



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

**ANTENA CON DOBLE ARREGLO REFLECTIVO EN CONFIGURACIÓN**  
**OFFSET PARA LA BANDA U.**

**TESIS**

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

PRESENTA:

ADRIANA ANGÉLICA BRISEÑO OJEDA

TUTOR:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK  
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD.MX.

Noviembre, 2018



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**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

Secretario: Dr. Martínez López José Ismael

Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr

1 er. Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

2 do. Suplente: Dr. Matías Maruri José María

Lugar donde se realizó la tesis:  
**CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX.**

**TUTOR DE TESIS:**

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

-----  
**FIRMA**

# Agradecimientos

A mi tutor por el tiempo y paciencia brindados. Gracias por su asesoría y sus valiosas observaciones hechas durante el tiempo de realización de este trabajo.

Al Ing. Rodrigo Alejandro Gutiérrez Arenas por el asesoría brindada para la fabricación de la antena descrita en este trabajo.

A los miembros del jurado por el tiempo dedicado a la revisión de este trabajo de tesis y sus valiosas observaciones para mejorarlo.

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por la beca recibida a lo largo de mis estudios de maestría y por el financiamiento otorgado al proyecto 166106.

A la DGAPA-UNAM, por el apoyo recibido a través de los proyectos IN114116, IN115016 e IN116517.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM por medio del proyecto IN116517 titulado "Arreglos reflectivos reconfigurables de extremadamente alta frecuencia con conmutadores iónicos basados en calcogenuros". Agradezco a la DGAPA-UNAM por la beca recibida.

---

# Resumen

El objetivo de este trabajo es el diseño de una antena de alta eficiencia de apertura y de bajo costo. La antena está basada en una configuración Cassegrain de doble reflector en configuración offset; los reflectores serán sustituidos por arreglos reflectivos cuyos elementos radiantes están basados en elementos tipo espirafase.

La antena está formada por un alimentador y dos arreglos reflectivos. El alimentador es una corneta con frecuencia central de 50 GHz. Los arreglos reflectivos están conformados por anillos ranurados con cargas capacitivas.

El elemento reflectivo se diseña para obtener un ancho de banda de 3 GHz a una frecuencia central de 50 GHz y acepta ángulos de incidencia de hasta  $55^\circ$ . El análisis del giro de las cargas arroja que la estructura no modifica en gran medida su respuesta.

El patrón de radiación teórico tiene un ancho de lóbulo principal a -3 dB de  $4^\circ$ , un nivel de lóbulos laterales menor a -18.95 dB. Además, la eficiencia teórica es de 89.23 % y una ganancia de 33.19 dB.

La antena fabricada tiene un ancho de lóbulo principal a -3 dB de  $3.8^\circ$ , el nivel de los lóbulos secundarios es de -17.52 y -19.23 dB. Posee una ganancia de 27.08 dB y una eficiencia de 24.5 %. La mayor eficiencia se encuentra a 51.42 GHz, con un valor de 28.68 %

La diferencia entre los patrones de radiación se atribuyen principalmente a errores en la fabricación y el ensamblado de la antena, ya que el funcionamiento correcto de este tipo de antenas depende, en gran medida de su geometría, es decir, del acomodo de los elementos.

---

# Introducción

Las antenas de apertura tradicionales como son los reflectores parabólicos proporcionan una solución sencilla para lograr una antena de alta ganancia. Su desventaja es que la adaptación de la dirección del haz solo es posible mediante el escaneo mecánico.

Por otro lado, los arreglos de antenas convencionales permiten la adaptación de la dirección del haz mediante desplazadores de fase. La desventaja es que cada elemento debe estar conectado a un módulo transceptor dedicado, lo que implica un alto costo de implementación.

Los arreglos reflectivos son una combinación de las antenas de apertura y los arreglos de antenas. El constante estudio de la tecnología de este tipo de antenas, ha permitido un gran avance en las técnicas tanto de análisis como de diseño de estas estructuras. Además, posee ciertas ventajas como su facilidad para incorporarse en superficies planas, fácil fabricación y el hecho de que posee un comportamiento óptico similar al de un reflector parabólico. Ésta última ventaja permite que los arreglos reflectivos sean diseñados en una configuración de doble reflector usando el enfoque Cassegrain o Gregory.

Con base en lo anterior, se plantea como objetivo diseñar, optimizar, fabricar y medir una antena con doble arreglo reflectivo en configuración offset para una frecuencia central de 50 GHz. Los arreglos reflectivos están basados en anillos ranurados con cargas capacitivas.

La tesis está compuesta por cinco capítulos. En el primer capítulo se describe el principio de operación de los arreglos reflectivos y las posibles configuraciones de las antenas Cassegrain. Además, se hace un estudio del estado del arte de los arreglos reflectivos usados en antenas Cassegrain en configuración offset.

En el segundo capítulo se investigan los parámetros geométricos que conforman la geometría de la antena Cassegrain en configuración offset. Se describe el proceso iterativo de diseño y se elige el enfoque Gregory ya que el estudio arroja que se pueden tener sistemas más compactos de antenas bajo este enfoque.

En el tercer capítulo se analizan los elementos de tipo espirafase basados en anillos ranurados con cargas reactivas. Se hace una optimización eléctrica de los circuitos eléctricos equivalentes del anillo. Posteriormente, se utiliza un



---

simulador electromagnético que permita la optimización de las variables físicas del anillo. En esta optimización se toma en cuenta la aceptación del ángulo de elevación de la onda y la respuesta al variar el ángulo de rotación de las cargas.

En el cuarto capítulo se hace la sustitución de los reflectores de la geometría propuesta por los arreglos reflectivos. Se establece el número de elementos que tendrá cada arreglo y se determinan las distribuciones de campo en cada arreglo. Posteriormente, se optimiza esta distribución para obtener la máxima eficiencia de apertura donde la variable de optimización son los ángulos de giro de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo secundario.

En el quinto y último capítulo se plasman los resultados de la medición del patrón de radiación y la ganancia de la antena fabricada. Además, se incluyen los diagramas y dibujos técnicos de la composición de la antena.

# Índice general

<b>1. Arreglos Reflectivos</b>	<b>1</b>
1.1. Descripción de un arreglo reflectivo . . . . .	1
1.2. Desarrollo histórico de los arreglos reflectivos . . . . .	2
1.2.1. Concepto inicial de arreglo reflectivo . . . . .	2
1.2.2. Arreglo reflectivo basado en guía de onda . . . . .	2
1.2.3. Arreglo reflectivo tipo espirafase . . . . .	3
1.2.4. Arreglo reflectivo basado en microcinta . . . . .	3
1.3. Arreglo reflectivo impreso . . . . .	6
1.3.1. Principio de funcionamiento de un arreglo reflectivo im- preso . . . . .	6
1.3.2. Ventajas de los arreglos reflectivos impresos . . . . .	7
1.3.3. Desventajas de los arreglos reflectivos impresos . . . . .	8
1.3.3.1. Ancho de banda limitado por los elementos . . . . .	8
1.3.3.2. Ancho de banda limitado por la diferencia en las fases . . . . .	8
1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos . . . . .	9
1.4.1. Ejemplos de implementación de antenas Cassegrain con arre- glos reflectivos . . . . .	10
1.4.1.1. Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal . . . . .	10
1.4.1.2. Antena Cassegrain con alimentador descentra- do y arreglo reflectivo como reflector principal . . . . .	11
1.4.1.3. Antena Cassegrain con arreglo descentrado de alimentadores y arreglo reflectivo como reflec- tor principal . . . . .	11
1.4.1.4. Antena Cassegrain con alimentador descentra- do y doble arreglo reflectivo . . . . .	13
1.4.2. Estado del arte de antenas Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo . . . . .	14
1.4.2.1. Diseño de un doble arreglo reflectivo para es- caneo de haz . . . . .	14
1.4.2.2. Antena de doble arreglo reflectivo para enlace satelital bidireccional en la banda Ku . . . . .	16

1.4.2.3.	Antena de doble arreglo reflectivo de haz con-	
	torneado para aplicaciones DBS . . . . .	17
1.4.2.4.	Diseño, fabricación y prueba de una antena de	
	doble arreglo reflectivo con ancho de banda me-	
	jorado y polarización cruzada reducida . . . . .	18
1.4.2.5.	Antena Gregory de doble arreglo reflectivo ocho	
	haces . . . . .	20
1.5.	Conclusiones . . . . .	22
<b>2.</b>	<b>Propuesta teórica de la antena</b>	<b>29</b>
2.1.	Sistema Cassegrain . . . . .	29
2.2.	Antena Cassegrain en configuración offset . . . . .	31
2.2.1.	Geometría del sistema . . . . .	31
2.2.1.1.	Análisis de la geometría . . . . .	33
2.2.1.2.	Optimización de la geometría . . . . .	35
2.2.2.	Procedimiento de diseño . . . . .	37
2.2.3.	Selección de los parámetros iniciales del procedimiento	
	diseño . . . . .	39
2.3.	Propuesta geométrica del diseño de la antena . . . . .	42
2.4.	Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena . . . . .	46
2.4.1.	Patrón de radiación . . . . .	46
2.4.2.	Eficiencia de apertura . . . . .	48
2.4.2.1.	Eficiencia de desbordamiento . . . . .	52
2.4.2.2.	Eficiencia de iluminación . . . . .	52
2.4.2.3.	Eficiencia de polarización . . . . .	52
2.4.2.4.	Eficiencia de fase . . . . .	52
2.4.3.	Cálculo de las eficiencias de las antenas Gregory . . . . .	53
2.4.4.	Ganancia . . . . .	55
2.5.	Conclusiones . . . . .	55
<b>3.</b>	<b>Diseño de los arreglos reflectivos de la antena</b>	<b>59</b>
3.1.	Superficie selectiva de frecuencia . . . . .	60
3.1.1.	Elementos radiantes basados en anillos ranurados y car-	
	gas reactivas . . . . .	61
3.1.2.	Principio de operación . . . . .	62
3.2.	Optimización eléctrica del elemento reflectivo . . . . .	64
3.2.1.	Optimización eléctrica con carga inductiva . . . . .	66
3.2.2.	Optimización eléctrica con carga capacitiva . . . . .	68
3.3.	Optimización electromagnética del elemento reflectivo . . . . .	70
3.3.1.	Parámetros geométricos del elemento reflectivo del ar-	
	reglo reflectivo . . . . .	70
3.3.2.	Distribución de los elementos reflectivos en el arreglo	
	reflectivo . . . . .	72
3.3.3.	Sintonización y optimización de la estructura con perio-	
	do de 3 mm . . . . .	73

3.3.4.	Sintonización y optimización de la estructura con un periodo de 2.7 mm . . . . .	78
3.3.5.	Sintonización y optimización de la estructura con periodo de 2.7 mm y frecuencia de operación de 46 GHz . . . . .	80
3.3.6.	Simulación de la estructura variando el ángulo de las cargas $\gamma$ . . . . .	82
3.3.6.1.	Ángulo de incidencia de $0^\circ$ . . . . .	83
3.3.6.2.	Ángulo de incidencia de $25^\circ$ . . . . .	84
3.3.6.3.	Ángulo de incidencia de $55^\circ$ . . . . .	85
3.3.7.	Simulación y optimización de la estructura para una onda incidente con $\theta = 25^\circ$ . . . . .	86
3.3.8.	Simulación de la estructura variando el ángulo de las cargas $\gamma$ . . . . .	87
3.3.8.1.	Ángulo de incidencia de $0^\circ$ . . . . .	87
3.3.8.2.	Ángulo de incidencia de $25^\circ$ . . . . .	88
3.3.8.3.	Ángulo de incidencia de $55^\circ$ . . . . .	89
3.4.	Conclusiones . . . . .	90
<b>4.</b>	<b>Diseño final de la antena</b> . . . . .	<b>95</b>
4.1.	Sistema de coordenadas de la antena . . . . .	96
4.1.1.	Distribución de los elementos sobre los arreglos reflectivos . . . . .	97
4.2.	Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena . . . . .	98
4.2.1.	Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector . . . . .	99
4.2.2.	Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo principal . . . . .	100
4.2.2.1.	Patrón de radiación del elemento reflectivo del arreglo reflectivo . . . . .	102
4.2.3.	Eficiencia de la antena . . . . .	103
4.2.3.1.	Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del subreflector . . . . .	103
4.2.3.2.	Eficiencia de iluminación del arreglo reflectivo principal . . . . .	104
4.2.3.3.	Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo principal . . . . .	104
4.2.4.	Patrón de radiación de la antena . . . . .	105
4.2.5.	Ganancia de la antena . . . . .	105
4.3.	Optimización de los parámetros de desempeño de la antena . . . . .	106
4.4.	Resultados de la optimización de la antena . . . . .	111
4.5.	Conclusiones . . . . .	116
<b>5.</b>	<b>Fabricación y medición de la antena</b> . . . . .	<b>121</b>
5.1.	Fabricación de los arreglos reflectivos . . . . .	121
5.1.1.	Proceso de fabricación basado en fotolitografía . . . . .	121
5.1.2.	Máscaras de los arreglos reflectivos . . . . .	122

5.2. Marcos y soportes de la antena . . . . .	124
5.3. Patrón de radiación medido de la antena . . . . .	129
5.4. Ganancia y eficiencia de la antena . . . . .	131
5.5. Conclusiones . . . . .	132

# Índice de figuras

1.1. Configuración de una antena tipo arreglo reflectivo [1]. . . . .	2
1.2. Primer arreglo reflectivo [2]. . . . .	3
1.3. Dibujo del concepto de arreglo reflectivo del grupo de trabajo de Berry [1]. . . . .	4
1.4. Arreglo reflectivo usando un elemento espiral con cuatro brazos con diodos conmutadores para lograr un sistema de desplazamiento de fase de 2 bits para polarización circular [1]. . . . .	4
1.5. Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [1].	5
1.6. Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [17].	5
1.7. Arquitectura de un arreglo reflectivo [18]. . . . .	6
1.8. Retraso espacial de la fase en un arreglo reflectivo [1]. . . . .	9
1.9. Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1]. . . . .	10
1.10. Antena Cassegrain con alimentador descentrado, arreglo reflectivo como reflector principal y un hiperboloide como subreflector [1]. . . . .	11
1.11. Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1]. . . . .	12
1.12. Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1]. . . . .	13
1.13. Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [31]. . . . .	14
1.14. Patrones de radiación para una distribución de fase ideal a 12 GHz en el plano XZ (elevación) y en el plano ortogonal (azimut) [31]. . . . .	15
1.15. Configuración de la antena: (a) vista desde arriba, (b) vista lateral [33]. . . . .	16
1.16. Patrones de radiación copolar (roja) y contra polar (azul) para un haz radiado a 30° respecto al plano XZ: (a) a 10.7 GHz, (b) 12.75 GHz y (c) 14.25 GHz [33]. . . . .	17
1.17. Vista superior de la antena [34]. . . . .	18
1.18. (a) Cobertura requerida y (b) patrón de radiación copolar a 14 GHz [34]. . . . .	18
1.19. (a) Geometría de la antena y (b) antena fabricada [35]. . . . .	19

1.20. (a) Esquema del elemento reflectivo del arreglo reflectivo del subreflector y (b) vista lateral y frontal. (c) Esquema del elemento reflectivo del arreglo reflectivo principal [35]. . . . .	19
1.21. Fase de las componentes copolar y contra polar para el arreglo reflectivo principal [35]. . . . .	20
1.22. Patrones de radiación: (a) azimuth y (b) elevación para polarización vertical [35]. . . . .	21
1.23. (a) Diseño de una antena Gregory de doble reflector. (b) Vista cercana del subreflector [37]. . . . .	21
1.24. Elemento del arreglo reflectivo principal [37]. . . . .	22
1.25. Número de haces posibles a escanear [37]. . . . .	22
2.1. Telescopio Cassegrain . . . . .	30
2.2. Antena Cassegrain clásica . . . . .	30
2.3. Vista lateral y frontal de la antena Cassegrain en configuración offset [2]. . . . .	31
2.4. Vista lateral y frontal de la antena Gregory en configuración offset [2] . . . . .	32
2.5. Definición para sistemas Cassegrain en configuración offset [2] . . . . .	33
2.6. Definición para sistemas Gregory en configuración offset [2] . . . . .	34
2.7. Concepto de paraboloides equivalente para antenas Cassegrain en configuración offset [4] . . . . .	36
2.8. Concepto de paraboloides equivalente para antenas Gregory en configuración offset [4] . . . . .	37
2.9. Acercamiento del reflector principal [2] . . . . .	43
2.10. Acercamiento del subreflector [2] . . . . .	43
2.11. Ejemplo de medición de los ángulos de caída de la onda máximos y mínimos en cada reflector . . . . .	45
2.12. Propuesta geométrica de la antena. . . . .	47
2.13. Sistema de coordenadas para el análisis de la antena [3]. . . . .	48
2.14. Sistema de coordenadas de referencia del alimentador. . . . .	49
2.15. Patrón de radiación del alimentador dado por el fabricante (línea sólida) y el obtenido por la expresión 2.53 . . . . .	54
3.1. Superficie Selectiva de Frecuencia (a) tipo parche y (b) tipo ranura. Coeficiente de transmisión para una SSF (c) tipo parche y (d) tipo ranura. . . . .	60
3.2. a) Arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con cargas reactivas. (b) Elemento reflectivo del arreglo reflectivo [7] . . . . .	62
3.3. Celda unitaria del anillo ranurado con cargas reactivas. . . . .	64
3.4. Circuitos equivalentes para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) perpendicular a las cargas. . . . .	65
3.5. Circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con carga inductivas para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) ortogonal a las cargas. . . . .	66

