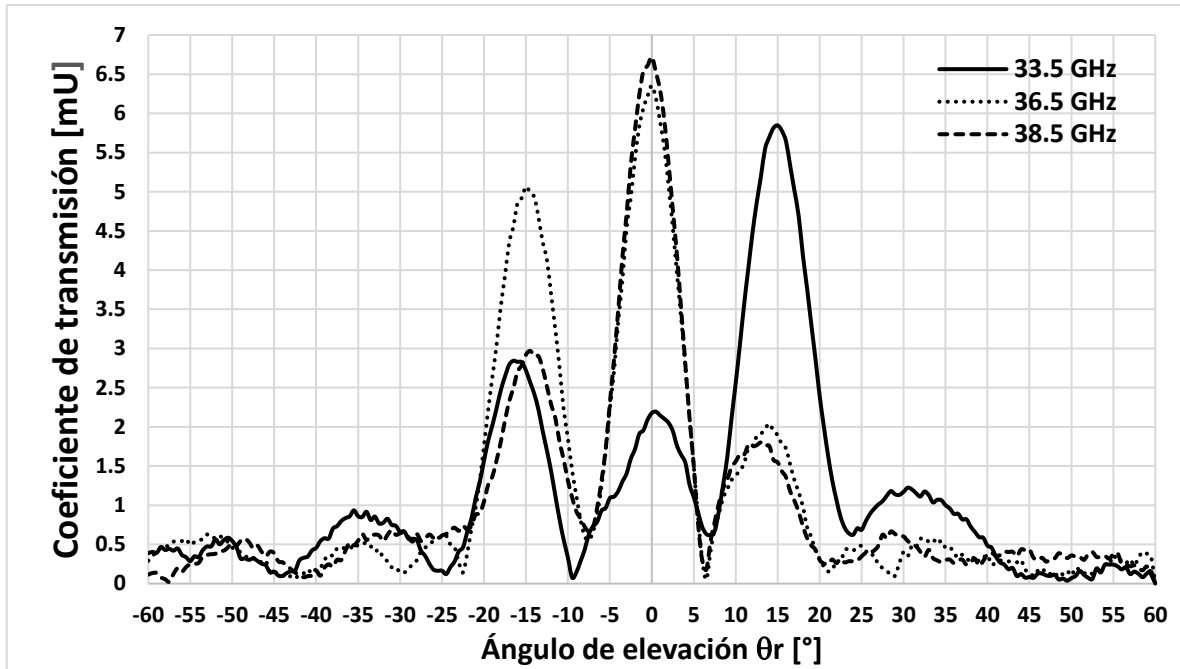
Figura 4.2 Fase y magnitud de onda controlada para el caso $(0^\circ, 0^\circ, 110^\circ)$ para los anillos (interior, medio, externo) respectivamente.

4.2.1 Fabricación y Resultados

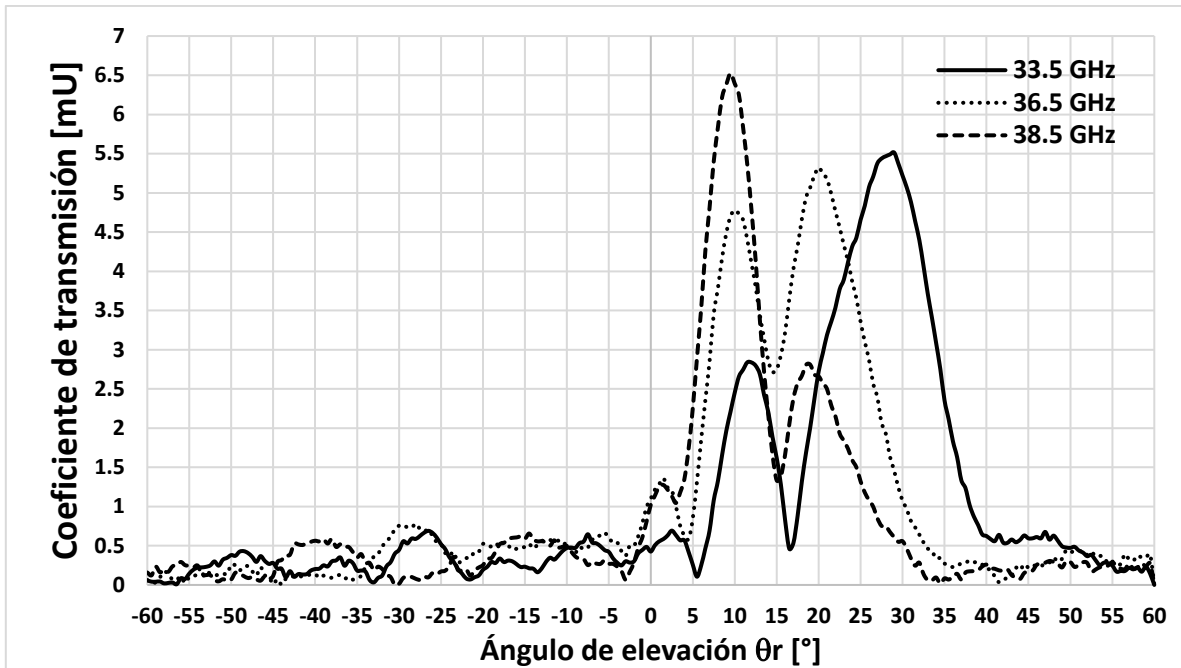
Una vez teniendo la base de datos con el radio de cada anillo, posición angular y el cambio de fase que proporciona a la onda controlada, se procedió a crear 3 máscaras para la fabricación de los arreglos reflectivos RA_{3_1} , RA_{3_2} y RA_{3_3} . Los arreglos fueron diseñados para desviar la onda incidente en un ángulo de elevación $(\theta_{r1}, \theta_{r2}, \theta_{r3}) = RA_{3_1}(30^\circ, 20^\circ, 10^\circ)$, $RA_{3_2}(15^\circ, -15^\circ, 0^\circ)$ y $RA_{3_3}(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$, en el plano $\varphi_r = 0^\circ$, para las frecuencias (33.5, 36.5, 38.5) GHz respectivamente. Cada arreglo contiene 242 elementos distribuidos, en un círculo de 9 cm de diámetro, sobre un sustrato dieléctrico Rogers 3850 con espesor de $25 \mu m$ y $\epsilon_r = 2.9$.

De acuerdo con (1.2) existe un error promedio en la fase del coeficiente de reflexión ϕ_R de $(20^\circ, 41^\circ, 34^\circ)$, $(31^\circ, 35^\circ, 21^\circ)$ y $(11^\circ, 32^\circ, 43^\circ)$ para los arreglos $R_{3,1}$, $R_{3,2}$ y $R_{3,3}$ respectivamente. La configuración "offset" de alimentación de cada arreglo fue $d = 10 \text{ mm}$, $\theta_{off} = 25^\circ$ y $\varphi_{off} = 270^\circ$ (Figura 2.11).

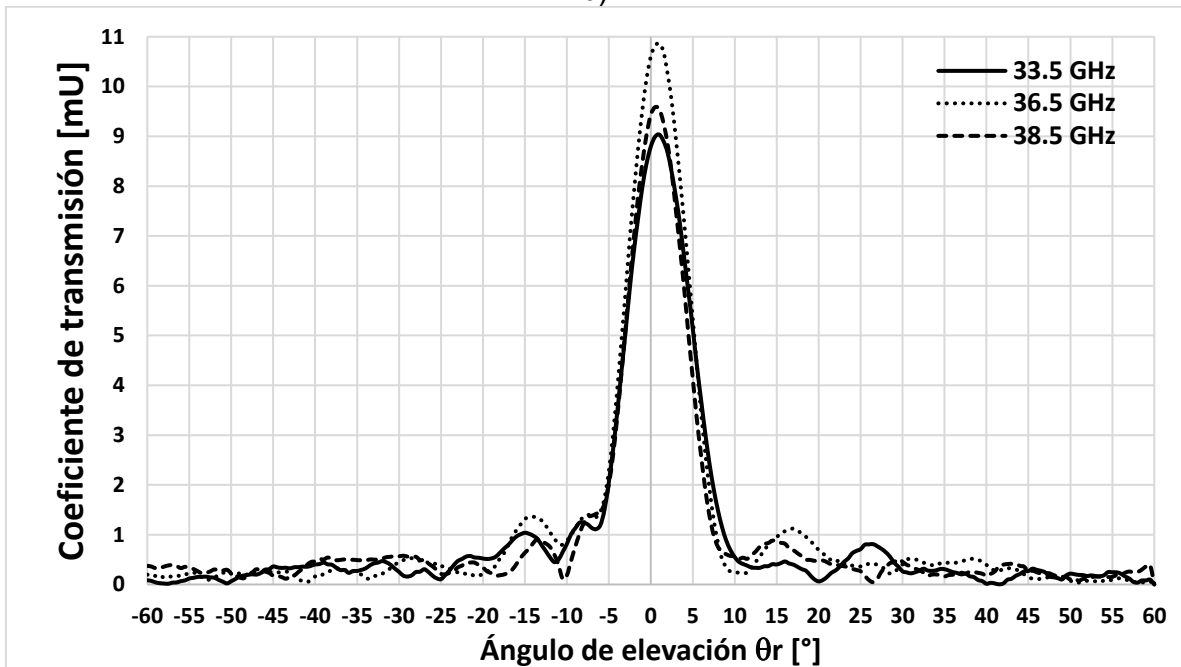
En la Figura 4.3 se observa el patrón de radiación medido para los 3 arreglos fabricados.



a)



b)



c)

Figura 4.3 Patrón de radiación de arreglo con anillos concéntricos con cortos para tres frecuencias cercanas a) ($15^\circ, -15^\circ, 0^\circ$), b) ($30^\circ, 20^\circ, 10^\circ$) y c) ($0^\circ, 0^\circ, 0^\circ$) para las frecuencias (33.5, 36.5, 38.5) GHz respectivamente.