3.6. Magnitud de la onda controlada (-) y no controlada (- -) para el caso de reactancia inductiva. . . . .	67
3.7. Diferencia de fase entre las componentes $\Gamma_{\parallel}$ y $\Gamma_{\perp}$ para el caso de reactancia inductiva. . . . .	67
3.8. Circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con cargas capacitivas para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) ortogonal a las cargas. . . . .	68
3.9. Magnitud de la onda controlada (-) y no controlada (- -) para el caso de reactancia capacitiva. . . . .	69
3.10. Diferencia de fase entre las componentes $\Gamma_{\parallel}$ y $\Gamma_{\perp}$ para el caso de reactancia capacitiva. . . . .	69
3.11. Representación física básica de un anillo ranurado con cargas capacitivas. (a) Vista frontal y (b) vista lateral . . . . .	70
3.12. Respuesta en frecuencia de los circuitos equivalentes del anillo ranurado con cargas capacitivas. . . . .	71
3.13. Disposiciones y áreas (a) rectangulares y (b) triangular correspondientes a un elemento de la red. . . . .	73
3.14. Celda unitaria del arreglo reflectivo con modo de disposición triangular. . . . .	75
3.15. Estructuras optimizadas con modo de disposición triangular. . . . .	76
3.16. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 3 mm. . . . .	77
3.17. Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 3mm. (a) Para ángulos de cída de $0^{\circ}$ a $25^{\circ}$ y (b) de $30^{\circ}$ a $55^{\circ}$ . . . . .	78
3.18. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 2.7 mm. . . . .	79
3.19. Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm. (a) Para ángulos de cída de $0^{\circ}$ a $35^{\circ}$ y (b) de $40^{\circ}$ a $60^{\circ}$ . . . . .	80
3.20. Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 2.7 mm y $f_0 = 46GHz$ . . . . .	81
3.21. Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm y $f_0 = 46GHz$ . . . . .	82
3.22. Vista frontal de la celda unitaria, $\gamma$ representa el ángulo de rotación de las cargas. . . . .	83
3.23. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 0^{\circ}$ . . . . .	83
3.24. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 25^{\circ}$ . . . . .	84
3.25. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 55^{\circ}$ . . . . .	85



3.26. Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm, $f_0 = 46$ GHz y $\theta$ de incidencia de $25^\circ$ . . . . .	87
3.27. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 0^\circ$ . . . . .	88
3.28. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 25^\circ$ . . . . .	89
3.29. Fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 55^\circ$ . . . . .	90
4.1. Vista lateral del sistema de doble arreglo reflectivo en configuración offset. . . . .	97
4.2. Acomodo de los elementos en el arreglo reflectivo. . . . .	98
4.3. (a) Posición del alimentador y el arreglo reflectivo secundario. (b) Variables para el cálculo del ángulo $\theta_m$ . . . . .	100
4.4. Variables para el cálculo del campo eléctrico en elemento $n$ del arreglo reflectivo principal. $n_s$ es la normal del arreglo reflectivo secundario. . . . .	102
4.5. Celda unitaria del arreglo reflectivo. . . . .	103
4.6. Patrón de radiación del elemento reflectivo. . . . .	103
4.7. Comparación del patrón de radiación del elemento reflectivo con la ecuación (4.12). . . . .	104
4.8. Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo secundario. . . . .	107
4.9. Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo secundario (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal. . . . .	108
4.10. Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo principal (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal. . . . .	109
4.11. Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal antes de la optimización. . . . .	110
4.12. Patrón de radiación teórico de la antena antes de ser optimizada. . . . .	111
4.13. Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo secundario después de la optimización (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal. . . . .	112
4.14. Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo secundario después de la optimización. . . . .	113
4.15. Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo principal después de la optimización (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal. . . . .	114
4.16. Distribución de la fase $[o]$ sobre el arreglo reflectivo principal después de la optimización . . . . .	115
4.17. Patrón de radiación teórico de la antena después de la optimización. . . . .	115
4.18. Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal después de la optimización. . . . .	116

5.1. (a) Sustrato RT/duroid 5880, (b) depósito de fotorresist, (c) alineación de la máscara y exposición a la luz ultravioleta y (d) revelado. . . . .	122
5.2. Máscara del arreglo reflectivo principal. . . . .	123
5.3. Máscara del arreglo reflectivo secundario. . . . .	123
5.4. Arreglos reflectivos fabricados (a) del subreflector y (b) del reflector principal. . . . .	124
5.5. (a) Elementos reflectivos de los arreglos y (b) acercamiento a las cargas capacitivas. . . . .	124
5.6. Componentes de la antena diseñada. . . . .	125
5.7. Dibujo técnico del soporte central de la antena con medidas en mm. . . . .	125
5.8. Marco del arreglo reflectivo principal con medidas en mm. . . . .	126
5.9. Marco del arreglo reflectivo secundario con medidas en mm. . . . .	126
5.10. Paso 1 del armado de la antena. . . . .	127
5.11. Armado del arreglo reflectivo secundario (Paso 2). . . . .	128
5.12. Armado del arreglo reflectivo principal (Paso 3 y 4). . . . .	128
5.13. Vista lateral de la antena ensamblada. . . . .	129
5.14. Patrón de radiación medido de la antena . . . . .	130
5.15. Comparación del patrón de radiación medido y el patrón de radiación teórico. . . . .	130
5.16. Medición de los lóbulos secundarios de los patrones de radiación. . . . .	131
5.17. Ganancia medida de la antena. . . . .	132



# Índice de tablas

1-1. Dimensiones de los arreglos reflectivos en [31] . . . . .	15
2-1. Descripción de los parámetros que definen la geometría de la antena . . . . .	32
2-2. Valores de los parámetros geométricos para la configuración Cassegrain. . . . .	44
2-3. Valores de los parámetros geométricos para la configuración Gregory. . . . .	44
2-4. Ángulos de caída máximos y mínimos para cada una de las configuraciones Gregory. . . . .	46
2-5. Eficiencias para la antena Gregory 15. . . . .	54
3-1. Ángulos mínimos y máximos de la onda incidente para cada uno de los reflectores de la antena propuesta. . . . .	61
3-2. Valores óptimos de los parámetros del circuito equivalente con carga inductiva . . . . .	66
3-3. Valores de los parámetros del circuito equivalente con carga capacitiva. . . . .	68
3-4. Parámetros geométricos del elemento reflectivo . . . . .	71
3-5. Criterios de espaciamiento entre elementos para evitar lóbulos de difracción. . . . .	73
3-6. Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 3 mm	76
3-7. Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm. . . . .	78
3-8. Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm y $f_0 = 46GHz$ . . . . .	81
3-9. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 0^\circ$ . . . . .	84
3-10. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 25^\circ$ . . . . .	85
3-11. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 55^\circ$ . . . . .	86
3-12. Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm y onda incidente a $\theta = 25^\circ$ . . . . .	86

3-13. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 0^\circ$ . . . . .	88
3-14. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 25^\circ$ . . . . .	89
3-15. Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar $\gamma$ con $\theta = 55^\circ$ . . . . .	90
4-1. Valores de los diámetros de los arreglos reflectivos. . . . .	96
4-2. Coordenadas de los puntos centrales de los arreglos reflectivos . . . . .	96
4-3. Número de elementos en los arreglos reflectivos. . . . .	98
4-4. Parámetros de desempeño de la antena antes de ser optimizada. . . . .	110
4-5. Parámetros de desempeño de la antena después de la optimización. . . . .	113
5-1. Comparación del patrón de radiación teórico y medido . . . . .	129
5-2. Ganancia y eficiencia de la antena . . . . .	132

# Capítulo 1

## Arreglos Reflectivos

Tradicionalmente, en aplicaciones donde se requieren antenas de alta ganancia, como el radar y comunicaciones a larga distancia, se han utilizado reflectores parabólicos y arreglos de antenas. El reflector parabólico, debido a la curvatura de su superficie reflectiva, es difícil de fabricar a altas frecuencias; además de no tener la capacidad de escaneo electrónico del haz en un amplio rango de ángulos. Por otro lado, los arreglos de antenas de alta ganancia, cuando están equipados con desplazadores de fase, tienen un escaneo de haz amplio, pero se vuelven más costosos debido a la complicada conformación del haz y a los altos costos asociados a los módulos de amplificación. Como resultado, un tercer tipo de antena llamado arreglo reflectivo ha sido desarrollado para contrarrestar las desventajas asociadas a los reflectores parabólicos y los arreglos de antenas convencionales [1].

### 1.1. Descripción de un arreglo reflectivo

Un arreglo reflectivo es una antena que consiste en una superficie reflectiva plana o ligeramente curva y una antena alimentadora, tal como se muestra en la figura 1.1. En la superficie reflectiva, se encuentran elementos reflectivos como pueden ser: guías de onda, parches impresos de microcinta, dipolos o anillos. La antena alimentadora ilumina dichos elementos, diseñados para re-radiar y esparcir el campo incidente con fases requeridas para formar un frente de onda plano en campo lejano. En otras palabras, la fase del coeficiente de reflexión asociado a cada elemento se calcula para compensar la diferencia de fase asociada con las diferentes trayectorias que recorren las componentes del campo del alimentador a los elementos ( $S_1, S_2, \dots, S_n$ ), como se muestra en la figura 1.1 (b). Esta operación es similar al concepto del reflector parabólico que utiliza su curvatura para reflejar y formar un frente de onda plano cuando el alimentador está localizado en su punto focal.

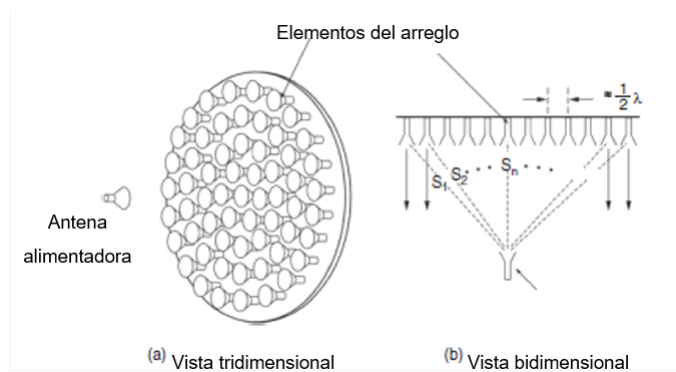


Figura 1.1. Configuración de una antena tipo arreglo reflectivo [1].

## 1.2. Desarrollo histórico de los arreglos reflectivos

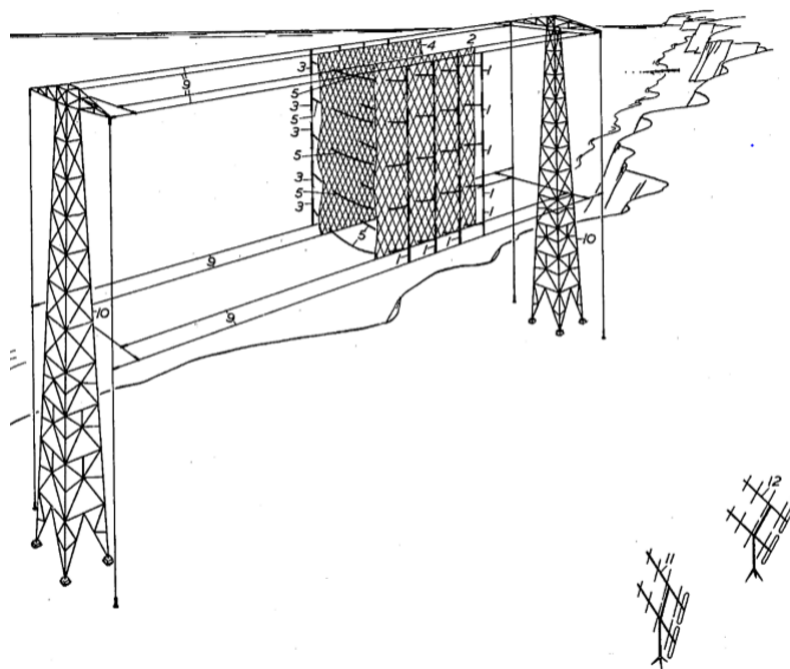
Para entender de manera precisa el concepto de arreglo reflectivo, es necesario hacer un estudio de su desarrollo histórico. En las siguientes secciones se describe de manera resumida dicho estudio.

### 1.2.1. Concepto inicial de arreglo reflectivo

El concepto de arreglo reflectivo fue propuesto por primera vez en 1958 por Jones y su equipo de trabajo, pero no fue sino hasta 1961 cuando se hizo el planteamiento [2]. En la figura 1.2 se muestra el experimento realizado. Consta de dos cortinas de dipolos asociados a unos reflectores mallados, dos alimentadores yagi que generan dos haces y utiliza desplazadores de fase fijos o variables.

### 1.2.2. Arreglo reflectivo basado en guía de onda

Siguiendo la idea de Jones, a principios de la década de 1960, Berry y su equipo de trabajo desarrollaron un arreglo reflectivo basado en elementos de guía de onda con líneas de longitud variable [3] (figura 1.3). El arreglo consiste en  $4 \times 26$  guías de onda, con un periodo de  $0.6\lambda$ . Se usó un alimentador offset para no tener pérdidas por bloqueo. Ajustando cortos circuitos en las guías de onda, los autores lograron generar un haz tipo pincel, haces anchos y haces con la capacidad de escaneo, demostrando así el principio de arreglo reflectivo. Debido a que la mayoría de las aplicaciones inalámbricas durante este periodo se hacían a bajas frecuencias, los arreglos reflectivos basados en guías de onda resultaron ser demasiado voluminosos y pesados, es por eso que el estudio de estas antenas se postergó 10 años.



**Figura 1.2.** Primer arreglo reflectivo [2].

### 1.2.3. Arreglo reflectivo tipo espirafase

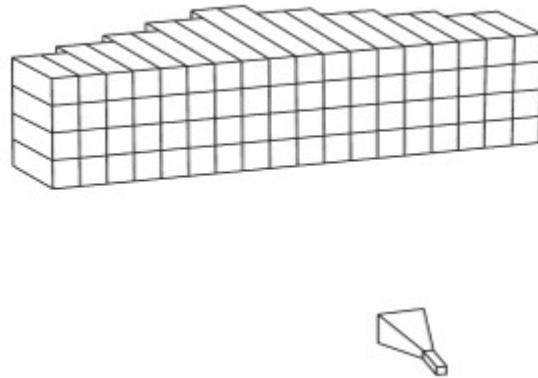
A mediados de 1970, Phelan desarrolló un nuevo concepto denominado “espirafase” [4], donde diodos conmutadores, como se muestra en la figura 1.4, se usaron en un espiral de cuatro brazos, cada brazo con una fase asociada. Conmutando los diodos para activar diferentes brazos de la espiral, no sólo se puede ajustar la fase para formar un haz, sino que también es posible hacer el escaneo electrónico en un amplio rango de ángulos. Este tipo de elementos están basados en el principio de Fox por lo que solo funcionan en respuesta a una onda electromagnética con polarización circular. Es decir, los elementos tipo espirafase utilizan la rotación angular como método para obtener una onda reflejada con un frente de onda plano.