Se puede apreciar que para los dos arreglos que desvían la onda incidente en distintas direcciones (Fig. 4.3a,b) existe un alto nivel en los lóbulos laterales, lo mismo se presentó en [7] y [12] para 3 y 4 haces respectivamente. El caso donde el desvió de los tres haces es en la misma dirección (Fig. 4.3c) no es posible apreciar los efectos de la iteración mutua entre los elementos [13-16].

Debido al tiempo que tardó la optimización del arreglo, el agregar o modificar algún parámetro en la geometría de la celda unitaria resultaría poco práctico. El control de fase que se provee a la onda controlada resulto limitado, es decir, no fue posible proporcionar un rango de 0-360°, lo cual provocó una degradación en la magnitud de la onda controlada [17].

Los errores de fase producidos en el coeficiente de reflexión, para tres anillos concéntricos, resultaron mayores que los que los reportados para dos anillos [8], esto debido a que existen mayores combinaciones angulares de los anillos en donde se presentó un cambio de fase abrupto. El querer agregar más anillos para desviar la onda incidente a distintas direcciones resultaría en un deterioro mayor de la magnitud de la onda reflejada.

Fue necesario considerar un nuevo diseño, para crear un arreglo reflectivo de múltiples frecuencias, que fuera capaz de desviar la onda reflejada en distintas direcciones de forma adecuada, es decir, que el nivel de los lóbulos laterales fuera inferior a -15dB.

4.3 Anillo ranurado con cargas capacitivas.

Hasta ahora se ha visto que el uso de anillos ranurados concéntricos, con cargas inductivas, requiere de un incremento en el periodo de la celda unitaria. En los capítulos anteriores se vio que, al emplear cargas capacitivas, en los anillos ranurados, es posible reducir el periodo de la celda unitaria.

En el capítulo 3 al emplear cargas capacitivas se logró reducir el periodo de la celda unitaria de 4.3 mm a 3 mm, manteniendo la misma frecuencia de operación (36.5 GHz). También en el capítulo 4 el uso de cargas capacitivas concentradas permitió disminuir el periodo de los elementos de 5.3 mm a 4.3 mm.

Aunque es posible manipular el tamaño de los anillos al emplear cargas capacitivas, la idea de agruparlos en forma concéntrica fue desechada, ya que, como se observó en la sección anterior dicha configuración restringe el control de fase en la onda controlada y entre más anillos se tengan menor será el control de fase que se puede proporcionar.

Una alternativa que se propuso fue la de acomodar los anillos en forma matricial, es decir, suponiendo conceptualmente que las dimensiones del anillo pudieran ser minimizadas a una relación de N , y que cada anillo estuviera diseñado para trabajar a frecuencias distintas, se tendría un máximo de $N \times N$ frecuencias de operación en el arreglo reflectivo, manteniendo un periodo \leq al de la celda original. (Fig. 4.4)

Al hacer variar el valor de la carga capacitiva de cada anillo, manteniendo fijo el radio, es posible ajustar cada anillo a la frecuencia deseada. El periodo de la celda unitaria reducida se fijó en 1.6 mm

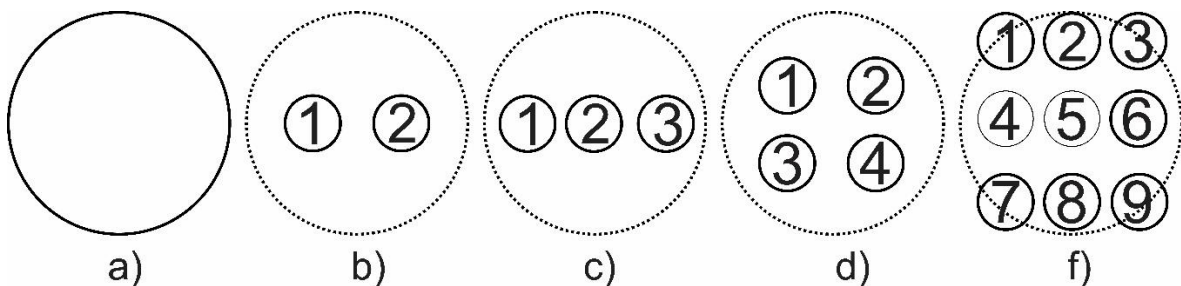


Figura 4.4 a) Elemento con tamaño original diseñado a una frecuencia de operación, b) Elemento con celda miniatura diseñado para 2, c) 3, d) 4, y f) 9 frecuencias distintas.

Antes de que el diseño fuera considerado como una opción práctica y comenzar a realizar algún proceso de optimización, fue necesario comprobar el comportamiento de la celda propuesta. A nivel de simulación se comprobó el cambio de fase que la celda suministra a la onda controlada, para ello se construyó un modelo simple de dos elementos (Fig. 4.5a), excitados por una onda plana de incidencia normal polarizada circularmente.

Al girar cada elemento de forma independiente se observó el cambio de fase en la onda controlada. La fase de la onda reflejada para el diseño de dos elementos con giro independiente de cada anillo (Fig. 4.5a) no cumplió el principio de Fox [18], además de que las frecuencias de operación no se mantuvieron constantes, un efecto muy similar al mostrado con anillos concéntricos [8].

Con el propósito de verificar si el efecto ocurría para todas las configuraciones posibles de los elementos, se realizó la simulación empleando distribuciones distintas de los elementos. La distribución de los elementos que mostró un cambio de fase en la onda controlada, proporcional al ángulo de giro γ del elemento, fue el mostrado en la Figura 4.5c. La característica principal en la colocación de los elementos que mostraron estabilidad, en el control de fase del coeficiente de reflexión, es que presentan un mallado independiente de los elementos, es decir, al conectar con líneas rectas cada elemento que opera en la misma frecuencia no existe “obstrucción” de los otros elementos.

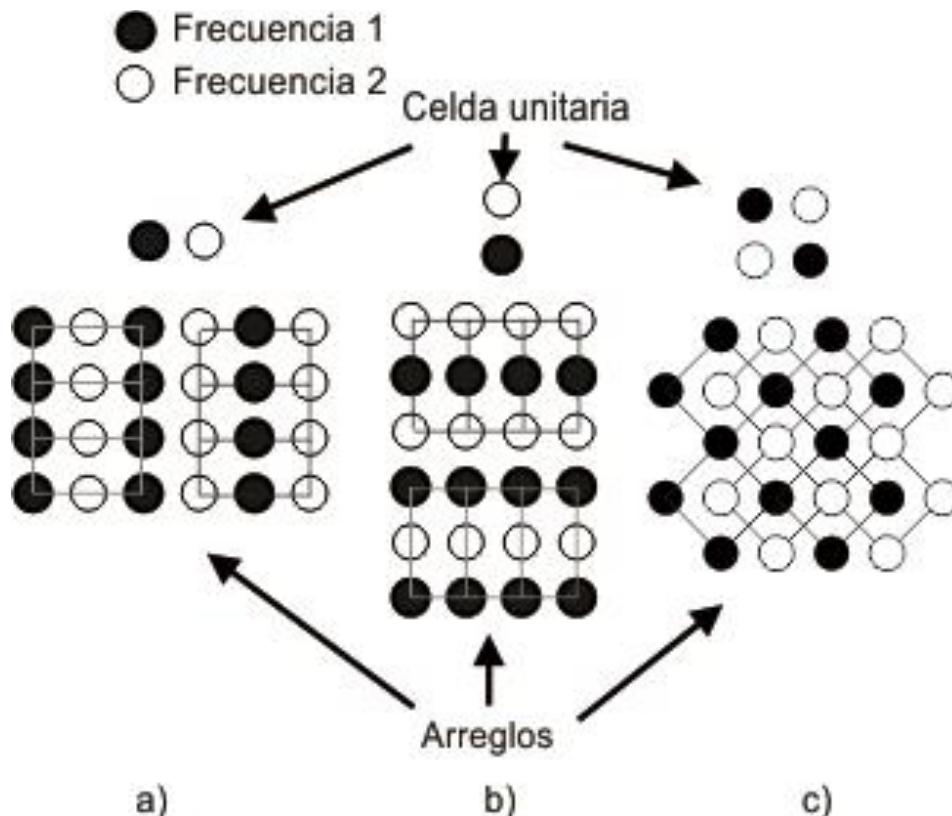


Figura 4.5 Mallado formado por distintas distribuciones de anillos de dos frecuencias con separación entre elementos de 1.6 mm

Se realizó un procedimiento similar empleando 3 y 4 anillos, los resultados mostraron el mismo efecto, los diseños que revelaron un comportamiento estable en fase y frecuencia al momento de girar los anillos de forma independiente fueron aquellos en los que los elementos de cierta frecuencia no obstruían el mallado de los elementos correspondientes las frecuencias restantes.

Una vez que se comprobó que el diseño era capaz de proveer un rango completo de fase (0 - 360°), fue necesario realizar una modificación al modelo matemático del capítulo 2 [9] para que se adaptara a la distribución de los elementos propuestos.

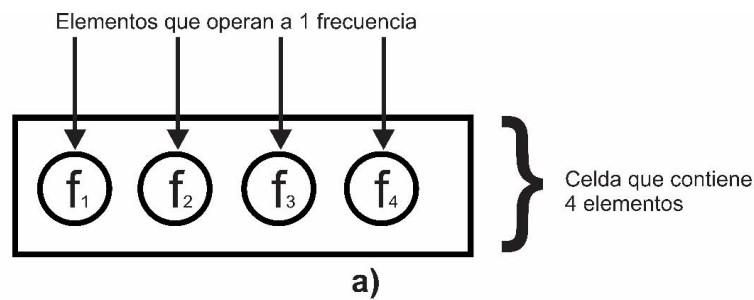
4.3.1 Celda unitaria multifrecuencia.

Fue necesario realizar una modificación al modelo matemático [9], ya que dicho modelo funciona para celdas periódicas conformadas por anillos que resuenan a una sola frecuencia. Es necesario que la celda unitaria contenga anillos, distribuidos uniformemente, que estén diseñados para trabajar en distintas frecuencias. Para lograr que los anillos ranurados operen en varias frecuencias, de forma simultánea, deben de tener distintos valores de cargas capacitivas.

Para poder analizar el desvío de la onda incidente en diferentes direcciones para las distintas frecuencias de operación es necesario que exista una periodicidad entre todos los elementos. En primer lugar, se considera una celda unitaria que estará conformada por 4 elementos que operan a distintas frecuencias, el primer elemento opera a la frecuencia f_1 , el segundo elemento opera a una frecuencia f_2 y así sucesivamente hasta el elemento 4. Supongamos que la periodicidad que requiere cada elemento de forma individual es de 12, 8, 4 y 6 para las frecuencias f_1, f_2, f_3 y f_4 respectivamente (Fig. 4.6b).

Para obtener la periodicidad de la celda total, basta con obtener el mínimo común múltiplo del número de elementos requeridos en cada frecuencia, en el caso de la Figura 4.6 el mínimo común múltiplo de 12, 8, 4 y 6 es 24. La celda unitaria total contiene 24 celdas, donde cada celda que contiene 4 elementos que operan a las

frecuencias f_1, f_2, f_3 y f_4 , dando un total de 96 elementos. Cabe señalar que la imagen 4.6b es meramente ilustrativa para entender la periodicidad que debe existir en la celda total, no representa la distribución real de los elementos, ya que estos deben de ir alternados (4.6a) hasta lograr una periodicidad con todos los elementos.



Periodo de los elementos para las frecuencias

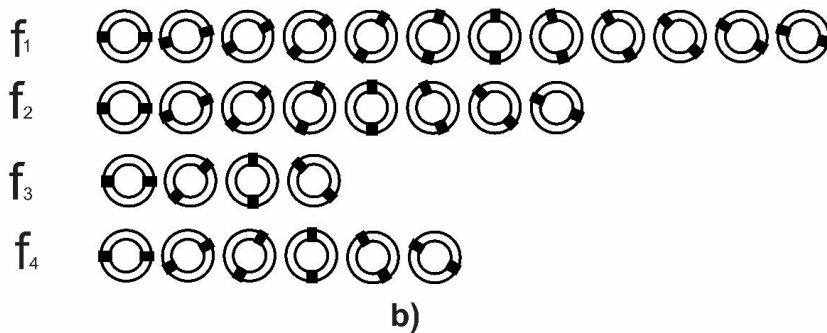


Figura 4.6 a) Celda que contiene 4 elementos que operan a distintas frecuencias, b) periodicidad de los elementos para las distintas frecuencias.

La cantidad de elementos de la celda total depende, en gran medida, del número de haces dirigidos a distintas frecuencias, así como la dirección a la cual serán desviados.

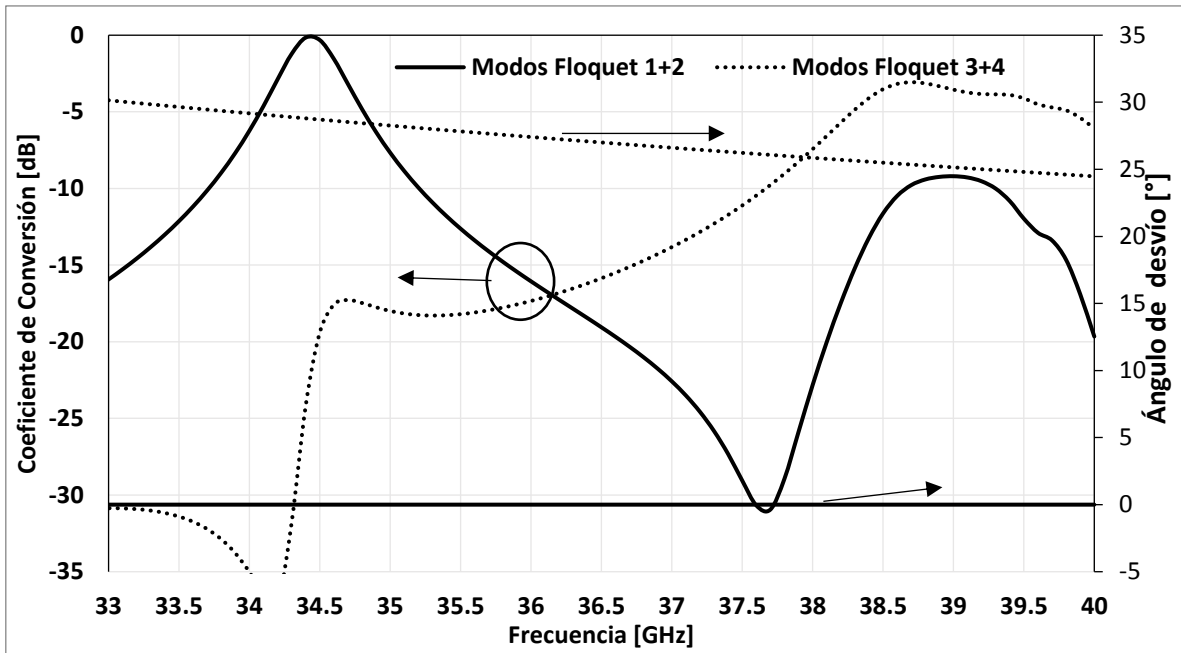
4.3.2 Resultados

Para validar el funcionamiento en las modificaciones del modelo matemático, se realizó la simulación de un arreglo infinito de doble frecuencia (34.5 y 38.5 GHz) con direcciones de desvío de $\theta_r = 0^\circ$ y 20° respectivamente. Empleando la celda unitaria de la Figura 4.5a y 4.5c. con radios de los anillos $r_i = 0.35$, $r_e = 0.5$ mm, con valores de cargas capacitivas de 67.7fF y 52.6fF para las frecuencias 34.5 y 38.5 GHz respectivamente. Las características del material dieléctrico fueron de $127 \mu\text{m}$ de grosor con $\epsilon_r = 2.2$ con una distancia de 1.8 mm entre el dieléctrico y la placa metálica.

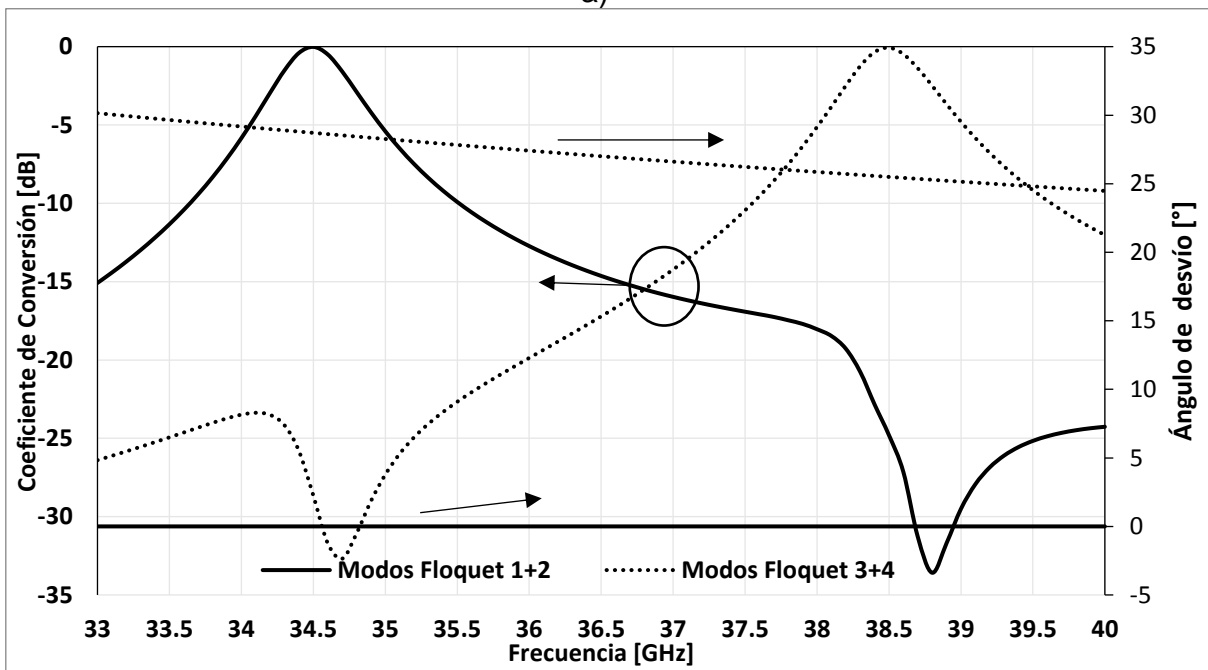
Los resultados obtenidos para la celda que no cumplió un cambio de fase proporcional al ángulo de giro del elemento se muestran en la Figura 4.7a, en donde se aprecia que el coeficiente de conversión, relacionado al primer y segundo modos Floquet presenta dos amplitudes considerables en las frecuencias de 34.5 y 38.5 GHz. La densidad de potencia de la onda incidente es reflejada en su totalidad a 0° para la frecuencia de 34.5 GHz, mientras que, solo una parte de la densidad de potencia para la frecuencia de 38.5 GHz es reflejada a 0° . La amplitud del coeficiente de conversión para los modos Floquet 3 y 4 es mayor en la frecuencia de 38.5 GHz, sin embargo, solo la mitad de la densidad de potencia es dirigida en la dirección deseada (25°), ya que, como se explicó anteriormente parte de la densidad de potencia fue reflejada en la dirección de 0° . En resumen, podemos decir que lo explicado anteriormente se traduce en un aumento en el nivel del lóbulo lateral para la frecuencia de 38.5 GHz en dirección 0° .