### 1.2.4. Arreglo reflectivo basado en microcinta

En 1980, con el progreso del modelado y diseño de antenas de microcinta [5], [6], se propuso utilizar este tipo de tecnología para el desarrollo de arreglos de antenas y, en la década de 1990, de arreglos reflectivos. Durante este tiempo, varios arreglos reflectivos basados en microcinta impresa fueron propuestos con el propósito de reducir la masa y el tamaño de las antenas (figura 1.5).

Este tipo de arreglos reflectivos tienen elementos radiantes de diferentes formas, como se muestra en la figura 1.6. Parches y dipolos de microcinta de diferentes tamaños fueron estudiados por Pozar [5] [8], [9], como los que se encuentran en las figuras 1.6 (a) y 1.6 (b). Parches con stubs de longitud





**Figura 1.3.** Dibujo del concepto de arreglo reflectivo del grupo de trabajo de Berry [1].



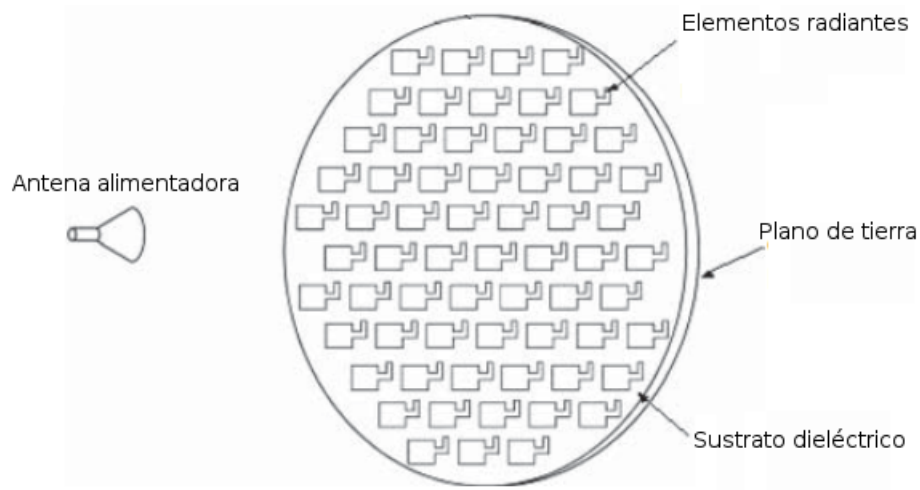
**Figura 1.4.** Arreglo reflectivo usando un elemento espiral con cuatro brazos con diodos conmutadores para lograr un sistema de desplazamiento de fase de 2 bits para polarización circular [1].

variable, figura 1.6 (d), fueron propuestos por Munson en [10].

También, se propusieron parches de microcinta de tamaño idéntico, pero con ángulo de rotación diferente denominado  $\gamma$ , utilizados para ondas incidentes con polarización circular [11], [12] (figura 1.6 (c)). Dicho ángulo es calculado para compensar la diferencia de fase entre el coeficiente de reflexión de los elementos y, si todo se lleva a cabo de manera correcta, aparece un desfase de fase de  $2\gamma$  de la onda reflejada en cada elemento. Con este diseño, se logra un mejor desempeño en términos de nivel de lóbulo lateral y nivel de polarización cruzada [11]. Se cree también que este enfoque podría lograr una mejor eficiencia debido a la falta de reflexión especular para los rayos incidentes externos. Esto se debe a que todos los elementos ahora son idénticos y resuenan en la misma frecuencia, y por lo tanto tienen el mismo RCS (Radar Cross-Section), independientemente de la rotación angular, incluso para los rayos incidentes de desviación [1].

Estos diseños de una sola capa (figura 1.6 (a,b,c,d)) presentaron un bajo

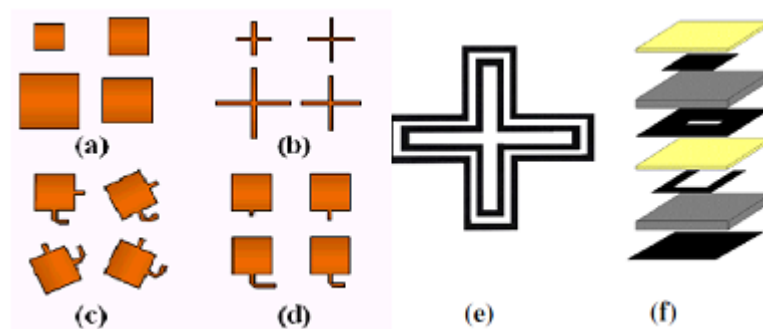
## 1.2. Desarrollo histórico de los arreglos reflectivos



**Figura 1.5.** Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [1].

porcentaje de ancho de banda, además de que su eficiencia de apertura no rebasa el 55 %.

En la figura 1.6 (f) se muestran parches acoplados por apertura, que son elementos de banda ancha con más capas de sustrato, donde la longitud del stub debajo de la ranura, puede proporcionar un ajuste en tiempo real, haciéndolos adecuados para usarse dentro de los arreglos reflectivos reconfigurables [13], [14]. Además, se ha estudiado la posibilidad de ampliar el ancho de banda de un diseño de una sola capa, por medio de la reutilización de los patrones y con técnicas de superficies selectivas de frecuencia. Un arreglo de una capa con eficiencia del 55 % y un ancho de banda del 10 % a 1 dB de ganancia fue realizado por [15] (figura 1.6 (e)). Otra técnica para aumentar el ancho de banda es la adición de más capas al arreglo como el diseño presentado en [16].



**Figura 1.6.** Arreglo reflectivo basado en parches impresos de microcinta [17].

Los arreglos reflectivos basados en la tecnología de circuitos impresos se han desarrollado para obtener antenas de menor tamaño, menor peso, y con esto, menores costos de manufactura. Estos arreglos reflectivos, combinan las

características del funcionamiento de un reflector parabólico y la tecnología de arreglos de microcinta, todo esto sobre un reflector plano.

### 1.3. Arreglo reflectivo impreso

#### 1.3.1. Principio de funcionamiento de un arreglo reflectivo impreso

Un arreglo reflectivo, como ya se mencionó, consiste de una antena que ilumina un arreglo de elementos reflectivos distribuidos en un área reflectiva plana. Cada elemento del arreglo debe radiar la energía que proviene del alimentador con un desfaseamiento adecuado para que el haz del campo reflejado se dirija en determinada dirección.

Para que se introduzca el desfaseamiento adecuado y poder formar un frente de onda colimado en cierta dirección, se necesitan modificar ciertos parámetros geométricos de los elementos del arreglo reflectivo. En el caso de un arreglo reflectivo cuyo alimentador se sitúa en el origen  $O$  (figura 1.7), la fase del campo reflejado por todo el arreglo debe ser constante en un plano normal en la dirección del haz deseado ( $\vec{r}_0$ ), de manera que:

$$k_0(\vec{r}_{mn}^d - \vec{R}_{mn} \cdot \vec{r}_0) - \Delta\phi_{mn} = 2N\pi \quad (1.1)$$

Donde  $k_0$  es el número de onda en el espacio libre,  $\vec{r}_{mn}^d$  es el vector de posición del elemento  $mn$  -ésimo,  $\vec{R}_{mn}$  es la posición del vector del elemento  $mn$  -ésimo relativo a  $(0, 0, f)$ ,  $f$  es la distancia focal,  $\vec{r}_0$  es la dirección del haz deseado,  $N$  es un número entero y  $\Delta\phi_{mn}$  es un desplazamiento de fase introducido entre el campo incidente y reflejado por el elemento  $mn$  -ésimo.

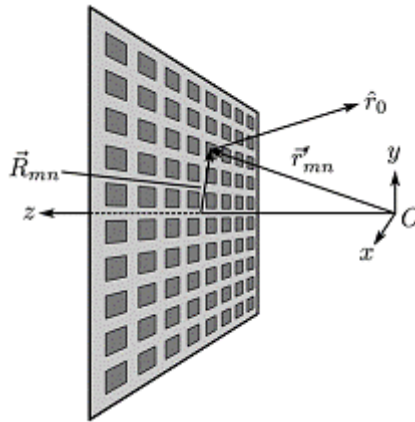


Figura 1.7. Arquitectura de un arreglo reflectivo [18].

Es importante enfatizar que un arreglo reflectivo puede hacer más que

sintetizar el haz. Son una opción popular para la síntesis de contorno de haz y para los sistemas de alimentación múltiple, aplicaciones que utilizan diseños más avanzados.

La mayor parte del esfuerzo en el diseño de un arreglo reflectivo, ha sido en relación con los elementos fijos que produzcan el cambio de fase deseado al modificar una parte de su geometría. Estos elementos deben proveer un amplio rango de fases para adaptar la geometría del arreglo y las fases deben ser lo más lineales en el dominio de la frecuencia para lograr amplios anchos de banda.

El constante estudio de la tecnología de los arreglos reflectivos ha permitido un gran avance en las técnicas de análisis y diseño de las estructuras. Las técnicas de análisis electromagnético permiten predecir aspectos como el rendimiento, la polarización cruzada, el efecto del ángulo de incidencia sobre los elementos, entre otros. Además, la suposición de la periodicidad en estas estructuras ha hecho que el análisis se simplifique ya que permite el estudio se haga sobre un solo elemento.

#### 1.3.2. Ventajas de los arreglos reflectivos impresos

Similar a lo que ocurre con el reflector parabólico, el arreglo reflectivo puede alcanzar eficiencias altas ( $> 50\%$ ) para una gran apertura dado que no se necesitan divisores de potencia, como en los arreglos convencionales, y a su baja pérdida de inserción disipativa.

Por otro lado, similar al arreglo de antenas convencional, el arreglo reflectivo, puede lograr que su haz principal pueda escanear ángulos mayores a  $50^\circ$ . Con esta capacidad de escaneo que tiene el arreglo reflectivo, la red de conformación del haz con altas pérdidas y los módulos amplificadores de transmisión/recepción de alto costo asociados a los arreglos de antenas convencionales, ya no son requeridos, permitiendo que el arreglo reflectivo sustituya a los arreglos de antenas.

Una ventaja significativa de los arreglos reflectivos impresos es que, cuando se trata de antenas con aperturas grandes que requieren ser montadas en sistemas de despliegue, como es el caso de antenas para aplicaciones satelitales, la estructura plana de los arreglos reflectivos permite tener sistemas de despliegue más simples que para un reflector parabólico. Además, la superficie reflectiva plana se puede montar a una estructura plana sin agregar gran cantidad de volumen o masa al sistema global.

Por otro lado, un arreglo reflectivo con cientos o miles de elementos, puede ser fabricado con un proceso simple de bajo costo, mediante un proceso químico llamado fotolitografía.

Otra gran ventaja es que con el gran número de elementos que componen el arreglo reflectivo que tienen la capacidad de ajustar la fase, se puede lograr de manera precisa la conformación del haz mediante la técnica de síntesis de

fase. Además, la tecnología de arreglos reflectivos se puede aplicar en todo el espectro de ondas de microondas.

### 1.3.3. Desventajas de los arreglos reflectivos impresos

Una de las desventajas más significativas de los arreglos reflectivos es el estrecho ancho de banda que poseen que, generalmente, no supera el 10 %, dependiendo del diseño de los elementos de la superficie reflectiva, el tamaño de la apertura, la distancia focal, etc.

Para arreglos reflectivos con elementos impresos de microcinta, el ancho de banda se ve limitado por dos principales factores descritos en los siguientes apartados.

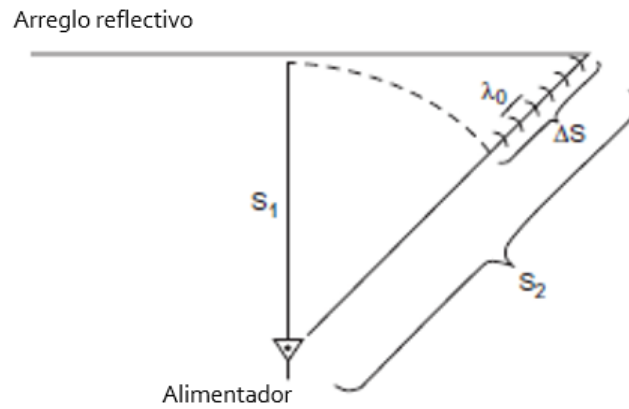
#### 1.3.3.1. Ancho de banda limitado por los elementos

Los parches de microcinta, generalmente, poseen un ancho de banda del 3 % al 5 %. Para crecer este ancho de banda en un arreglo convencional basado en microcinta, se deben implementar técnicas como el uso de un sustrato delgado para el parche, el apilamiento de múltiples capas de los parches y la rotación secuencial de los elementos. Con el uso de estas técnicas se han reportado anchos de banda de hasta 15 % [1].

#### 1.3.3.2. Ancho de banda limitado por la diferencia en las fases

Se refiere a la diferencia de fase que existe entre los coeficientes de reflexión de los elementos de la superficie, provocado por las diferentes trayectorias del alimentador a cada elemento. Esta limitante se puede explicar mejor si nos referimos a la figura 1.8, donde la diferencia en las trayectorias del alimentador a cada elemento,  $\Delta S$ , es la diferencia entre las trayectorias  $S_1$  y  $S_2$ . Esta  $\Delta S$  puede ser múltiplo de la longitud de onda ( $\lambda$ ) en la frecuencia de operación. Se puede expresar a  $\Delta S$  como  $(N + d)\lambda$ , donde  $N$  es un entero y  $d$  es una fracción de la longitud de onda. En cada elemento,  $d$  es compensada por un retraso de fase apropiado logrado por el diseño del elemento del arreglo reflectivo, ya sea variando el tamaño del parche, variando la longitud de la línea de transmisión que retrasa la fase, o de algún otro modo.

Como el diseño y la compensación de la fase para cada elemento se hace para una frecuencia central fija, fuera de la frecuencia central, el factor  $(N + d)\lambda$  se convierte en  $(N + d)(\lambda + \Delta\lambda)$ . Esto provoca un error de excursión de frecuencia al radiar el frente de fase. La cantidad de cambio de fase en cada trayectoria, comparado con una trayectoria de referencia  $S_1$ , es de  $(N + d)\Delta\lambda k$ , donde  $k$  es el número de onda. De esta manera, la cantidad de cambio de fase en cada trayectoria es  $(N + d)\frac{\Delta\lambda 2\pi}{\lambda}$ , que puede ser una parte significativa de  $360^\circ$ .



**Figura 1.8.** Retraso espacial de la fase en un arreglo reflectivo [1].

Para reducir este error de excursión de la fase, el número  $N$  se debe reducir. Existen diversos métodos para hacer la reducción. Uno de ellos es diseñar el arreglo reflectivo con una mayor relación distancia focal a diámetro ( $f/D$ ) para minimizar la diferencia entre las trayectorias  $S_1$  y  $S_2$ . El segundo método es simplemente evitar el uso de un arreglo reflectivo con gran diámetro. El tercer método es usar líneas de retraso de tiempo en lugar de líneas de retraso de fase. Otro método para aumentar el ancho de banda es usar una superficie cóncava curva con partes de superficie plana, en lugar de usar una superficie reflectiva totalmente plana. Estas partes planas tienen una ventaja sobre un reflector parabólico curvo: su haz puede ser escaneado en un rango mayor de ángulos con un desplazador de fase asociado a cada elemento.

## 1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos

Un arreglo reflectivo, que posee un comportamiento óptico similar al de un reflector parabólico, puede ser diseñado para una configuración de doble reflector usando el enfoque Cassegrain o Gregory [1].

Existen varias ventajas asociadas a este tipo de configuración. En primer lugar, debido a la óptica, la altura total del perfil de la antena puede ser reducido. Por otro lado, un alimentador descentrado puede implementarse con el fin de eliminar el efecto de bloqueo introducido por el sistema de alimentación. Así mismo, comparando este sistema con el de un solo reflector, se pueden lograr distancias focales equivalentes más grandes diseñando el subreflector de manera específica. Si se tiene una distancia focal mayor, el ancho de banda crece [12].