Empleando la celda unitaria en la que sí se cumplió el principio de Fox (Ce_{f_2}) para el cambio de fase se puede apreciar que la densidad de potencia correspondiente a cada frecuencia es dirigida en las direcciones deseadas de 0° y 25° (Fig. 4.7b).

Como primera aproximación los resultados obtenidos con base en el modelo matemático resultaron coherentes con los obtenidos en el control de fase de la onda reflejada del simulador comercial.



a)



b)

Figura 4.7 Coeficiente de conversión simulado para arreglo reflectivo infinito de 2 frecuencias 34.5 y 38.5 GHz con desvío de la onda incidente en $\theta_r = 0^\circ$ y 25° respectivamente para a) celda sin control de fase y b) celda con control de fase

Posteriormente se procedió a realizar simulaciones de arreglos infinitos para distintos ángulos de desvío. Los arreglos fueron conformados por celdas de tres (Ce_{f_3}) y cuatro (Ce_{f_4}) anillos operando a frecuencias cercanas, que cumplieron el control de fase en la onda controlada, obteniendo resultados favorables (Fig. 4.8). En la Tabla 4.2 se muestran los resultados de la simulación realizada con el modelo matemático, a distintos ángulos de desvío, para arreglos infinitos de 2, 3 y 4 haces, dirigidos en diferentes direcciones, en distintas frecuencias.

Los valores de la carga capacitiva para las celdas Ce_{f_2} , Ce_{f_3} y Ce_{f_4} se muestran en la Tabla 4.3. En la Tabla 4.4 se muestran las dimensiones de las celdas Ce_{f_2} , Ce_{f_3} y Ce_{f_4} , así como la distancia entre elementos que operan a la misma frecuencia. Los parámetros D y B son el periodo de la celda unitaria grande, α es el ángulo formado entre anillos adyacentes de filas consecutivas, x y y son el periodo entre anillos que operan en la misma frecuencia (Fig. 4.9).

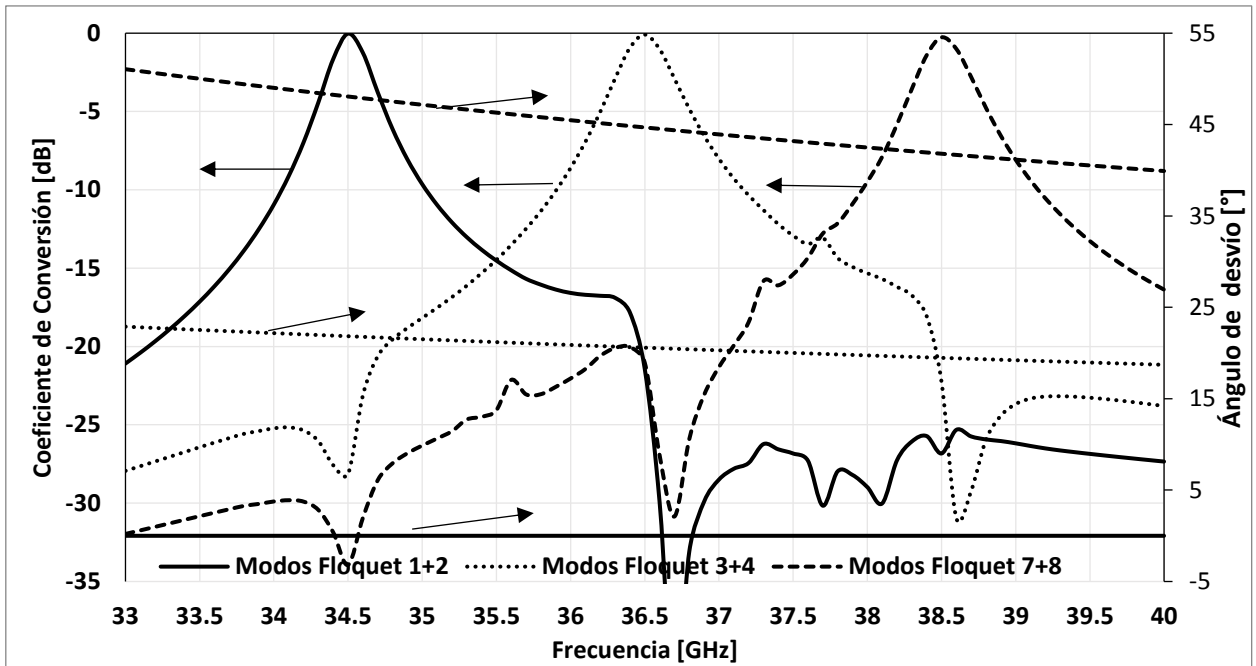
$$B = np \tag{4.1}$$

Donde n y p son el número de elementos y la distancia entre anillos de diferente frecuencia respectivamente.

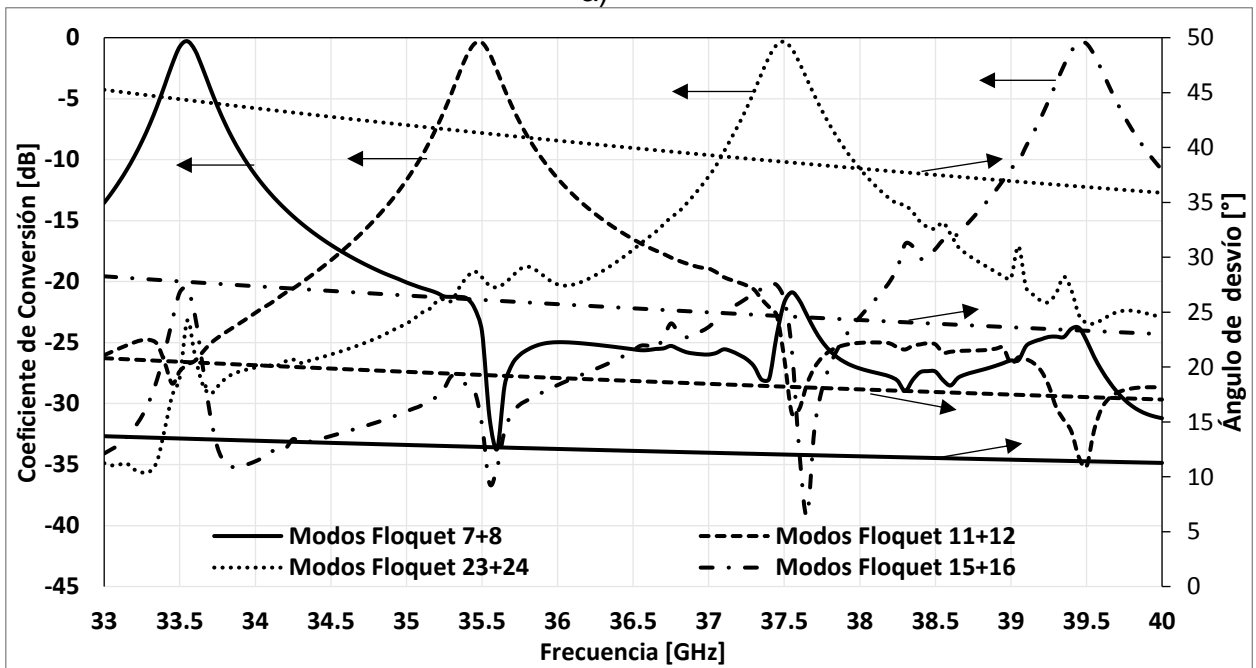
$$D = \frac{B}{2\cos(\alpha)} \tag{4.2}$$

$$y = D \tag{4.3}$$

$$x = 2D\sin(\alpha) \tag{4.4}$$



a)



b)

Figura 4.8 Coeficiente de conversión simulado para arreglo reflectivo infinito en distintas direcciones θ_r para a) Ce_{f_3} y b) Ce_{f_4} .

Tabla 4.2 Resultados de simulación con el modelo matemático a distintos ángulos de desvío para arreglos infinitos de 2, 3 y 4 frecuencias.

Celda unitaria	C_{ef2}		C_{ef3}			C_{ef4}			
Frecuencia [GHz]	34.5	38.5	34.5	36.5	38.5	33.5	35.5	37.5	39.5
Desvío θ_r [°]	0	20	0	20	40	13	20	38	23
Pérdidas por conversión [dB]	0.015	0.065	0.026	0.09	0.266	0.24	0.33	0.4	0.37
Polarización cruzada [dB]	-32	-30	-28	-26	-32	-35	-26	-25	-25

Tabla 4.3 Valores de carga capacitiva para arreglos reflectivos multifrecuencia.

C_{ef2}		C_{ef3}		C_{ef4}	
Frecuencia [GHz]	Capacitancia [fF]	Frecuencia [GHz]	Capacitancia [fF]	Frecuencia [GHz]	Capacitancia [fF]
34.5	66.7	34.5	65.95	33.5	69.75
38.5	52.6	36.5	58.23	35.5	61.58
		37.5	51.7	37.5	54.76
				39.5	48.8

Tabla 4.4 Características de celda unitaria para arreglos reflectivos multifrecuencia

Arreglo multi frecuencia	Tipo de mallado	Dimensiones de celda unitaria grande			Distancia entre elementos	
		B [mm]	D [mm]	α [°]	x [mm]	y [mm]
C_{ef2}	Cuadrangular	3.2	2.26	45	2.26	2.26
C_{ef3}	Triangular (isósceles)	4.8	3.03	37.5	3.68	3.03
C_{ef4}	Triangular equilátera	6.4	3.7	30	3.7	3.7

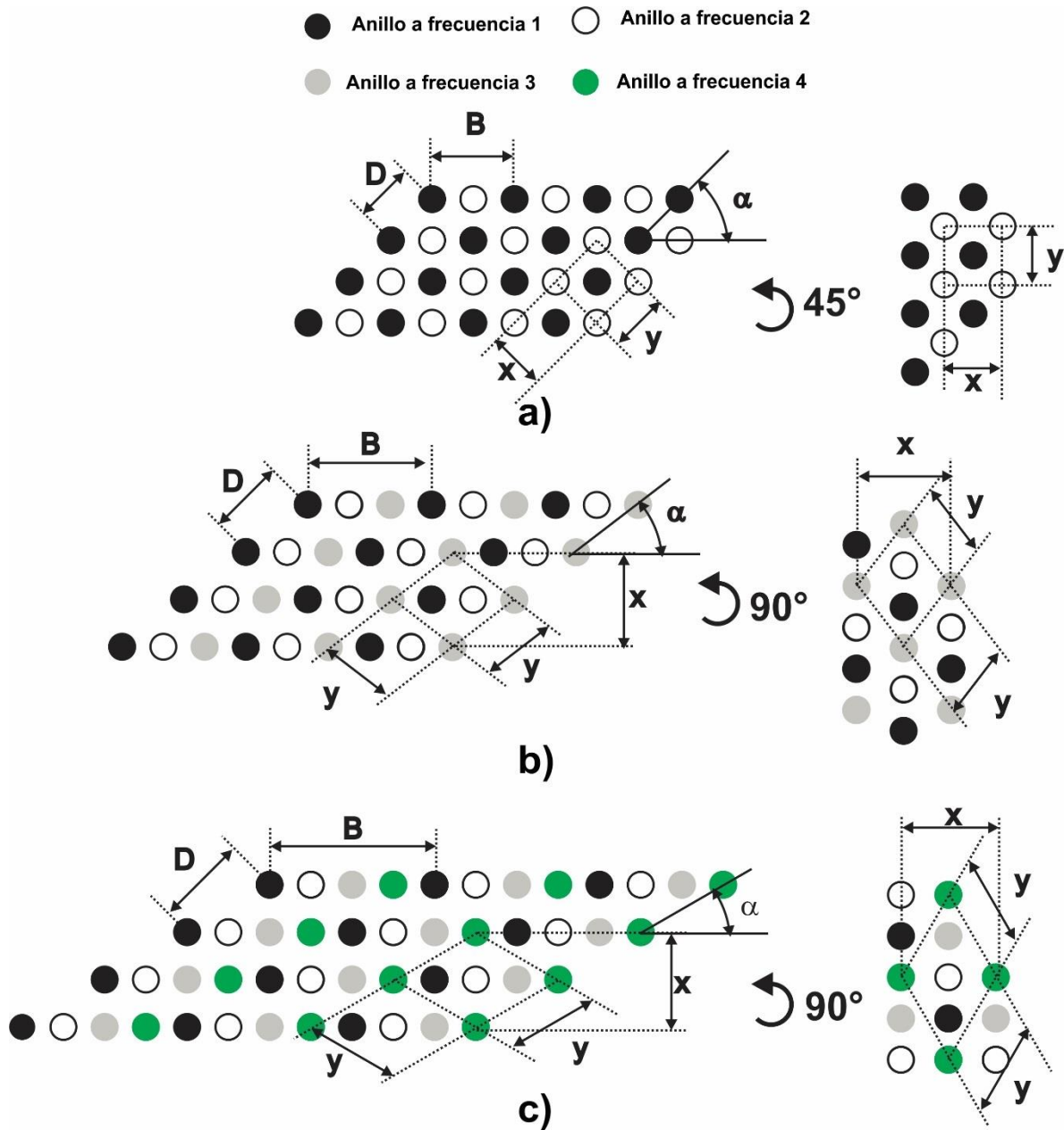


Figura 4.9 Distribución de elementos radiadores para las celdas a) Ce_{f_2} , b) Ce_{f_3} y c) Ce_{f_4} .

Haciendo un paréntesis, en el capítulo 2 se planteó la hipótesis de que, al disminuir la diferencia entre las posiciones angulares, de las cargas, de anillos adyacentes, se disminuye el nivel de polarización cruzada y las pérdidas por conversión. Una solución para lograr la disminución fue la de disminuir el periodo de la celda unitaria. Puede apreciarse que los resultados obtenidos en la Tabla 4.2 fortalecen la

hipótesis propuesta, ya que, la distancia entre elementos de la misma frecuencia es menor a $\lambda/2$, y concuerdan con lo obtenido en la Figura 2.22 para arreglos de un solo haz principal.

4.3.3 Optimización de carga capacitiva

El proceso de optimización consistió en crear la geometría del capacitor, ya que hasta el momento los resultados obtenidos han sido indicando el valor de la carga capacitiva, tanto en el simulador circuital y simulador electromagnético.

En los capítulos 2 y 3 se diseñaron anillos ranurados con cargas capacitivas, dichos anillos tenían una ranura lo suficientemente amplia para poder introducir los brazos metálicos, y así producir el valor de carga capacitiva necesaria. El mantener el mismo diseño de capacitores resultaría inconveniente, ya que en este caso se requiere un valor de capacitancia mayor en un anillo de menor tamaño.

Se ha comprobado que es posible crear cargas inductivas de valores altos, en anillos tipo parche, alargando las dimensiones de los cortos, es decir, saliéndose de las fronteras del anillo [19]. Se aplicó ese concepto como primera aproximación para obtener el valor de capacitancia deseado, el diseño se muestra en la Figura 4.10, donde se aprecia que es posible extender las láminas que conforma la carga capacitiva, con el propósito de obtener el valor de capacitancia deseado.

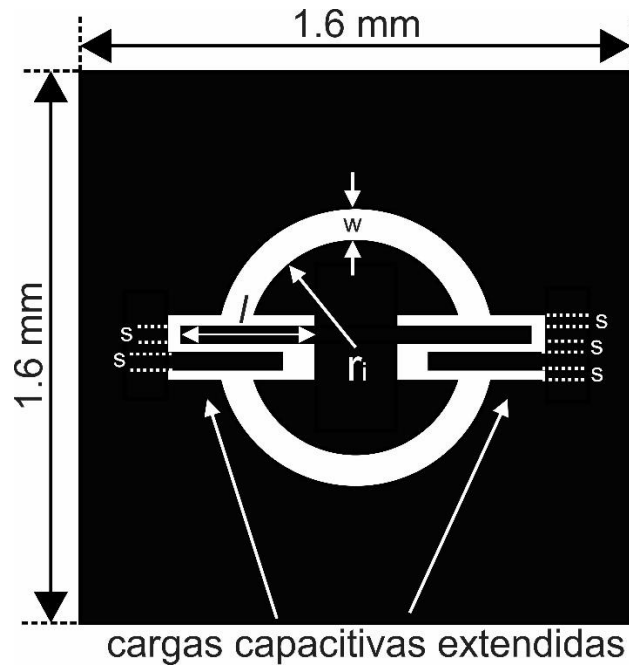


Figura 4.10 Propuesta de celda miniatura con capacitor

Las dimensiones de la celda unitaria simulada se muestran en la Tabla 4.5. Los resultados mostraron un valor máximo obtenido de capacitancia de 18 fF, un resultado muy alejado de los 69 fF requeridos.

Tabla 4.5 Parámetros de anillo ranurado con cargas capacitivas extendidas.

Parámetro	Dimensiones [mm]
r_i	0.35
w	0.15
s	0.05
l	0.6

Con el propósito de obtener un capacitor de valor grande en un reducido espacio fue necesario proponer un nuevo diseño, ya que como se vio en los resultados anteriores no fue posible obtener el valor deseado con los que utilizan los capacitores interdigitales.

Se sabe que el uso de materiales dieléctricos incrementa el valor de los capacitores de placas paralelas, siendo la fórmula para el cálculo de la capacitancia:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad 4.5$$

Donde ϵ_0 es la permitividad eléctrica del vacío, ϵ_r es la constante dieléctrica del material que separa a las placas, A es el área en común entre las placas y d es la distancia entre placas.