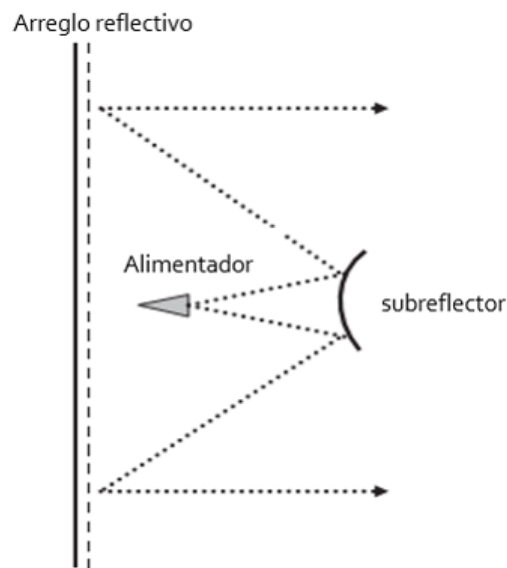
Existen varias configuraciones Cassegrain que se pueden implementar utilizando un arreglo reflectivo como apertura principal. En la siguiente sección

se muestra una serie de ejemplos de estas implementaciones.

### 1.4.1. Ejemplos de implementación de antenas Cassegrain con arreglos reflectivos

#### 1.4.1.1. Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal

En la figura 1.9 se muestra una de las configuraciones Cassegrain, donde el alimentador está centrado, el subreflector es un hiperboloide y el reflector principal se sustituyó por un arreglo reflectivo. En este tipo de antenas las pérdidas por bloqueo son inevitables. Sin embargo, los ángulos de la onda incidente, que llegan a la orilla del arreglo reflectivo, son pequeños, por lo que se puede obtener una mayor eficiencia comparando este sistema con el Cassegrain con alimentador descentrado. Esta configuración es usada para aplicaciones de larga apertura donde el subreflector tiene menor área respecto al reflector principal.

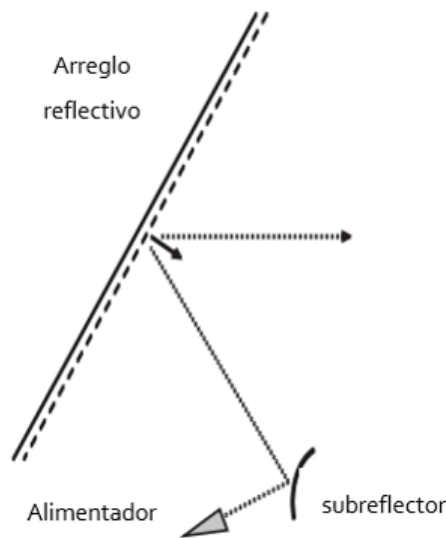


**Figura 1.9.** Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1].

Un ejemplo de diseño se llevó a cabo en [20] donde se utilizaron 5776 parches de microcinta en un arreglo cuadrangular de 15.2 cm de lado. Los parches utilizan la técnica de variación del tamaño para lograr el cambio de fase deseado. La frecuencia de operación es de 77 GHz. El subreflector es un hiperboloide de diámetro 1.61 cm y el alimentador es una bocina cónica de 1.25 cm de apertura. Este sistema presenta altas pérdidas de desbordamiento, sin embargo, se alcanzó una ganancia medida de 36.9 dB.

#### 1.4.1.2. Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal

En esta configuración de antena Cassegrain se tiene un arreglo reflectivo como reflector principal, un alimentador descentrado y un subreflector que puede ser elíptico o hiperbólico (figura 1.10). Este diseño no produce pérdidas por bloqueo debido a que el haz del alimentador proviene de fuera del reflector principal.



**Figura 1.10.** Antena Cassegrain con alimentador descentrado, arreglo reflectivo como reflector principal y un hiperboloide como subreflector [1].

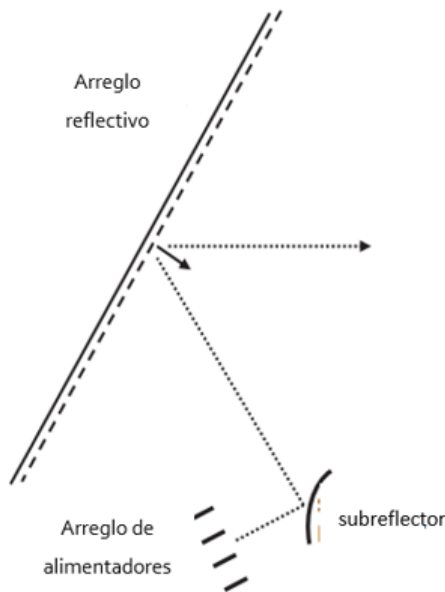
La primera antena con una configuración similar a la de la figura 1.10, se desarrolló para operar en las bandas X y Ka [21]. En este diseño, el diámetro de la apertura es de 75 cm y usa anillos como elementos reflectivos para una polarización circular. La apertura principal consiste de dos membranas delgadas apiladas. La membrana que se encuentra en la parte superior es para la banda X y los anillos impresos sobre ella son más grandes que los de la membrana de la parte trasera usada para la banda Ka. El subreflector es un hiperboloide convexo, cuya apertura elíptica tiene un eje mayor de 150 mm y un eje menor de 84 mm. Este diseño presenta niveles de lóbulo secundario y de polarización cruzada menores a -25 dB. En ambas bandas de operación, la eficiencia de apertura es cercana al 50%.

#### 1.4.1.3. Antena Cassegrain con arreglo descentrado de alimentadores y arreglo reflectivo como reflector principal

Esta tercera configuración, mostrada en la figura 1.11 tiene un arreglo de alimentadores descentrado. En este caso, el subreflector está situado a una



distancia de campo cercano del arreglo reflectivo principal, y al cambiar el frente de onda del arreglo de alimentadores, el haz puede ser apuntado correctamente. En aplicaciones espaciales, donde el control de altitud y los sistemas de coordenadas a bordo no pueden apuntar de manera adecuada la antena, este tipo de configuración es utilizado ya que la misma antena es la que puede realizar el apuntamiento.



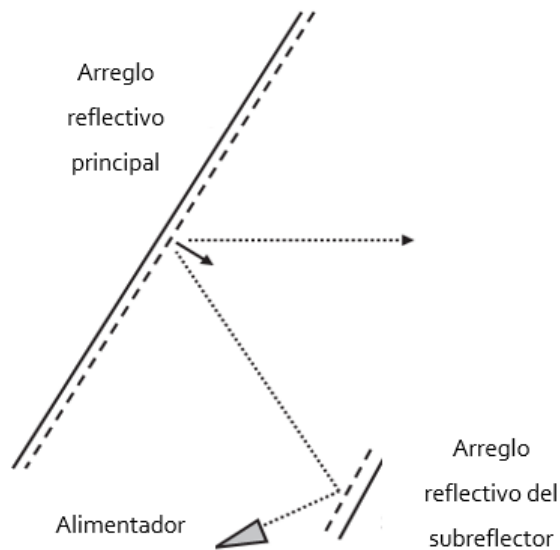
**Figura 1.11.** Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1].

Un ejemplo de esta configuración fue realizado en [22], donde se utiliza un método de física óptica (PO) para el diseño del subreflector y los campos del arreglo reflectivo. Este método asigna a cada elemento de la superficie del arreglo reflectivo una corrección de fase, la necesaria para formar el haz. Aunque los resultados obtenidos son una aproximación, dado que no toma en cuenta el acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo reflectivo, es muy efectivo cuando se trata de analizar antenas muy grandes con millones de elementos y cientos de elementos alimentadores.

En el diseño en [22] se tiene un arreglo reflectivo con 275,000 elementos y un arreglo de alimentadores de  $5 \times 5$ . Se estudió la capacidad de escaneo del haz permitiendo una pérdida de  $-3$  dB de ganancia y ajustando el arreglo de alimentadores. Los resultados demuestran que si se ajusta el arreglo de alimentadores a  $15^\circ$ , el haz es capaz de escanear  $0.3^\circ$ . Este escaneo de haz se logró colocando el subreflector en la región de campo cercano del arreglo. Inclinando el frente de onda del arreglo de alimentadores es equivalente a mover el centro de fase del arreglo [23].

#### 1.4.1.4. Antena Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo

En esta configuración, tanto el reflector principal como el subreflector son sustituidos por un arreglo reflectivo, además de que posee un alimentador descentrado, tal como se muestra en la figura 1.12.



**Figura 1.12.** Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [1].

La ventaja de este diseño es que se puede hacer el control de la fase en las dos superficies, lo que puede ser usado para diferentes propósitos como la síntesis de amplitud y fase, o para reducir la radiación contrapolar y darle forma al haz. Desde el punto de vista mecánico, el uso de estas dos superficies planas hace más fácil el sistema de despliegue de una antena. Además, se puede usar para escanear o reconfigurar el haz usando desplazadores de fase basados en sistemas micro electromecánicos (MEMS) [24], diodos PIN [25], diodos varactor [26], [27], o cristal líquido [28] en los elementos del arreglo reflectivo del subreflector mientras se usa un arreglo reflectivo principal pasivo.

Las aplicaciones para este tipo de antena incluyen el uso en radares de apertura sintética [29], misiones de sensado radiométrico remoto y antenas reconfigurables para satélites DBS. Esta última aplicación es una necesidad real dentro del campo de las telecomunicaciones dado que la demanda de tráfico de datos, ya sea para la transmisión televisiva, el teléfono, video, etc., puede cambiar durante los 15-20 años del tiempo de vida de un satélite [29].

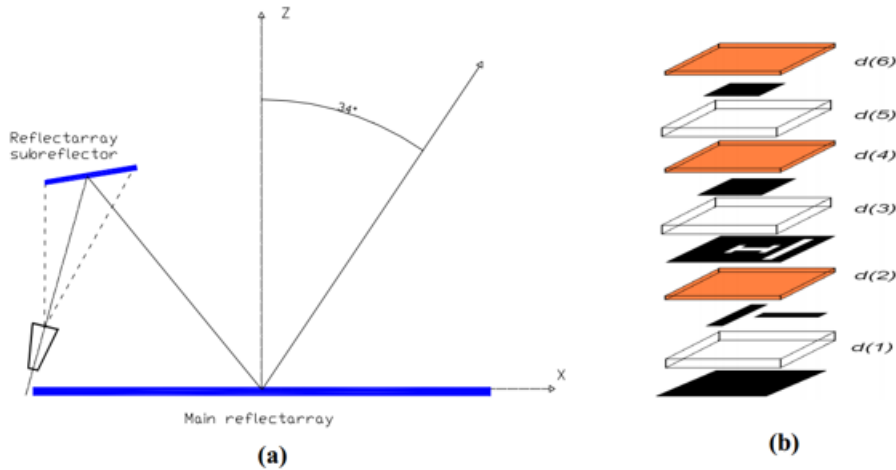
Debido a sus ventajas y a la gama de aplicaciones de esta configuración de antena, su desarrollo se ha ampliado en los últimos años. A continuación, se

presenta un estado del arte sobre este tipo de antenas.

### 1.4.2. Estado del arte de antenas Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo

#### 1.4.2.1. Diseño de un doble arreglo reflectivo para escaneo de haz

En [31], se diseñó la antena de doble arreglo reflectivo que se muestra en la figura 1.13 (a). Primero, el campo radiado por el alimentador es considerado un campo que incide en cada uno de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector. Los elementos de este arreglo reflectivo están situados en la primera zona de Fresnel del alimentador y es por eso que se requiere un análisis de campo cercano [32]. Cada uno de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector es analizado mediante el método de momentos (MoM) asumiendo periodicidad local y considerando valores reales de los ángulos incidentes, la polarización del campo, la amplitud y la fase de la onda radiada por el alimentador. El campo incidente en cada uno de los elementos del arreglo reflectivo principal se calcula como la suma de todas las contribuciones de cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector y cada elemento del arreglo reflectivo principal es analizado de igual manera por el MoM. Finalmente, los patrones de radiación son calculados usando el campo reflejado del arreglo reflectivo principal usando el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT).



**Figura 1.13.** Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal [31].

La configuración de la antena fue seleccionada para proveer un escaneo en el plano de elevación ( $XZ$ ) en un rango de  $13^\circ$  usando arreglos reflectivos elípticos cuyas medidas se exhiben en la tabla 1-1. El arreglo reflectivo principal se diseñó para simular el comportamiento de un reflector parabólico que produjera un haz a  $34^\circ$  respecto al eje  $Z$  cuando la distribución de la fase en el arreglo

#### 1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos

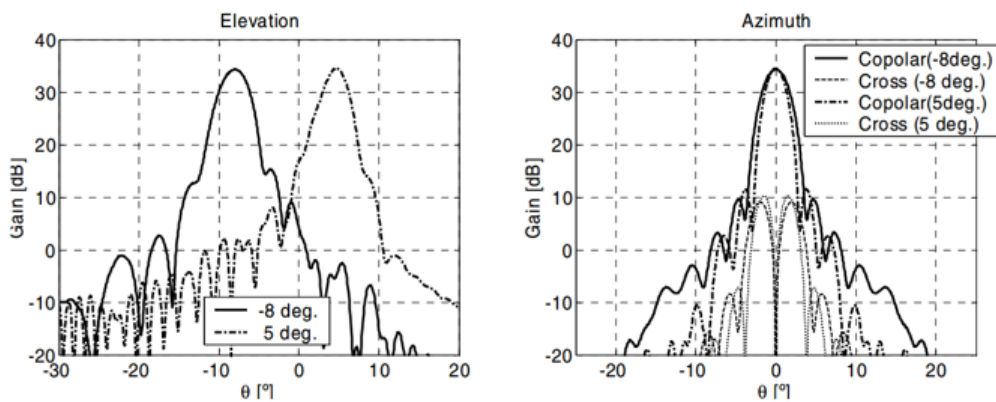
reflectivo del subreflector es uniforme, mientras que el arreglo reflectivo del subreflector se diseñó para introducir la fase adecuada para realizar el escaneo del haz.

El arreglo reflectivo principal tiene parches de tamaño variable. Las celdas cuadradas para ambos arreglos reflectivos tuvieron un periodo de  $12.5 \text{ mm}^2$ . Los elementos del arreglo reflectivo del subreflector se muestran en la figura 2.14 (b), los cuales están basados en dos parches apilados acoplados a una línea que produce un retardo. Estos elementos fueron diseñados para proveer la variación de la fase en dos bandas de frecuencia: de 10.7-12.75 GHz y de 14-14.5 GHz.

Para evaluar el desempeño del escaneo de haz, fue calculada la distribución de la fase requerida en cada uno de los arreglos reflectivos para varios ángulos de escaneo. Variando la distribución de fase en el arreglo reflectivo del subreflector se pudo tener un escaneo de  $-8^\circ$  a  $5^\circ$  sin distorsionar los patrones de radiación (figura 1.14). Cabe mencionar que la antenna se analizó dando a las líneas la longitud apropiada para proveer la fase requerida, es decir, sin implementar un sistema de control de fase.

**Tabla 1-1.** Dimensiones de los arreglos reflectivos en [31]

	Arreglo reflectivo principal	Arreglo reflectivo del subreflector
Eje mayor [mm]	1175	962
Eje menor [mm]	250	225



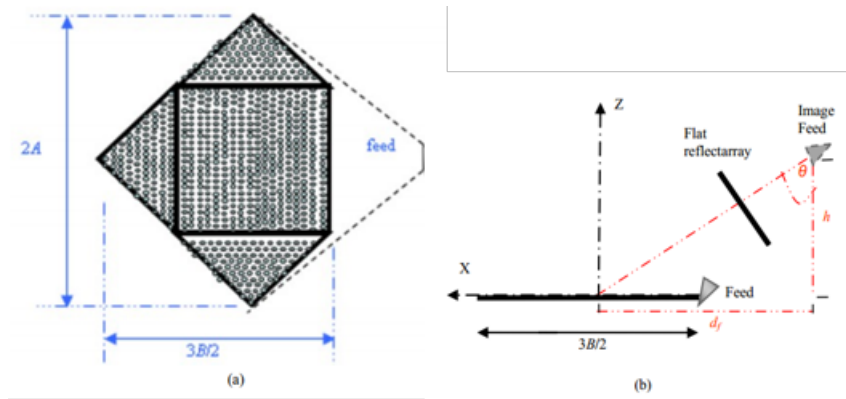
**Figura 1.14.** Patrones de radiación para una distribución de fase ideal a 12 GHz en el plano XZ (elevación) y en el plano ortogonal (azimut) [31].

**1.4.2.2. Antena de doble arreglo reflectivo para enlace satelital bi-direccional en la banda Ku**

En este trabajo se presentan los resultados sobre el diseño de una antena de doble arreglo reflectivo como se muestra en la figura ?? (b) [33]. El arreglo reflectivo que corresponde al subreflector es pasivo, mientras que el arreglo reflectivo principal tiene un control de fase de 1 bit. La antena está en modo de recepción en la banda de 10.7-12.75 GHz y de transmisión en la banda de 14-14.5 GHz.