Se supuso que la fabricación de capacitores de placas paralelas, integrados en anillos ranurados sería posible, ya que en [20-21] se ha logrado depositar material dieléctrico, con un grosor de 7.5 μm y $\epsilon_r = 2.5$, en elementos milimétricos. Se calculó el área necesaria para obtener un valor de capacitancia de 60 fF, empleando el grosor y la permitividad relativa del material dieléctrico mencionado anteriormente.

$$A = \frac{C d}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{60 \times 10^{-15} (7.5 \times 10^{-6})}{8.854 \times 10^{-12} (2.5)} = 2.033 \times 10^{-8} \text{ m}^2 = 20.3 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$$

Suponiendo un área cuadrada de la placa, cada lado debería de medir 142.6 μm , lo que resulta viable para el diseño buscado. Posteriormente se realizó el diseño del capacitor a nivel de simulación para integrarlo en los anillos ranurados.

En la Figura 4.11 se muestra el diseño del capacitor propuesto, en este caso se ejemplifica con un solo capacitor integrado al lado izquierdo del anillo, del lado derecho del anillo se observa una “saliente” de metal conectada al anillo, esto para garantizar la adherencia del material dieléctrico en la ranura del aro.

En el diseño del capacitor integrado al anillo, la lámina interna del anillo actúa como una de las placas del capacitor, seguida del material dieléctrico, finalmente en la parte superior una pequeña lamina conectada en la parte exterior del anillo completa el capacitor.

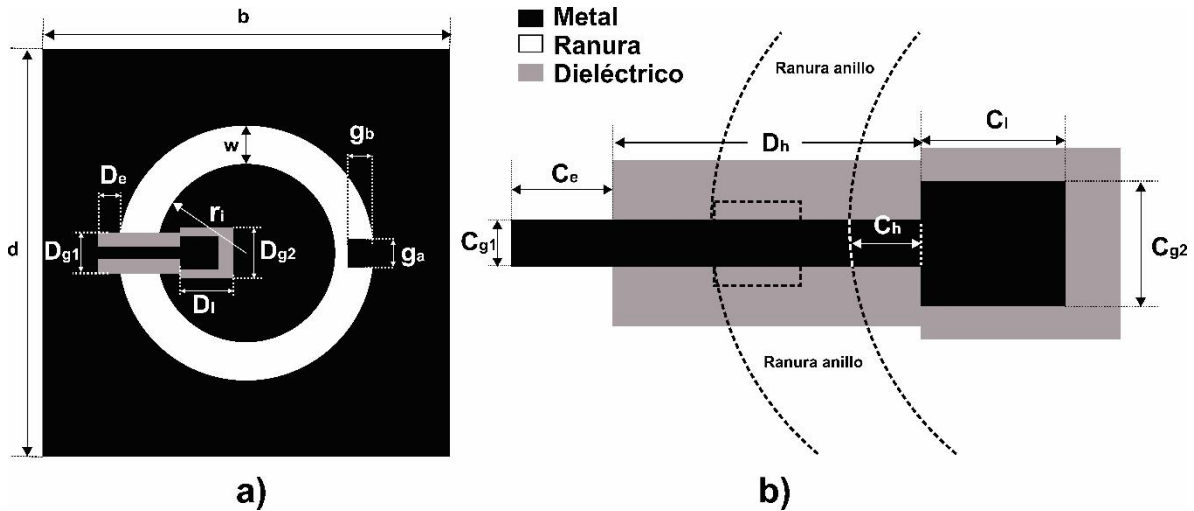


Figura 4.11 Vista superior de a) capacitor integrado a anillo ranurado b) acercamiento de capacitor

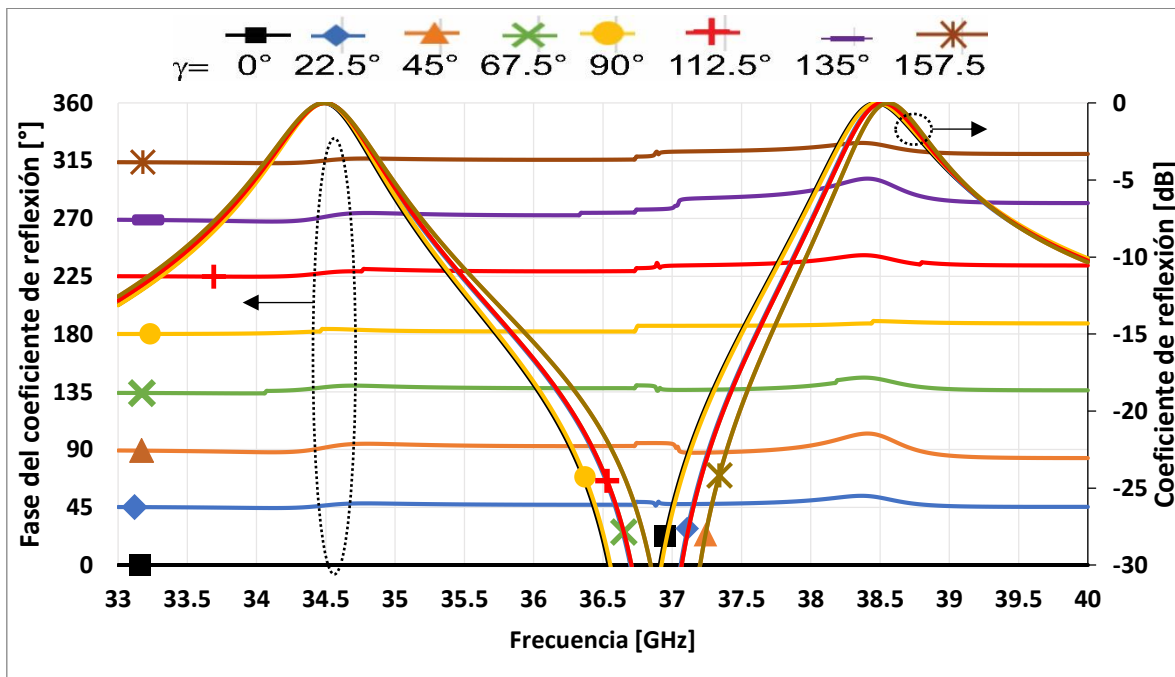
Debido a la gran cantidad de parámetros presentados en el diseño del capacitor se decidió variar únicamente C_l , y el resto se consideraron fijos para todos los diseños de celdas C_{ef2} , C_{ef3} y C_{ef4} . En la Tabla 4.6 se muestran las dimensiones de los capacitores optimizados, considerando un grosor del dieléctrico de $6 \mu\text{m}$ y $\epsilon_r = 2.5$. Las características del material dieléctrico (como soporte del arreglo) fueron de $127 \mu\text{m}$ de grosor con $\epsilon_r = 2.2$, con una distancia de 1.8 mm entre el dieléctrico y la placa metálica.

Tabla 4.6 Parámetros optimizados de capacitancia para arreglos reflectivos multifrecuencia [μm]												
D_e	D_{g1}	D_{g2}	D_l	D_h	C_e	C_{g1}	C_{g2}	C_h	g_a	g_b	r_i	w
50	250	300	225	230	50	50	100	50	150	75	350	150
Celda		C_{ef2}		C_{ef3}			C_{ef4}					
Capacitancia [fF]		66.7	52.6	65.95	58.23	51.7	69.75	61.58	54.76	48.8		
C_l		116	82	116	98	81	126	106	90	75		

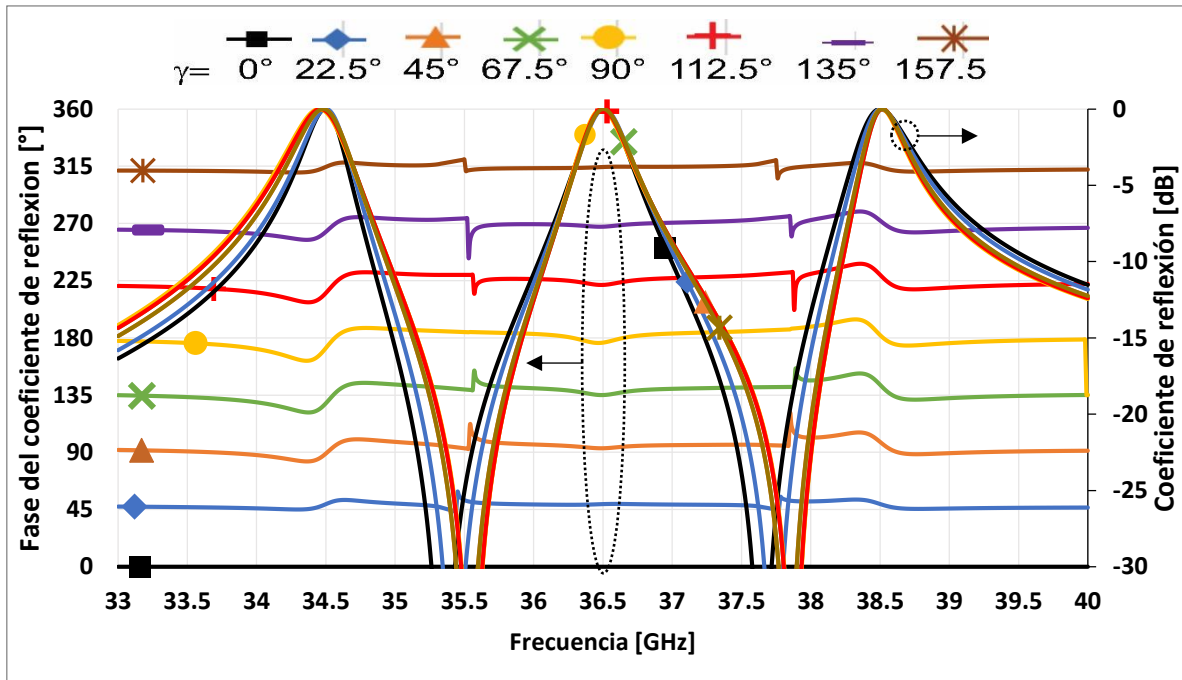
Se realizó una simulación haciendo girar cada elemento de los arreglos infinitos empleando los elementos C_{ef2} , C_{ef3} y C_{ef4} para γ desde 0° hasta 180° en intervalos de 22.5° (Fig. 4.12).