El arreglo reflectivo principal es un pentágono como se muestra en la figura 1.15(a), donde  $A$  es igual a 600 mm y  $B$  igual a 500 mm. En este arreglo está compuesto de 5250 elementos con un periodo de  $10 \times 10 \text{ mm}^2$ . La posición del alimentador está definida por  $h$  igual a 3000 mm,  $d_f$  igual a 2518 mm y el ángulo  $\theta$  es de  $40^\circ$ .

El arreglo reflectivo del subreflector es de 475 mm por 600 mm formando un ángulo de  $27.69^\circ$  respecto al eje X del arreglo reflectivo principal. Se diseñó de manera que proporcionara la mayor distancia focal equivalente para iluminar el arreglo reflectivo principal de manera eficiente y contiene celdas con periodo de  $12.5 \times 12.5 \text{ mm}^2$ .



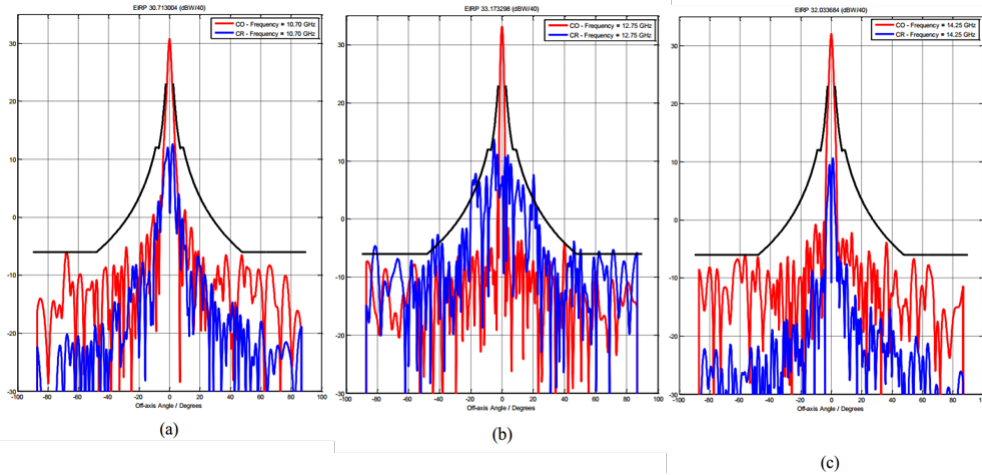
**Figura 1.15.** Configuración de la antena: (a) vista desde arriba, (b) vista lateral [33].

El arreglo reflectivo es analizado usando el método descrito en [32] en las bandas de frecuencias de recepción y transmisión. Para este análisis se toman en cuenta tres sistemas de coordenadas, los cuales son: el sistema de coordenadas del alimentador, centrado en el centro de fase del alimentador y los sistemas de coordenadas del arreglo reflectivo del subreflector y el arreglo reflectivo principal, centrados en el centro de las superficies que definen los arreglos.

En la figura 1.16 se muestran los patrones de radiación copolar y de polarización cruzada para las bandas de recepción y transmisión, donde se puede

## 1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos

observar un ancho de haz de  $10^\circ$ . Estos resultados muestran de manera satisfactoria el desempeño de la antena en la banda de frecuencias requerida tanto para transmisión como para recepción.



**Figura 1.16.** Patrones de radiación copolar (roja) y contra polar (azul) para un haz radiado a  $30^\circ$  respecto al plano XZ: (a) a 10.7 GHz, (b) 12.75 GHz y (c) 14.25 GHz [33].

### 1.4.2.3. Antena de doble arreglo reflectivo de haz contorneado para aplicaciones DBS

En el trabajo [34] se propone una configuración de doble arreglo reflectivo para la síntesis de un haz contorneado que provea cobertura europea para aplicaciones DBS. La geometría de la antena se muestra en la figura 1.17. La cobertura está referida a un satélite en la posición:  $10^\circ E$  longitud,  $0^\circ$  latitud. Las especificaciones consisten en un nivel de ganancia mínimo de 25 dBi en los bordes de la región de cobertura definida por la línea gris (figura 1.18 (a)) y a una frecuencia central de 14 GHz.

El arreglo reflectivo principal tiene un tamaño de 500 mm por 450 mm, mientras que el arreglo reflectivo del subreflector es un cuadrado de 375 mm por lado. Los arreglos reflectivos están compuestos por elementos de parche rectangulares de diferente tamaño con un periodo de 12.5 mm, además de estar diseñados para emular el comportamiento de los reflectores que sustituyen.

El análisis de este diseño se hizo siguiendo el procedimiento en [32], donde el cálculo del campo reflejado considera pérdidas disipativas y el nivel de polarización cruzada, este último parámetro producido por los parches impresos y por la geometría de la antena. En la figura ?? (b) se muestra el patrón de radiación copolar resultante superpuesto a línea azul que es el contorno de la cobertura deseada.

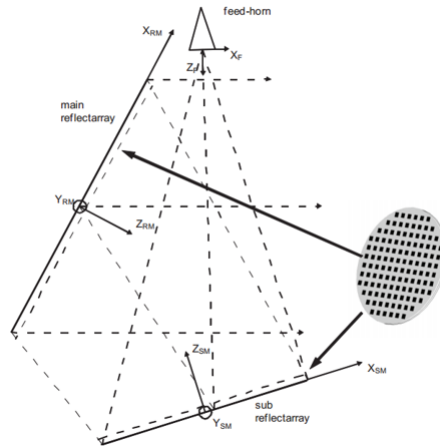


Figura 1.17. Vista superior de la antena [34].

La ganancia resultante es de 33.8 dBi en la dirección de  $\theta_0 = 28.2^\circ$  respecto al sistema de referencia del arreglo reflectivo principal.

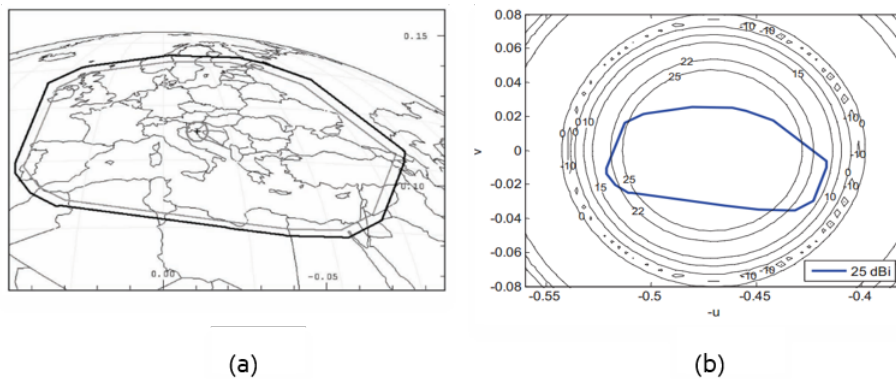


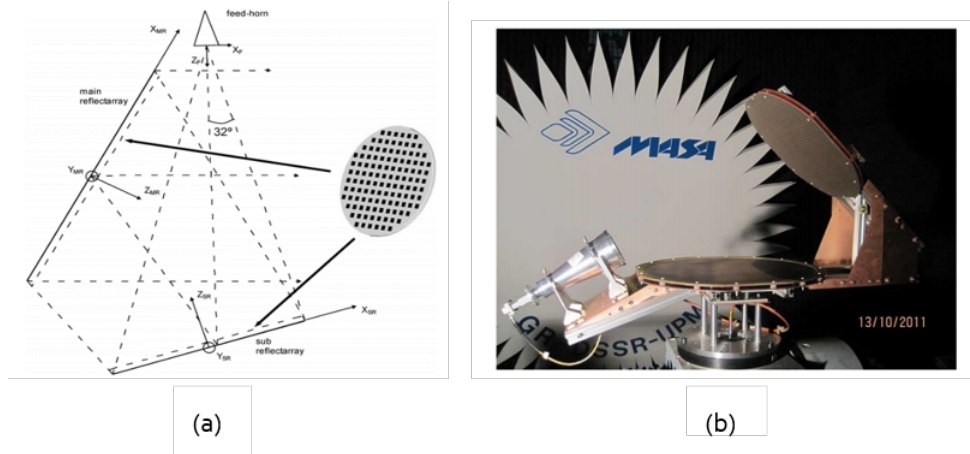
Figura 1.18. (a) Cobertura requerida y (b) patrón de radiación copolar a 14 GHz [34].

#### 1.4.2.4. Diseño, fabricación y prueba de una antena de doble arreglo reflectivo con ancho de banda mejorado y polarización cruzada reducida

Una antena de doble arreglo reflectivo fue diseñada, fabricada y probada en [35] por primera vez. La geometría de la antena se deriva de una configuración Cassegrain de doble reflector con alimentador descentrado. La antena tiene una óptica muy compacta y satisface las condiciones de Mizugutchi para asegurar un bajo nivel de polarización cruzada. En la figura 1.19 (a) se muestra la geometría de la antena donde el arreglo reflectivo principal mide 504 mm por 448 mm, cuyos elementos radiantes tienen un periodo de 8 mm. El arreglo

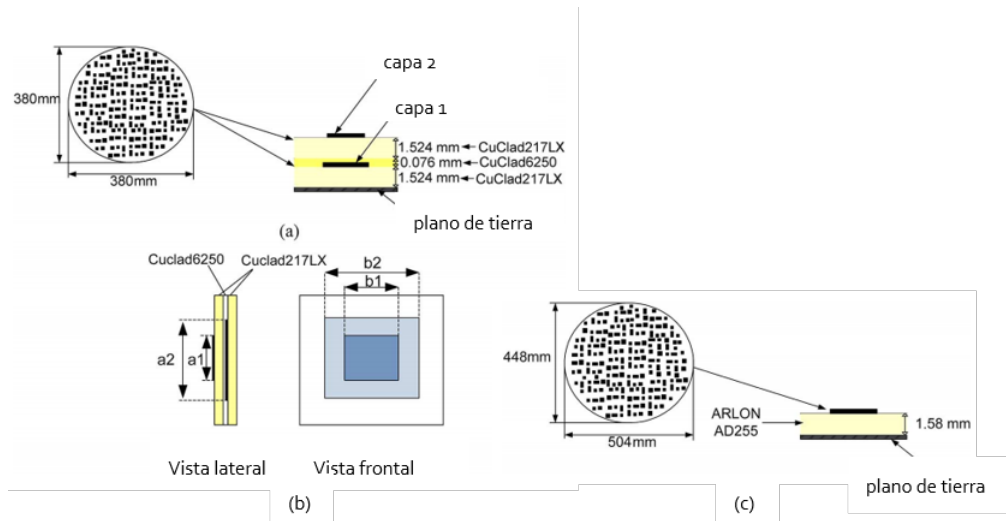
#### 1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos

reflectivo del subreflector tiene 380 mm por lado con elementos con periodo de 10 mm. En la figura 1.19 (b) se muestra la antena fabricada.



**Figura 1.19.** (a) Geometría de la antena y (b) antena fabricada [35].

Ambos arreglos están diseñados con elementos de tipo parche con tamaño variable en una configuración de una capa para el arreglo reflectivo principal y de doble capa para el arreglo reflectivo del subreflector. La configuración de las dos capas del arreglo reflectivo del subreflector se muestra en la figura ?? (a) y (b), donde  $a_1 = 0.7a_2$  y  $a_1 = b_1$ . En la figura 1.20 (c) se muestra el elemento radiante para el arreglo reflectivo principal.



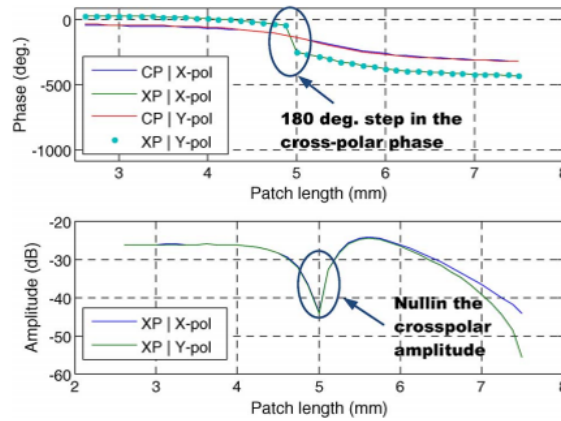
**Figura 1.20.** (a) Esquema del elemento reflectivo del arreglo reflectivo del subreflector y (b) vista lateral y frontal. (c) Esquema del elemento reflectivo del arreglo reflectivo principal [35].

El nivel de polarización cruzada introducido por la geometría de la antena fue minimizado debido que ésta satisface la condición de Mizugutchi, sin em-



bargo, esta condición no es suficiente para contrarrestar el nivel que producen los parches impresos en los arreglos. La técnica usada para la reducción del nivel de polarización cruzada es propuesta en [36] donde se requiere tener un nulo y un cambio de signo de la polarización cruzada producida por los parches en zonas que generan niveles altos de polarización cruzada. Cuando se calcula el campo reflejado que llega al arreglo reflectivo principal, el área en el arreglo de máxima contribución de polarización cruzada se identifica y también los ángulos correspondientes a esos elementos. Estos son los ángulos que se usan para el cálculo de las curvas de fase y para localizar el nulo en el coeficiente de reflexión en el área de máxima contribución de nivel de polarización cruzada.

En la figura 1.21 se muestran las curvas de amplitud y fase de las componentes copolar y contra polar del coeficiente de reflexión para el arreglo reflectivo principal, asumiendo incidencia normal.



**Figura 1.21.** Fase de las componentes copolar y contra polar para el arreglo reflectivo principal [35].

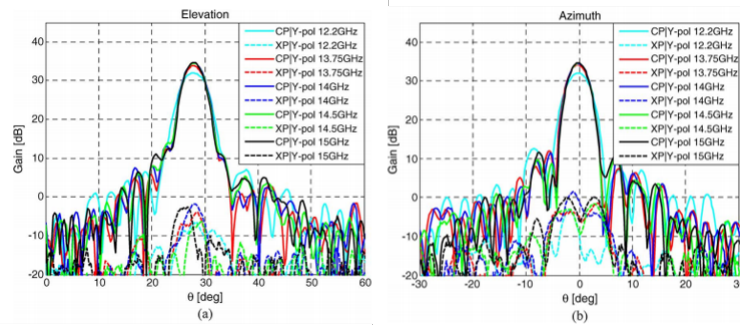
Para parches con longitud entre 4.7 mm y 5 mm, la polarización cruzada tiene un nulo y un cambio de fase de  $180^\circ$ . Para evitar que suceda esto, se agrega una constante a la fase; en el caso del arreglo reflectivo principal, se agregó una constante de  $250^\circ$ , mientras que para el arreglo reflectivo del subreflector, la constante fue de  $320^\circ$ . La antena fue analizada y se confirmó que el nivel de polarización cruzada disminuyó 6 dB.

En la figura 1.22 se muestran los patrones de radiación medidos para cinco frecuencias diferentes y para polarización vertical. La antena tiene un haz con variación de ganancia menor a 2.5 dB para un rango de frecuencias de 12 a 15 GHz, que representa un ancho de banda del 20 %.

#### 1.4.2.5. Antena Gregory de doble arreglo reflectivo ocho haces

En el artículo [37] se presenta una antena de doble arreglo reflectivo con una distribución de fase determinada en el arreglo reflectivo del subreflector,

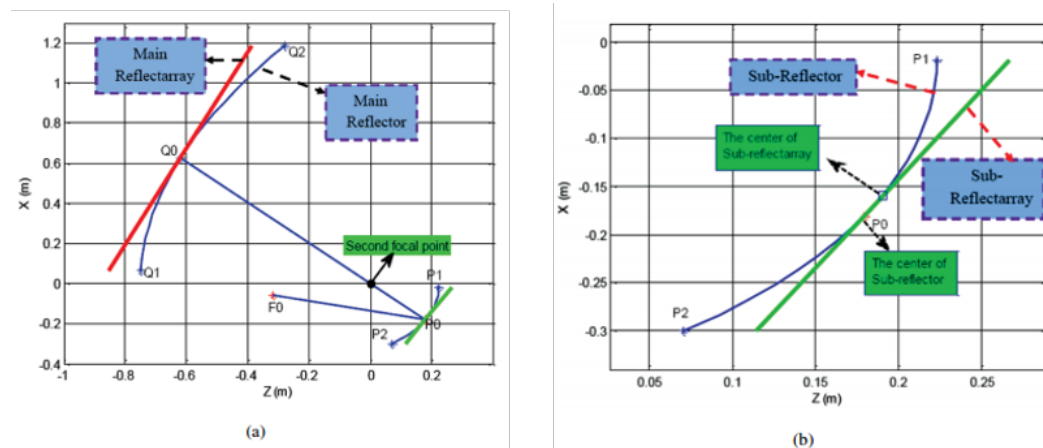
## 1.4. Antenas Cassegrain con arreglos reflectivos



**Figura 1.22.** Patrones de radiación: (a) azimuth y (b) elevación para polarización vertical [35].

tal que se puedan producir ocho haces.

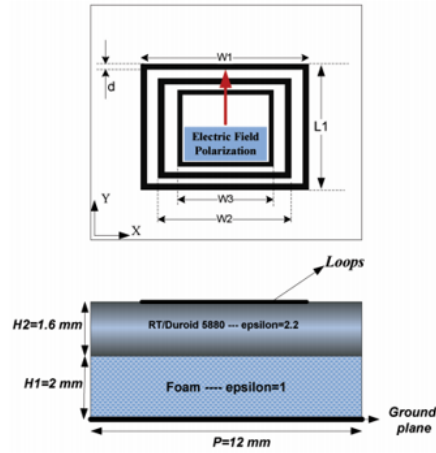
El estudio usa un método de diseño donde el reflector principal parabólico está descrito por el diámetro de la proyección de su apertura circular, la distancia focal y la distancia offset. Además, la apertura proyectada por el elipsoide del subreflector está en un plano que contiene los ejes mayor y menor, un ángulo de inclinación del eje, una distancia interfocal y excentricidad. El ángulo medido al borde del subreflector y el ángulo de orientación del alimentador, son los parámetros principales del sistema de alimentación. Otros parámetros adicionales, son la separación entre la parte superior del subreflector y la parte inferior del reflector principal, además de la longitud total del sistema de la antena. Con estos parámetros se puede determinar la geometría final de la antena, la cual se muestra en la figura 1.23.



**Figura 1.23.** (a) Diseño de una antena Gregory de doble reflector. (b) Vista cercana del subreflector [37].

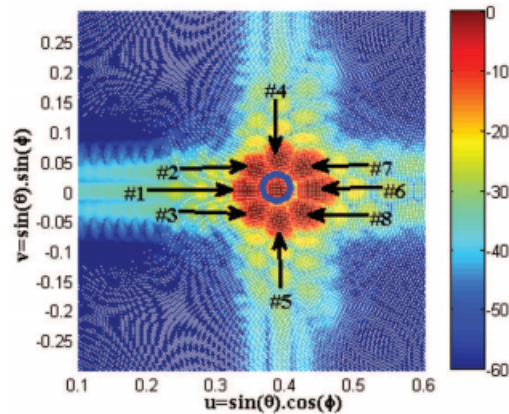
La antena se diseñó usando un arreglo reflectivo principal pasivo y un arreglo reflectivo del subreflector con la capacidad de escanear en ocho diferentes ángulos. El arreglo reflectivo principal usa elementos tipo loop para que tenga

la capacidad de tener un comportamiento en una amplia banda de frecuencias. La configuración de la celda se muestra en la figura 1.24.



**Figura 1.24.** Elemento del arreglo reflectivo principal [37].

La contribución de este trabajo es demostrar a través de simulaciones que un haz de alta directividad puede ser escaneado en un limitado rango de ángulos calculando los cambios de fase en el arreglo reflectivo del subreflector sin requerir una optimización. La antena es analizada usando una técnica basada en la matriz de reflexión de la celda unitaria, antes validada en [32]. La capacidad de escaneo de haz de este diseño se muestra en la figura 1.25, donde se puede ver que tiene ocho haces en diferentes posiciones.



**Figura 1.25.** Número de haces posibles a escanear [37].

## 1.5. Conclusiones

- I. Los arreglos reflectivos contrarrestan las deficiencias de los reflectores parabólicos y los arreglos de antenas.

## 1.5. Conclusiones

---

- II. Un arreglo reflectivo consiste de una superficie reflectiva y un alimentador que la ilumina. La superficie reflectiva está compuesta por elementos radiantes previamente diseñados para formar un frente de onda plano en campo lejano.
- III. El principio de funcionamiento de un arreglo reflectivo, se basa en que cada elemento de éste tiene que radiar la energía proveniente del alimentador con cierta fase para que el haz reflejado se dirija en determinada dirección. Para generar la fase adecuada, se requiere modificar ciertos parámetros geométricos de los elementos radiantes.
- IV. Algunos de los elementos radiantes de los arreglos reflectivos pueden ser: guías de onda, parches de microcinta impresos conectados a una línea de transmisión de longitud variable, dipolos o anillos de diferentes tamaños y elementos geoméricamente idénticos con un ángulo de rotación diferente.
- V. El constante estudio de la tecnología de los arreglos reflectivos, ha permitido un gran avance en las técnicas de análisis y diseño de estas estructuras. Las técnicas de análisis electromagnético permiten predecir aspectos como el nivel de polarización cruzada y el efecto del ángulo de incidencia de la onda sobre los elementos radiantes. Además, al tratarse de estructuras periódicas, el análisis se simplifica ya que se puede hacer el análisis sobre un solo elemento.
- VI. Algunas ventajas del arreglo reflectivo plano son: eficiencia mayor a 50 %, capacidad de escaneo de ángulos mayores a  $50^\circ$ , facilidad para incorporar la superficie plana a un sistema de despliegue, además de que puede ser fabricado mediante un proceso químico llamado fotolitografía, lo que reduce el costo de manufactura.
- VII. Entre las desventajas del arreglo reflectivo plano se encuentra su estrecho ancho de banda, causado por la geometría de los elementos radiantes y la diferencia de fases del coeficiente de reflexión de los elementos. La primera causa se puede combatir utilizando un sustrato más delgado, con el apilamiento de múltiples capas de elementos y con la rotación secuencial de los elementos. La segunda causa se puede reducir utilizando un arreglo reflectivo con mayor distancia focal o evitar el uso de una superficie con gran diámetro.
- VIII. Un arreglo reflectivo que posee un comportamiento óptico similar al de un reflector parabólico puede ser diseñado en una configuración de doble reflector usando el enfoque Cassegrain o Gregory.
- IX. Se analizaron diversas configuraciones para una antena Cassegrain de doble reflector, una de ellas fue la antena Cassegrain con doble arreglo reflectivo y alimentador descentrado. Dentro de las aplicaciones de estas

antenas se incluye su uso en radares, misiones de sensado radiométrico remoto y antenas reconfigurables para satélites.

- X. Una de las ventajas de la configuración Cassegrain con doble arreglo reflectivo y alimentador descentrado es que permite eliminar las pérdidas por bloqueo al tener un alimentador descentrado, por lo que se pueden diseñar antenas de mayor eficiencia. Además, al estar compuesta dos arreglos reflectivos, se puede hacer el control de fase en las dos superficies, lo que puede ser utilizado para la síntesis de amplitud y fase, para reducir la radiación contrapolar y para darle forma al haz. También, se puede hacer la reconfiguración del haz agregando desplazadores de fase en los elementos del arreglo reflectivo del subreflector, mientras se usa un arreglo reflectivo principal pasivo.

# Referencias

- [1] HUANG, J. ENCINAR, J, *Reflectarray Antennas* ,John Wiley and Sons, 2008.
- [2] JONES, D, *Electromagnetic wave lens and mirror systems* ,EUA, Patente 2.986.743, 30 de Mayo de 1961.
- [3] BERRY, D. MALECH, R. KENNEDY, W, *The Refelctarray Antenna* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. AP-11, pp. 645-651, 1963.
- [4] PHELAN, R, *Spiralphase Reflectarray for Multitarget Radar* ,Microwave Journal, vol. 20, pp. 67-73, 1977.
- [5] BAHL, I. BHARTIA,P, *Microstrip Antennas* ,Artech House, 1980.
- [6] POZAR, D. SCHAUBERT, D, *Microstrip Antennas* ,IEEE Press, 1995.
- [7] POZAR, D. METZLER, A, *Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of Variable Sizes* ,Electronic Letters, vol, 29, no. 8, pp.657-658, 1991.
- [8] KELKAR, A, *FLAPS: Conformal Phased Reflecting Surfaces* ,Proc. IEEE National Radar Conf., pp.58-62, 1991.
- [9] GAO, T. BARTON, S, *Phase Correcting Zonal Reflector Incorporating Rings* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 4, pp. 350-355, 1995.
- [10] MUNSON, E. HADDAD, H, *Microstrip Reflectarray for Satellite Communication and RCS Enhacement and Reduction* ,Washington,DC,Patente 4.684.952,Agosto 1987.
- [11] HUANG, J. POGORZELKI, R, *A Ka-band Microstrip Reflectaray with Elements Having Varibale Rotation Angles* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 5, pp. 650-656, 1998.
- [12] HUANG, J, *Bandwitdh Study of Microstrip Reflectarray and a Novel Phased Reflectarray Concept* ,IEEE AP-S/USRI Symposium, New Port Beach, 1995.

- 
- [13] CARRASCO, E. BARBA, M, ENCINAR, J, *Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches with Slots and Lines of Variable Length* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 3, pp. 1662-1664, 2007.
- [14] CARRASCO, E. BARBA, M, ENCINAR, J, *Wideband Reflectarray Antenna Using True-Time Delay Lines* ,EuCAP,2007.
- [15] DHAKER, J. CHAHARMIR, M, *Reflectarray Research at CRC Canada* ,IEEE AP Magazine, vol. 50, no. 4, 2008.
- [16] ENCINAR, J, *Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, no. 10, pp. 1403-1410, 2001.
- [17] ROEDERER, A, *Reflectarray Antennas* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 18-22, 2009.
- [18] PERRUISSEAU-CARRIER, J. HUM, S.*Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, pp. 183-198, 2014.
- [19] HANNAN, P, *Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. Ap-9, pp. 140-153, 1961.
- [20] POZAR, D. TARGONSKI, S. SYRIGOS, H, *Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, pp. 287-296, 1997.
- [21] HUANG, J. HAN, C. CHANG, K, *A Cassegrain Offset-fed Dual-band Reflectarray* ,IEEE AP-S/USRI Symposium, Albuquerque, New Mexico, 2006.
- [22] KHAYATIAN, B. RAHMAT-SAMII, Y, *Characterizing Reflectarray Antennas Radiation* ,IEEE AP-S/USRI Symposium, Columbus, Ohio, 2003.
- [23] HOUSHMAND, S. LEE, S, RAHMAT-SAMII, Y, LAMH, P, *Analysis of Near-Field Cassegrain Reflector: Plane Wave Versus Element-by-Element Approach* ,IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 38, pp. 1010-1017, 1990.
- [24] SORRENTINO, R, *MEMS-Based Reconfigurable Reflectarrays* ,2nd Europe Conference on Antennas and Propagation, Edimburgo, UK, 2007.
- [25] CARRASCO, E. BARBA, M. ENCINAR, J, *X-band Reflectarray Antenna with Switching-Beam using PIN diodes and Gathered Elements* ,IEEE

- Transaction on Antennas and Propagation, vol. 6, no. 12, pp. 5700-5708, 2012.
- [26] RIEL, M. LAURIN, J, *Design of an Electronically Beam Scanning Reflectarray Using Aperture Elements* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 5, pp. 1260-1266, 2007.
- [27] HUM, S. OKONIEWSKI, M. DAVIES, R, *Realizing an Electronically Tunable Reflectarray using Varactor-Diode-Tuned Elements* ,IEEE Microwave Wireless Componentes, vol. 15, no. 6, pp. 422-424, 2005.
- [28] HU, W. CAHILL, R. ENCINAR, J. DICKIE, R. GAMBLE, H. FUSCO, V. GRANT, N, *Design and Mesurement of Reconfigurable mm Wave Reflectarray Cells with Nematic Liquid Crystal* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, pp. 3112-3117, 2008.
- [29] BRAUN, H. KNOBLOCH, P, *SAR on Small Satellites Shown on the SAR-lupe Example* ,Proc. Int. Radar Symp., Cologne, Germany, 2007.
- [30] TIENDA, C. ARREBOLA, M. ENCINAR, J, *Recent Developments of Reflectarray Antennas in Dual-Reflector Configurations* ,International Journal of Antennas and Propagation, pp.10, 2012.
- [31] ENCINAR, J. TIENDA, C. CARRASCO, E. ARREBOLA, M. TOSO, G, *Design of Dual-Reflectarray Antenna for Beam Scanning* ,IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1-4, 2010.
- [32] TIENDA, C. ARREBOLA, M. ENCINAR, J. TOSO, G. MANGENOT, C, *Analysis of Dual-Reflectarray Antenna* ,31st ESA Antenna Workshop, Noordwijk, Netherlands, 2009.
- [33] TIENDA, C. ENCINAR, J. MONTORI, S. VICENTI, R. ARREBOLA, M. SORRENTINO, R, *Dual-Refelctarray Antenna for Bidirectional Satellite Links in Ku-band* ,IEEE Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation, 2011.
- [34] TIENDA, C. ENCINAR, J, ARREBOLA, M, *Contoured-beam Dual Refelctarray Antenna for DBS Application* ,IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2011.
- [35] TIENDA, C. ENCINAR, J, ARREBOLA, M. BARBA, M. CARRASCO, E, *Design, Manufacturing and Test of a Dual-Reflectarray Antenna With Improved Bandwidth and Reduced Cross-Polarization* ,IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 3, pp. 1180-1190, 2013.
- [36] ENCINAR, J, *Reduction of Cross-Polarization in Countoured Beam Refelctarrays Using a Three-Layere Configuration* ,IEEE Antennas Propagation International Symposium, 2007.



- [37] MOHAMMADIRAD, M. KOMJANI, N, *An Offset Gregorian Dual-Reflectarray Antenna with Eighth Scanned Beams* ,Elechtromagnetics, 2014.

# Capítulo 2

## Propuesta teórica de la antena

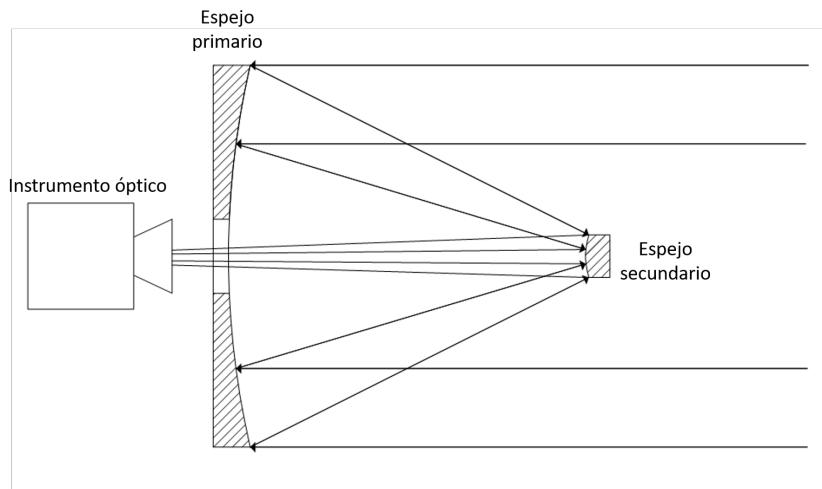
Debido a las ventajas de las antenas de doble reflector, enlistadas en el capítulo anterior, en este trabajo se propone diseñar una antena de este tipo con alimentador descentrado con frecuencia central de 50 GHz. Los reflectores serán sustituidos por arreglos reflectivos y estarán compuestos por elementos radiantes basados en anillos ranurados con cargas. En este capítulo se describirá el análisis teórico de la geometría de la antena y se hará una propuesta geométrica de la misma.

### 2.1. Sistema Cassegrain

El telescopio Cassegrain consiste en dos espejos y un instrumento de observación óptico, tal como se muestra en la figura 2.1. El espejo primario, que es un espejo cóncavo largo, recolecta la luz incidente y la refleja en el espejo secundario que es un espejo convexo. Este espejo secundario refleja la luz a través de un orificio que se encuentra en el centro del espejo primario. Cuando los rayos incidentes de la luz son enfocados en un punto, en esta posición se coloca el instrumento de observación óptico [1].