Los errores máximos de fase empleando Ce_{f_2} fueron de 2.7° para $\gamma = 112.5^\circ$ y 17° para $\gamma = 45^\circ$ para las frecuencias de 34.5 y 38.5 GHz respectivamente. Para Ce_{f_3} los máximos errores de fase fueron de 10.5° para $\gamma = 90^\circ$, 4.26° para $\gamma = 22.5^\circ$, y 8.2° para $\gamma = 45^\circ$ para las frecuencias de 34.5, 36.5 y 38.5 GHz respectivamente.

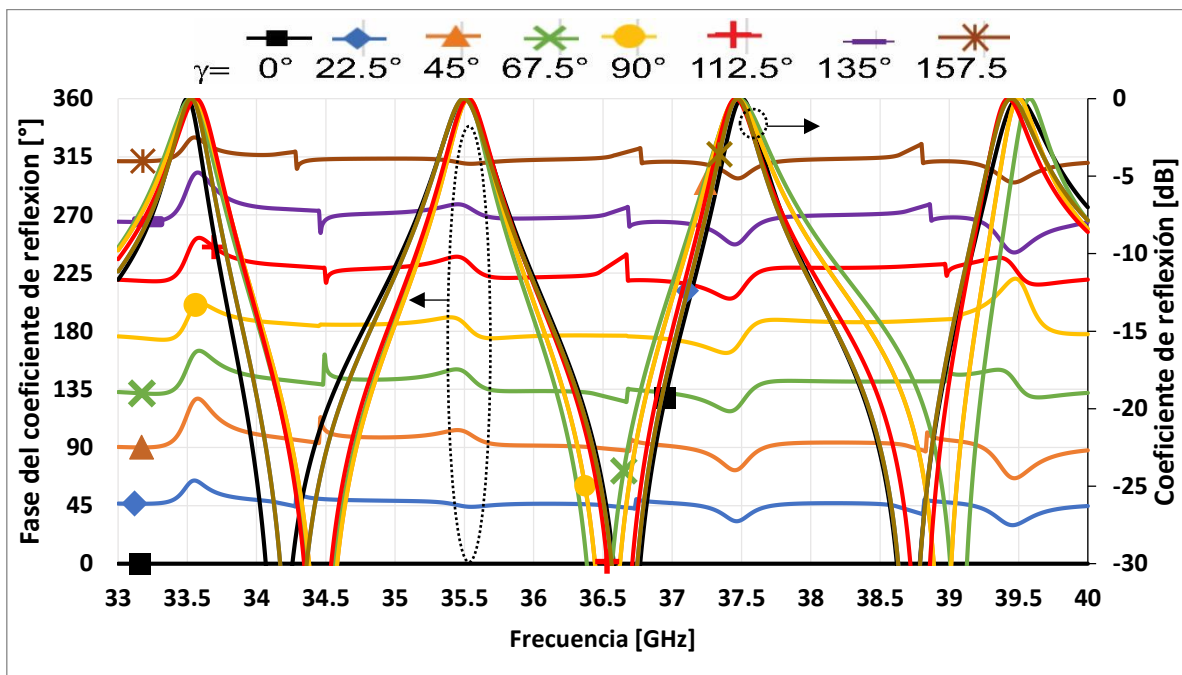
Empleando la celda Ce_{f_4} se obtuvieron errores máximos de fase igual a 25° para $\gamma = 45^\circ$, 13.5° para $\gamma = 67.5^\circ$, 20° para $\gamma = 135^\circ$ y 39° para $\gamma = 90^\circ$ en las correspondientes frecuencias de 33.5, 35.5, 37.5 y 39.5 GHz.



a)



b)



c)

Figura 4.12 Magnitud y fase ϕ_t de coeficiente de reflexión de la onda controlada a diferentes ángulos de rotación γ de los elementos, empleando a) Ce_{f_2} , b) Ce_{f_3} y c) Ce_{f_4} .

Conclusiones:

Se optimizó una celda unitaria basada en tres anillos concéntricos con cargas inductivas y se fabricaron 3 arreglos reflectivos para las frecuencias de 33.5, 36.5 y 38.5 GHz.

El proceso de optimización de la celda unitaria empleando tres anillos concéntricos resultó poco práctica debido a la gran cantidad de tiempo que tomó dicha optimización, y a la gran cantidad de combinaciones angulares que fueron excluidas debido al cambio abrupto presentado en la fase de la onda controlada.

El patrón de radiación de los arreglos reflectivos $R_{3,1}$ y $R_{3,2}$ presentaron un alto nivel de los lóbulos laterales, lo cual se atribuyó a la iteración mutua entre los elementos, ocasionando que el control de fase sobre la onda controlada fuera limitado.

Empleando cargas capacitivas se redujo el periodo de la celda unitaria, lo que dio la posibilidad de tener varios elementos de menor tamaño ordenados en forma matricial operando a distintas frecuencias.

Las celdas Ce_{f_2} , Ce_{f_3} y Ce_{f_4} mostraron un cambio en la fase de la onda controlada que cumple con el principio de Fox. El patrón observado en el mallado de los elementos fue que los elementos que operan a cierta frecuencia no obstruían el mallado en las frecuencias restantes.

Se logró obtener resultados simulados satisfactorios para ángulos de desvío independientes, en cada frecuencia de operación, empleando una sola corneta de alimentación y una sola capa del arreglo reflectivo multifrecuencia con una relación de frecuencias de $R = 1.05$.

Bibliografía

- [1] J. A. Encinar, M. Arrebola, L. F. de la Fuente, and G. Toso, «A Transmit-recvie reflectarray antenna for direct broadcast satellite applications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, nº 9, p. 255–3264, Sept. 2011.
- [2] J. A. Encinar and M. Barba, “Design manufacture and test of ka band reflectarray antenna for trasmitting and receiving in orthogonal polarization,” in Proc. 14th ANTEM-AMEREM, July 2010, pp. 1–4.
- [3] J. A. Encinar, “Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 12, pp.1049–1050, Jun 1996.
- [4] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, and O. Breinbjerg, “Design, manufacturing, and testing of a 20/30-ghz dual-band circularly polarized reflectarray antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1480–1483, 2013.
- [5] Lu Guo, Peng-Khiang Tan, and Tan-Huat Chio, «Single-Layered Broadband Dual-Band Reflectarray With Linear Orthogonal Polarizations,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 9, pp. 4064-4068, SEPTEMBER 2016.
- [6] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. Civi, “Proof of concept of a dual-band circularly-polarized rf mems beam-switching reflectarray,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5451–5455, Nov 2012.
- [7] Hamed Hasani, Michele Tamagnone,..., and Julien Perruisseau-Carrier, «Tri-Band, Polarization-Independent Reflectarray at Terahertz Frequencies: Design, Fabrication, and Measurement,» *IEEE Transactions On Terahertz Science And Technology*, vol. 6, nº 2, pp. 268-277, March 2016.
- [8] J. A. Ortiz-Fuentes, J.Silva-Montero, J. I. Martinez-Lopez, J. Rodriguez-Cuevas, and Alexander E. Martynyuk, «Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots,» *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 952-955, 2017.
- [9] A. E. Martynyuk, J. I. Martinez Lopez, and N. A. Martynyuk, «Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, nº 1, pp. 142-153, 2004.
- [10] H. Fabian-Gongora, A. E. Martynyuk, J. Rodriguez-Cuevas, and J. I. Martinez-Lopez, “Closely spaced tri-band frequency selective surfaces based on split ring slots,” *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 9, pp. 727–729, 2016.
- [11] Fabian-Gongora, H., Martynyuk, A.E., Rodriguez-Cuevas, J., and Martinez-Lopez, J.I.: ‘Active dual-band frequency selective surfaces with close band spacing based on switchable ring slots’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2015, 25, (9), pp. 606–608, doi: 10.1109/LMWC.2015.2451358
- [12] Hamed Hasani, Custódio Peixeiro, Anja K. Skrivervik, and Julien Perruisseau-Carrier, «Single-Layer Quad-Band Printed Reflectarray Antenna with Dual Linear Polarization,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, nº 12, pp. 5522-5528, Dec. 2015.
- [13] T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, et. al, «An FSS-backed 20/30 GHz circularly polarized reflectarray for a shared aperture L- and Ka-band satellite communication antenna,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, nº 2, pp. 661-668, Feb. 2014.