La antena básica derivada del telescopio Cassegrain se muestra en la figura 2.2. Los reflectores de microondas, que son llamados reflector principal y subreflector, tienen superficies de formas similares a los espejos en el telescopio. El alimentador se sitúa en el punto de enfoque, sustituyendo el instrumento de observación óptico [1].

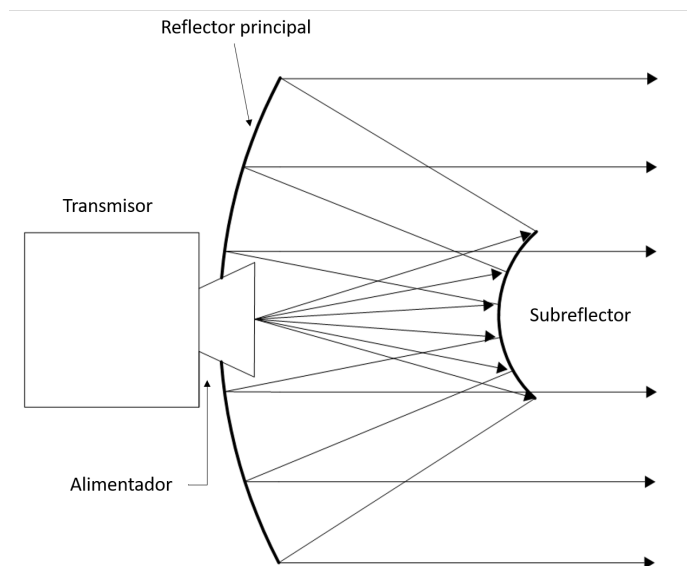
Cuando la antena está en modo de transmisión, el alimentador ilumina el subreflector, éste último debe ser lo suficientemente grande de manera que intercepte toda la energía proveniente del alimentador. Una vez que intercepta el subreflector, la energía de la onda será reflejada al reflector principal. Debido a la geometría de los elementos, donde el reflector principal es un paraboloide y el subreflector es una sección hiperboloide, los rayos reflejados por el plato principal serán paralelos, tal como se indica en la figura 2.2. La amplitud de los rayos reflejados estará determinada por el patrón de radiación del alimentador



**Figura 2.1.** Telescopio Cassegrain

y la geometría de la antena.

El principal problema de esta implementación es la presencia del subreflector y el alimentador que introducen sombra en el reflector principal, es decir, un bloqueo. En el caso de las antenas de microondas, éste bloqueo puede ocasionar la disminución de la ganancia y provocar el aumento del nivel de los lóbulos laterales.



**Figura 2.2.** Antena Cassegrain clásica

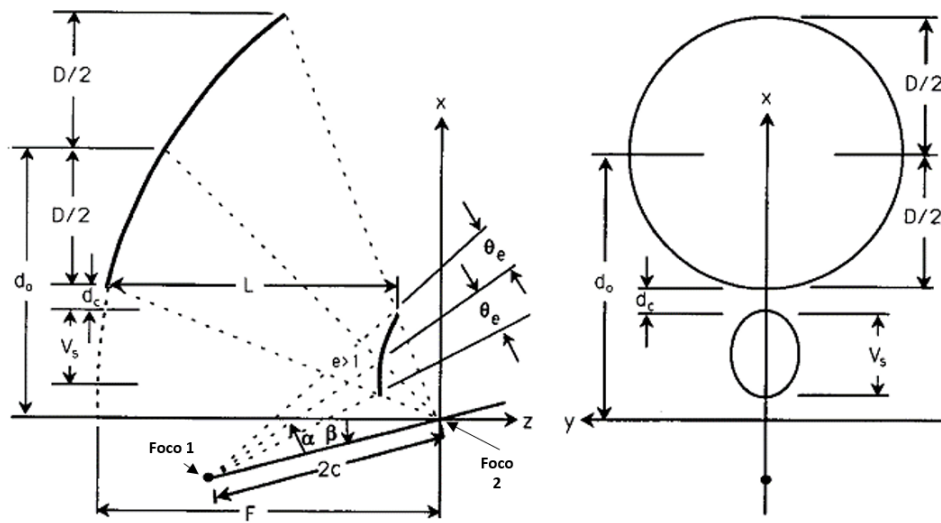
Una alternativa para contrarrestar los problemas que presenta esta antena, es usar el sistema Cassegrain en configuración offset. En estos sistemas el alimentador es convenientemente colocado debajo del reflector principal, lo que

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

lleva evitar las pérdidas por bloqueo, permitiendo que se diseñen antenas sin bloqueo y, por esta razón, de alta eficiencia. Una versión Gregory, en donde el subreflector es una porción de elipsoide, también puede ser implementada. Para cualquiera de las versiones, la geometría de toda la antena puede ser diseñada para evitar completamente el bloqueo.

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

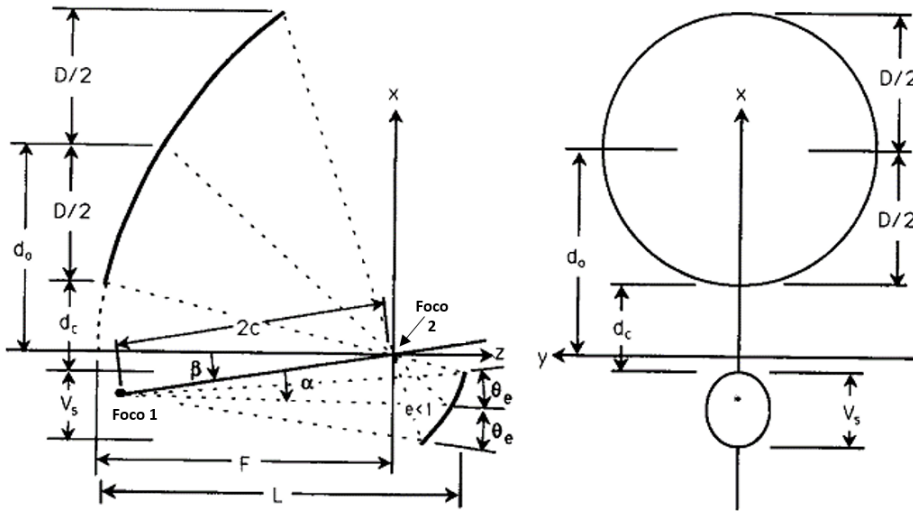
La optimización del desempeño eléctrico de los sistemas de antenas Cassegrain y Gregory ha sido elaborado por diferentes autores. Con el establecimiento del método del paraboloides equivalente para sistemas en configuración offset, el entendimiento de estas antenas ha mejorado. Con esto, la tarea de optimizar los sistemas Cassegrain y Gregory para un bajo nivel de contra polarización, bajas pérdidas por desbordamiento y la capacidad para escanear el haz ha sido simplificada. A continuación, se muestra un estudio de la geometría de estos sistemas.



**Figura 2.3.** Vista lateral y frontal de la antena Cassegrain en configuración offset [2].

### 2.2.1. Geometría del sistema

En las figuras 2.3 y 2.4 muestra la vista lateral y frontal de las antenas Cassegrain y Gregory, respectivamente. Las variables que se muestran en las figuras definen la geometría de la antena. En la tabla 2-1 se muestra la descripción de los parámetros que definen al reflector principal, al subreflector y al alimentador.



**Figura 2.4.** Vista lateral y frontal de la antena Gregory en configuración offset [2]

Existen 2 parámetros adicionales que son de especial interés: la distancia  $d_c$  entre el borde superior del subreflector y el borde inferior del reflector principal, y la longitud total de la antena  $L$ .

**Tabla 2-1.** Descripción de los parámetros que definen la geometría de la antena

	Parámetro	Descripción
Reflector principal	$D$	Diámetro de la apertura circular proyectada en el plano $xy$
	$F$	Distancia focal
	$d_0$	Distancia offset
Subreflector	$V_s$	Altura del subreflector proyectada en el plano $xy$
	$\beta$	Ángulo de inclinación del eje del subreflector
	$2c$	Distancia interfocal
	$e$	Excentricidad
Alimentador	$\theta_e$	Ángulo al borde del subreflector, observado desde el foco del sistema
	$\alpha$	Ángulo de apuntamiento

De los 11 parámetros que definen la geometría de la antena, solo 5 pueden ser especificados de manera independiente. Por lo tanto, es deseable seleccionar los 5 parámetros que estén disponibles a partir de los requisitos generales del sistema, ya que se utilizarán como parámetros de entrada del procedimiento de diseño. Dado que los parámetros  $D$ ,  $V_s$ ,  $d_c$ ,  $L$  y  $\theta_e$ , en general, especifican el tamaño del sistema y las características del alimentador, es deseable que se usen éstos como parámetros de entrada del procedimiento de diseño. Sin

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

embargo, derivar un procedimiento de diseño partiendo de estos parámetros resulta difícil. Es por eso que, en [2], se describe un procedimiento de diseño primero partiendo de los parámetros  $D$ ,  $V_s$ ,  $d_0$ ,  $F$  y  $\beta$ . Posteriormente se aproximan ecuaciones de  $d_o$ ,  $F$  y  $\beta$  en función de  $d_c$ ,  $L$  y  $\theta_e$ , respectivamente. Estas ecuaciones permitirán que el sistema sea diseñado de forma deseada con los parámetros de entrada  $D$ ,  $V_s$ ,  $d_c$ ,  $L$  y  $\theta_e$ . En las siguientes secciones se explicará a detalle este procedimiento.

### 2.2.1.1. Análisis de la geometría

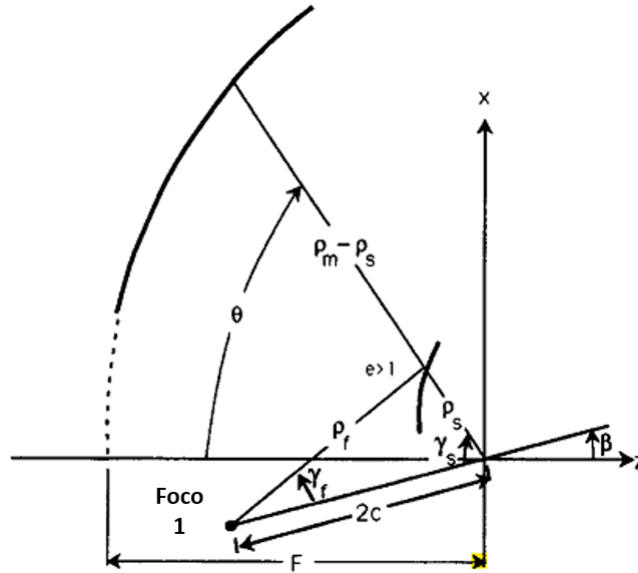
El reflector principal está descrito por la ecuación (2.1).

$$\rho_m = \frac{2F}{1 + \cos(\theta)} \quad (2.1)$$

Donde:

$\rho_m$  es la distancia del punto focal a un punto de la superficie, y

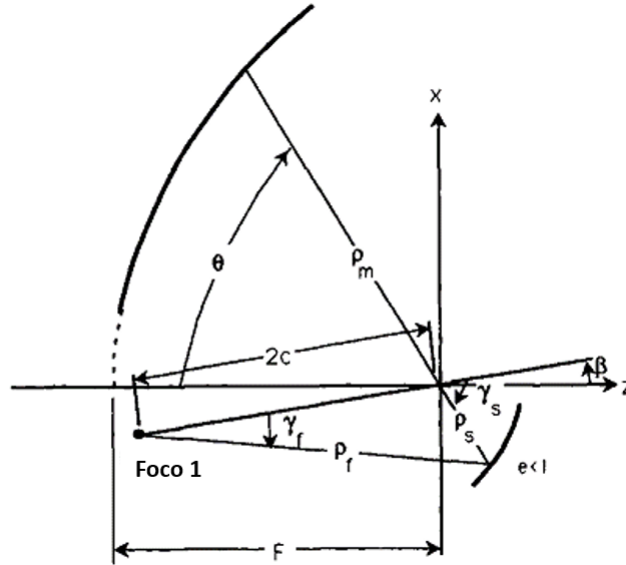
$\theta$  es el ángulo medido del eje del reflector principal ( $z$ ) a  $\rho_m$  (figuras 2.5 y 2.6).



**Figura 2.5.** Definición para sistemas Cassegrain en configuración offset [2]

El signo de  $\theta$  y para todos los ángulos usados en la descripción de la geometría siguen la siguiente convención:

- Positivos medidos en sentido contrario a las manecillas de reloj.
- Negativos medidos en sentido de las manecillas del reloj.



**Figura 2.6.** Definición para sistemas Gregory en configuración offset [2]

La ecuación (2.1) es válida para cualquier punto de la superficie del reflector. Tres valores de  $\theta$  serán de gran utilidad para derivar el procedimiento de diseño:  $\theta_0$ ,  $\theta_L$  y  $\theta_U$ , que son los ángulos medidos al centro, al borde inferior y al borde superior, respectivamente. Usando la ecuación (2.1), estos ángulos se pueden calcular con las ecuaciones (2.2)-(2.4).

$$\theta_0 = -2 \arctan \left( \frac{d_0}{2F} \right) \quad (2.2)$$

$$\theta_U = -2 \arctan \left( \frac{d_0 + D/2}{2F} \right) \quad (2.3)$$

$$\theta_L = -2 \arctan \left( \frac{d_0 - D/2}{2F} \right) \quad (2.4)$$

La superficie del subreflector está descrita por la ecuación (2.5)

$$\rho_f + \sigma \rho_s = \frac{2c}{e} \quad (2.5)$$

Donde:

$\rho_f$  es la distancia entre el punto focal donde se encuentra el alimentador y un punto en la superficie del subreflector, y

$\rho_s$  es la distancia entre el punto focal del paraboloide y el mismo punto en la superficie del subreflector (figuras 2.5 y 2.6).

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

---

El parámetro  $\sigma$  toma el valor de  $-1$  para hiperboloides (sistema Cassegrain) y  $+1$  para elipsoides (sistema Gregory).

Otras maneras de definir la ecuación de la superficie del subreflector (2.5), se definen en las ecuaciones (2.6) y (2.7). Estas definiciones se usarán más adelante en la definición del procedimiento de diseño.

$$\rho_s = -\sigma \left( \frac{c}{e} \right) \frac{e^2 - 1}{e \cos(\gamma_s) + 1} \quad (2.6)$$

$$\tan\left(\frac{\gamma_f}{2}\right) = \frac{1 - e}{1 + e} \tan\left(\frac{\gamma_s}{2}\right) \quad (2.7)$$

Donde:

$\gamma_s$  y  $\gamma_f$  están definidos en las figuras 2.5 y 2.6 para los sistemas Cassegrain y Gregory, respectivamente.

### 2.2.1.2. Optimización de la geometría

La optimización de estas ecuaciones ha sido presentada anteriormente por Mizugutch [3] y Rusch [4]. Sus trabajos han llevado a que el desempeño de las antenas de doble reflector en configuración offset pueda ser evaluado de manera similar como se hace con la antena de doble reflector clásica, usando el concepto de paraboloides equivalente. Además, se puede elegir una geometría tal que el eje del alimentador coincida con el eje de la parábola equivalente para que el nivel de contra polarización sea mínimo. Por esta razón, es importante tener presente los dos análisis que se describen a continuación.

**Paraboloides equivalente:** En [4] se presenta una condición que alinea el eje de la parábola equivalente definida por la ecuación (2.8), con el centro angular del subreflector, definiendo una parábola equivalente simétrica, y, en consecuencia, minimizando las pérdidas de desbordamiento.