- [14] F. Yang, Y. Kim, J. Huang, and A. Z. Elsherbeni, «A single layer reflectarray antenna for C/X/Ka bands applications,» in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, n° Digest Honolulu, p. 5307–5310, Jun. 2007.
- [15] M. Borgese, F. Costa, S. Genovesi and A. Monorchio, «An Iterative Design Procedure for Multiband Single-Layer Reflectarrays: Design and Experimental Validation,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 9, pp. 4595-4606, Sept. 2017.
- [16] R. Deng, S. Xu, F. Yang , and M. Li, «An FSS-Backed Ku/Ka Quad-Band Reflectarray Antenna for Satellite Communications,» *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 8, pp. 4353-4358, Aug. 2018.
- [17] S. Xu, Y. Rahmat-Samii, and W. A. Imbriale “Subreflectarrays for Reflector Surface Distortion Compensation” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 2, pp. 364-372, Feb. 2009.
- [18] A. Fox, «An adjustable wave-guide phase changer,» *Proceedings of IRE PIRE*, vol. 35, n° 12, pp. 1489-1498, Dec. 1947.
- [19] Lourdes Martinez-Lopez, Alexander E. Martynyuk, Jorge Rodriguez-Cuevas, and Jose I. Martinez-Lopez “*Frequency-Scanning Arrays based on Spiraphase-type Elements*”, IEEE 978-1-5090-1447 2016.
- [20] Alexander E. Martynyuk, Andrea G. Martinez-Lopez, and Jose I. Martinez Lopez, “*2-bit X-Band Reflective Waveguide Phase Shifter With BCB-Based Bias Circuits*”, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques Vol. 54, NO. 12, pp 4056-4051, DECEMBER 2006
- [21] A.E. Martynyuk, A.G. Martinez-Lopez and J. Rodriguez-Cuevas “*Spiraphase-type element with optimal transformation of switch impedances*”, Electronics Letters 13th May 2010 Vol. 46 No. 10

Conclusiones Generales:

En este trabajo se propusieron, diseñaron, optimizaron, fabricaron y caracterizaron nuevos arreglos reflectivos de una sola capa basados en anillos ranurados con cargas reactivas.

Se optimizaron, fabricaron y caracterizaron cuatro arreglos reflectivos RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} que son capaces de dirigir la onda incidente en ángulos de elevación $\theta_r = 0, 20, 40$ y 60° respectivamente. Los cuatro arreglos fueron diseñados para operar a una frecuencia de 36.5 GHz, cuentan con un total de 367 elementos que fueron distribuidos en un área circular de 9 cm de diámetro. Los elementos radiadores de los arreglos son anillos ranurados con cargas capacitivas. Se consideró una configuración “*offset*” de alimentación para evitar el bloqueo entre la onda reflejada por el arreglo y la corneta de alimentación. El ángulo de elevación y azimutal de *offset* θ_{off} y φ_{off} fueron ajustados a 25° y 270° respectivamente. La eficiencia de apertura medida fue del 60%, 51%, 42% y 21% con un nivel de polarización cruzada de -25.8 , -24.0 -17.8 , y -10.9 dB para los arreglos RA_0 , RA_{20} , RA_{40} y RA_{60} respectivamente.

Un quinto arreglo RA_{60_150} fue fabricado con el propósito de reducir el nivel de polarización cruzada para $\theta_r=60^\circ$ en el plano azimutal de reflexión $\varphi_r=150^\circ$, con una configuración “*offset*” $\theta_{off}=25^\circ$ y $\varphi_{off}=-30^\circ$. La caracterización del arreglo mostró un nivel de polarización cruzada de -19 dB con pérdidas por conversión de 1.1 dB. Los resultados medidos presentaron gran similitud con el modelo matemático de onda completa. Se observó que la diferencia en la posición angular de las cargas capacitivas en los elementos adyacentes resultó menor que RA_{60} .

El análisis del comportamiento observado del arreglo permite concluir que el patrón observado fue que la diferencia angular entre elementos adyacentes debe ser menor a 65° , lo cual se logró cambiando el desvío de la onda incidente a otro plano φ_r , o disminuyendo el periodo de la celda unitaria del elemento radiador.

Se optimizaron circuitos eléctricos de 3 y 4 resonancias con el objetivo de lograr un amplio ancho de banda de arreglos reflectivos, basado en un nivel de polarización

cruzada inferior a -20 dB, lo que llevó a la obtención geométrica de dos celdas unitarias para el circuito de tres resonancias y un diseño para el de cuatro resonancias. En esencia dos nuevas estructuras fueron diseñadas, la primera consta de una combinación entre un anillo ranurado con una cruz incrustada en el centro (3 resonancias), la segunda geometría se conforma por dos anillos ranurados concéntricos con cargas capacitivas concentradas (3 y 4 resonancias). El periodo de las celdas unitarias fue de 5.3mm para la geometría anillo-cruz y de 4.3 mm para los anillos concéntricos.

Se fabricaron y caracterizaron tres arreglos reflectivos RA_{cr_0} , RA_{cr_20} , RA_{res4_0} de amplio ancho de banda, basados en las geometrías anillo-cruz ($\theta_r = 0^\circ$), anillo-cruz ($\theta_r = 20^\circ$) y anillos concéntricos de 4 resonancias ($\theta_r = 0^\circ$) respectivamente, para trabajar a la frecuencia central de 36.5 GHz. Los tres arreglos fueron impresos en un área circular de 9 cm de diámetro sobre un material dieléctrico Rogers 3850, con $\epsilon_r = 2.9$ y grosor de 25 μm . Los arreglos RA_{cr_0} y RA_{cr_20} fueron compuestos por un total de 257 elementos, mientras que RA_{res4_0} presentó 367 elementos.

Los resultados medidos mostraron una eficiencia de apertura $\epsilon_{ap} = 53\%$, 52% y 42% con un nivel de polarización cruzada de -24.8, -23.45, -22.42 para los arreglos RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} respectivamente. La disminución de la eficiencia de RA_{res4_0} con respecto a RA_{cr_0} y RA_{cr_20} se debió a que el arreglo resultó poco tolerante a errores de fabricación de 4-5 μm . El nivel de polarización cruzada resultó menor a -20 dB en un porcentaje de frecuencia, superior al 21.23%, 19.17% y 22% para los arreglos RA_{cr_0} , RA_{cr_20} y RA_{res4_0} respectivamente.

Se optimizó una celda unitaria de tres anillos concéntricos con cargas inductivas. con resonancias de los anillos de 1.5λ , 2λ y λ para las frecuencias de 33.5, 36.5 y 38.5 respectivamente. Se fabricaron y midieron tres arreglos reflectivos, para diferentes ángulos de elevación $RA_{3_1}(30^\circ, 20^\circ, 10^\circ)$, $RA_{3_2}(15^\circ, -15^\circ, 0^\circ)$ y $RA_{3_3}(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$. Cada arreglo contiene 242 elementos distribuidos, en un círculo de 9 cm de diámetro, sobre un sustrato dieléctrico Rogers 3850. La medición mostró un alto nivel de los lóbulos laterales para los arreglos RA_{3_1} y RA_{3_2} , debido a la iteración mutua entre los elementos.

El empleo de cargas con gran valor capacitivo, en anillos ranurados, llevó a la miniaturización de la celda unitaria llegando a un periodo de 1.6 mm. La reducción en el periodo de la celda unitaria hizo posible proponer una novedosa celda unitaria compuesta por anillos, que operan a distintas frecuencias, agrupados en forma matricial. Haciendo variar el valor de la carga capacitiva en cada elemento fue posible ajustar la frecuencia de operación para simular arreglos multifrecuencia de 2 (34.5 y 38.5GHz), 3 (34.5, 36.5 y 38.5 GHz) y 4 (33.5, 35.5, 37.5 y 39.5 GHz) haces dirigidos en diferentes direcciones θ_r .

Los resultados simulados para arreglos infinitos mostraron pérdidas de conversión menores a 0.3 dB con nivel de polarización cruzada inferior a -28 dB para θ_r de hasta 40°, con una relación de frecuencias de 1.05. Cabe mencionar que la distribución de los elementos fue de tal forma en que el mallado de los anillos que operan a cierta frecuencia no obstruían el mallado en las frecuencias restantes.

Se diseñaron las cargas capacitivas correspondientes a las celdas 2, 3 y 4 haces. Los resultados simulados resultaron favorables en la obtención de valores de capacitancia de hasta 69.3 fF.

Parte de los resultados obtenidos en el presente trabajo de investigación fueron publicados en artículos de revistas indizadas en el Journal Citation Reports [1-2]

[1] J. Silva-Montero, J. I. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas and A. E. Martynyuk, "Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 63, No.10, Oct. 2015, pp.4342-4351.

[2] J. A. Ortiz-Fuentes, J.Silva-Montero, J. I. Martínez-Lopez, J. Rodríguez-Cuevas, and Alexander E. Martynyuk, "Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 16, pp. 952-955, 2017.

Trabajo Futuro.

Con base en los resultados obtenidos en el presente trabajo se cree que es posible generar arreglos reflectivos multifrecuencia de más de cuatro haces para distintos ángulos de desvío θ_r , ya que, de acuerdo con la Figura 4.9 la distribución de los elementos fue en forma lineal y es posible colocar una fila más entre los elementos ya establecidos, incrementando así hasta ocho distintas frecuencias de operación con una relación de frecuencias de 1.05.

Afinando la técnica de fabricación es posible fabricar arreglos multifrecuencia de 2, 3 y 4 haces dirigidos en diferentes ángulos de elevación, la parte primordial de la fabricación es obtener el correcto valor de la carga capacitiva en cada anillo ranurado.