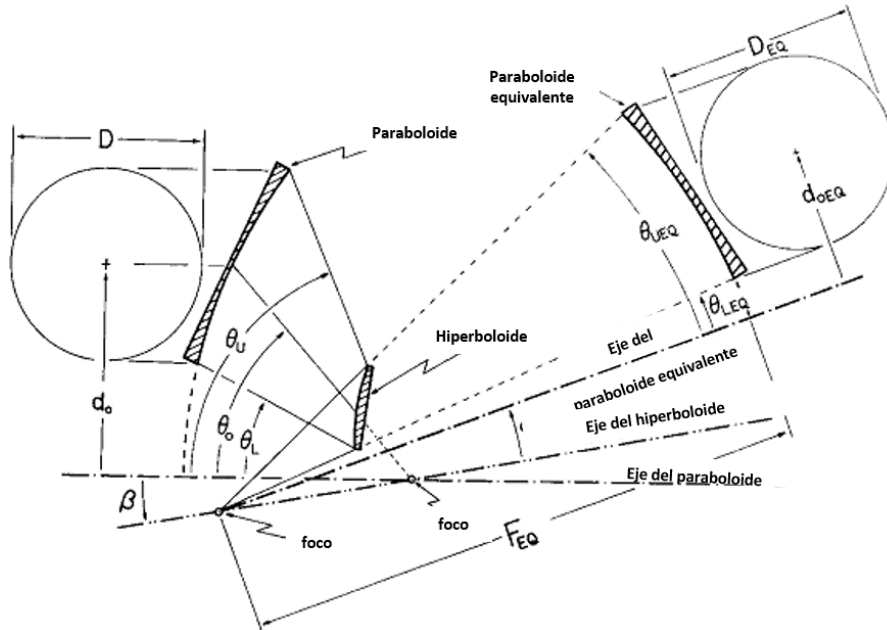
$$\tan\left(\frac{\beta}{2}\right) = \left(\frac{e - 1}{e + 1}\right)^2 \tan\left(\frac{\beta - \theta_0}{2}\right) \quad (2.8)$$

El principio de la parábola equivalente demuestra que un sistema de doble reflector en configuración offset con un alimentador bien enfocado es equivalente, desde el punto de vista geométrico, a un sistema de un reflector parabólico.

La figura 2.7 y 2.8 muestra un ejemplo de esta propiedad para el caso de un sistema Cassegrain y un sistema Gregory, respectivamente.

**Minimización de la contrapolarización:** Las características de polarización en un sistema de reflectores dependen, en gran medida, de la simetría y de la profundidad de los reflectores, además de la calidad del





**Figura 2.7.** Concepto de paraboloide equivalente para antenas Cassegrain en configuración offset [4]

alimentador. La razón de magnificación  $M$  puede usarse como una medida de la profundidad para un sistema de doble reflector, si se introduce el concepto de parábola equivalente.

La figura 2.5 se muestra un sistema de antena de doble reflector con configuración de reflector asimétrico produciendo un haz simétrico. La componente de contra polarización sobre el plano de la apertura, debido a la configuración asimétrica del reflector, puede ser minimizada haciendo uso de otro reflector asimétrico y disponiendo estos dos adecuadamente con un alimentador primario.

La condición para que la componente de contra polarización se minimice sigue la siguiente ecuación (2.9) [4]:

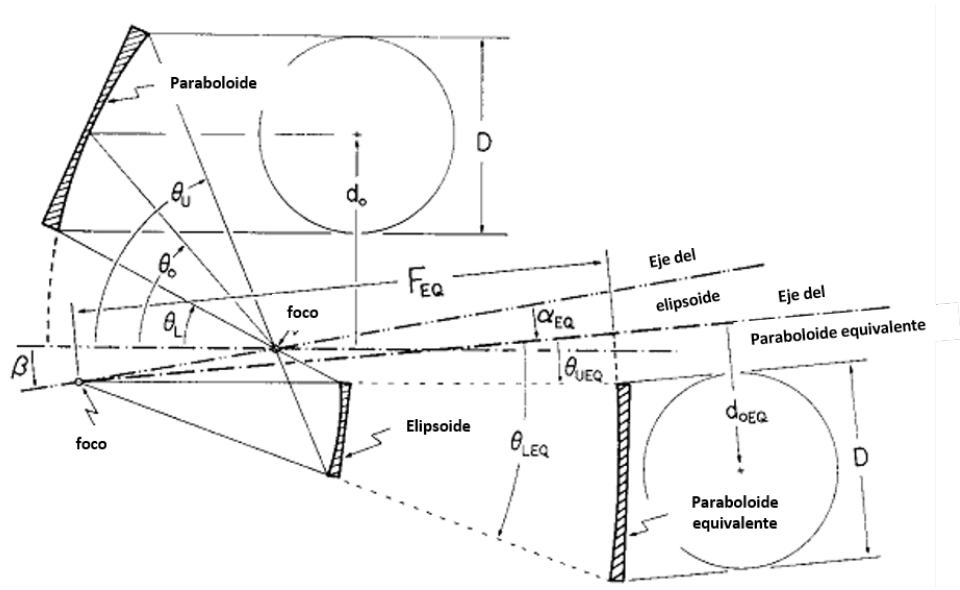
$$\tan(\alpha) = \frac{|1 - e^2| \sin(\beta)}{(1 + e^2) \cos(\beta) - 2e} \quad (2.9)$$

Donde:

$\alpha$  es el ángulo entre el eje del alimentador y el ángulo de rotación del subreflector,

$\beta$  es el ángulo entre el ángulo de rotación del subreflector y el ángulo de rotación del paraboloide del reflector principal, y

$e$  es la excentricidad del subreflector.



**Figura 2.8.** Concepto de paraboloide equivalente para antenas Gregory en configuración offset [4]

Una alternativa para eliminar la proyección asimétrica sobre el plano de la apertura es moldear los reflectores. Esto permite establecer el eje del alimentador primario paralelo al eje de apuntamiento de la antena.

Las ecuaciones (2.8) y (2.9) se usarán en conjunto con las ecuaciones (2.1) a (2.5) para determinar el procedimiento de diseño.

### 2.2.2. Procedimiento de diseño

Como ya se mencionó, el procedimiento de diseño se describe comenzando con  $D$ ,  $V_s$ ,  $d_0$ ,  $F$  y  $\beta$  como parámetros de entrada [2]. A continuación, se describen las ecuaciones para el cálculo de los parámetros restantes.

- I. Cálculo de  $e$ , excentricidad del subreflector. La excentricidad se puede calcular mediante la condición de la ecuación (2.8).

$$e = \frac{1 - \sigma \sqrt{\frac{\tan(\beta/2)}{\tan[(\beta/\theta_0)/2]}}}{1 + \sigma \sqrt{\frac{\tan(\beta/2)}{\tan[(\beta/\theta_0)/2]}}} \quad (2.10)$$

Esta ecuación depende de  $\beta$ , por lo que recomienda que no se usen valores negativos dado que lleva a valores complejos de excentricidad o al bloqueo del reflector principal por parte del alimentador.

- II. Cálculo de  $\alpha$ , ángulo de apuntamiento del alimentador. Este parámetro puede calcularse haciendo uso de la forma alternativa de la condición de

Mizugutch (2.9).

$$\alpha = 2 \arctan \left( \frac{e+1}{e-1} \tan \left( \frac{\beta}{2} \right) \right) \quad (2.11)$$

III. Cálculo de  $c$ , mitad de la distancia interfocal. La altura del subreflector  $V_s$  es igual a la diferencia entre las coordenadas en  $x$  del borde superior e inferior del subreflector. Es decir, entre las coordenadas  $x_s U$  y  $x_s L$ , respectivamente. En el plano  $xz$ , la coordenada de la superficie del subreflector ( $x_s$ ) se calcula como:

$$x_s = \sigma \rho_s \sin(\theta) = - \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta}{e \cos(\theta - \beta) + 1} \quad (2.12)$$

Entonces podemos escribir:

$$V_s = x_s U - x_s L = \sigma \left[ \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_U}{e \cos(\theta_U - \beta) + 1} - \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_L}{e \cos(\theta_L - \beta) + 1} \right] \quad (2.13)$$

Arreglando (2.13), obtenemos la expresión para calcular  $c$ .

$$c = \frac{-\sigma e V_s}{(e^2 - 1) \left[ \frac{\sin(\theta_L)}{e \cos(\theta_L - \beta) + 1} - \frac{\sin(\theta_U)}{e \cos(\theta_U - \beta) + 1} \right]} \quad (2.14)$$

IV. Cálculo de  $d_c$ , distancia entre el borde inferior del reflector principal y el borde superior del subreflector. Este parámetro se calcula restando las coordenadas en  $x$  del borde superior del subreflector y el borde inferior del reflector principal. Esto es,  $x_s U$  y  $x_m L$ , respectivamente.

Para el sistema Cassegrain:

$$d_c = x_{mL} - x_{sU} = d_0 - \frac{D}{2} + \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin(\theta_U)}{e \cos(\theta_U - \beta) + 1} \quad (2.15)$$

Y para el sistema Gregory:

$$d_c = x_{mL} - x_{sU} = d_0 - \frac{D}{2} + \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin(\theta_L)}{e \cos(\theta_L - \beta) + 1} \quad (2.16)$$

Usando (2.13), las ecuaciones anteriores se pueden combinar para formar una expresión general para calcular  $d_c$ :

$$d_c = d_0 - \frac{D}{2} + \left( \frac{c}{e} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin(\theta_U)}{e \cos(\theta_U - \beta) + 1} - \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) V_s \quad (2.17)$$

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

---

- V. Cálculo de  $L$ , la longitud total de la antena. En el plano  $xz$ , las coordenadas en  $z$  del reflector principal y el subreflector están dadas por 2.1 y 2.6 de la siguiente forma:

$$z_m = \rho_m \cos(\theta) = \frac{2F \cos(\theta)}{1 + \cos(\theta)} \quad (2.18)$$

$$z_s = -\sigma \rho_s \cos(\theta) = \left(\frac{c}{e}\right) \frac{(e^2 - 1) \cos(\theta)}{e \cos(\theta - \beta) + 1} \quad (2.19)$$

La longitud total de la antena es la diferencia entre las coordenadas en  $z$  del borde inferior del reflector principal y el borde superior del subreflector. Combinando las ecuaciones (2.18) y (2.19), se llega a:

$$L = \frac{2F \cos(\theta_L)}{1 + \cos(\theta_L)} + \frac{c}{e} \frac{(e^2 - 1)}{2} \left[ \frac{(\sigma - 1) \cos(\theta_U)}{e \cos(\theta_U - \beta) + 1} - \frac{(\sigma + 1) \cos(\theta_L)}{e \cos(\theta_L - \beta) + 1} \right] \quad (2.20)$$

- VI. Cálculo de  $\theta_e$ , ángulo al borde del subreflector observado desde el foco del sistema. Examinando las figuras 2.3 y 2.4, y la ecuación (2.7), podemos notar que  $\gamma_f = \alpha + \theta_e$  y  $\gamma_s = \theta_U + \beta$ , entonces (2.7) puede ser reescrita como:

$$\tan\left(\frac{\alpha + \theta_e}{2}\right) = \frac{1 - e}{1 + e} \tan\left(\frac{\theta_U - \beta}{2}\right) \quad (2.21)$$

Y, por lo tanto:

$$\theta_e = -\sigma \left( 2 \arctan \left[ \frac{1 - e}{1 + e} \tan\left(\frac{\theta_U - \beta}{2}\right) \right] - \alpha \right) \quad (2.22)$$

Para hacer el valor de  $\theta_e$  siempre positivo (por conveniencia), el término  $-\sigma$  se insertó al principio de la ecuación (2.22).

### 2.2.3. Selección de los parámetros iniciales del procedimiento diseño

El procedimiento de diseño descrito en la sección anterior usaba el diámetro de la apertura circular proyectada en el plano  $xy$  ( $D$ ), la altura del subreflector proyectada en el plano  $xy$  ( $V_s$ ), la distancia offset ( $d_0$ ), la distancia focal  $F$  y el ángulo de inclinación del eje del subreflector ( $\beta$ ) como parámetros iniciales. Dado que estos no son los parámetros de entrada más convenientes, en esta sección se describirán las aproximaciones de la distancia offset ( $d_0$ ) en función de la distancia entre el borde inferior del reflector y el borde inferior del subreflector ( $d_c$ ), la distancia focal ( $F$ ) en función de la longitud total de la

antena ( $L$ ) y el ángulo de inclinación del eje del subreflector ( $\beta$ ) en función del ángulo al borde del subreflector visto desde el foco del sistema ( $\theta_e$ ). Estas aproximaciones permitirán que  $D$ ,  $V_s$ ,  $d_c$ ,  $L$  y  $\theta_e$  sean usados como parámetros iniciales [2]. A continuación se enumeran los pasos a seguir:

- I. Calcular la distancia offset ( $d_0$ ) en función de la distancia entre el borde inferior del reflector y el borde superior del subreflector ( $d_c$ ). Una de las ventajas de las antenas de doble reflector en configuración offset es que no presenta bloqueo. Para que el sistema no tenga bloqueo, el parámetro  $d_c$  tiene que ser positivo. El parámetro importante de diseño es  $d_c$  y no  $d_0$ . Entonces es deseable que se tenga una expresión para calcular la distancia offset  $d_0$  en función de  $d_c$ .

Sustituyendo (2.14) en (2.17), se obtiene:

$$d_c = d_0 - \frac{D}{2} + \frac{-\sigma V_s \frac{\sin(\theta_U)}{e^{\cos(\theta_U - \beta) + 1}}}{\frac{\sin(\theta_L)}{e^{\cos(\theta_L - \beta) + 1}} - \frac{\sin(\theta_U)}{e^{\cos(\theta_U - \beta) + 1}}} - \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) V_s \quad (2.23)$$

Observando la ecuación (2.23), podemos notar que el valor de  $d_c$  depende en gran medida de  $\beta$ , el cual suele tener un valor pequeño, por lo que podemos hacer  $\beta = 0$  y sustituirlo en la ecuación. Como  $\beta$  se aproxima a cero, entonces  $e$  se aproxima a 1, además, usando (2.3) y (2.4), podemos reescribir (2.23) como:

$$d_0 \approx \left( \frac{D}{2} \right) \frac{2d_c + D + V_s}{D + \sigma V_s} \quad (2.24)$$

Ingresando el valor de  $d_c$  deseado, podemos usar (2.24) para aproximar el valor de  $d_0$ . A pesar de que (2.24) es una expresión aproximada, se puede decir que es muy precisa. Por ejemplo, si un sistema Gregory de  $D = 100$  (con cualquier unidad de longitud),  $V_s = 20$  y  $d_c = 10$ , de la ecuación (2.24) se obtiene  $d_0 = 58.3$ . Ahora si  $F$  se selecciona como 60,  $\beta = 20^\circ$ , el valor de  $d_c$  es 10.5 y no 10 como se había planteado al inicio. Si aumentamos  $\beta$  a  $40^\circ$ , el valor de  $d_c$  es 10.6. Este ejemplo demuestra la precisión de (2.24) y la intensidad con la que es influenciada por el valor de  $\beta$ .

- II. Cálculo de la distancia focal ( $F$ ) a partir de la longitud total de la antena ( $L$ ). A pesar de que en ocasiones es deseable especificar la distancia focal del reflector, a veces es más útil contar con la distancia total del sistema ( $L$ ). Sustituyendo la ecuación (2.14) en (2.20) obtenemos:

$$L = \frac{2F \cos(\theta_L)}{1 + \cos(\theta_L)} + \frac{\frac{V_s}{2} \left[ (\sigma - 1) \frac{\cos(\theta_U)}{e^{\cos(\theta_U - \beta) + 1}} - (\sigma - 1) \frac{\cos(\theta_L)}{e^{\cos(\theta_L - \beta) + 1}} \right]}{\frac{\sin(\theta_L)}{e^{\cos(\theta_L - \beta) + 1}} - \frac{\sin(\theta_U)}{e^{\cos(\theta_U - \beta) + 1}}} \quad (2.25)$$

## 2.2. Antena Cassegrain en configuración offset

---

Como en el caso anterior, el valor de  $L$  depende en gran medida de  $\beta$ , por lo que fijaremos el valor de  $\beta = 0$ , además, usando (2.3) y (2.4), la ecuación (2.25) se puede reescribir como:

$$F \approx \frac{L + \sqrt{L^2 + (1 + \sigma \frac{V_s}{D}) \left[ (d_0 - \frac{D}{2})^2 + \sigma \frac{V_s}{D} (d_0 - \sigma \frac{D}{2})^2 \right]}}{2(1 + \sigma \frac{V_s}{D})} \quad (2.26)$$

A pesar de ser una expresión aproximada, (2.26) da resultados relativamente precisos. Si tenemos un sistema Gregory donde  $L = 80$ , usando la ecuación (2.26),  $F = 66.9$ . Si se selecciona un ángulo  $\beta$  de  $20^\circ$ , usando (2.20),  $L = 83.3$ . Si  $\beta$  incrementa a  $40^\circ$ , el valor de  $L = 83.9$ . Este ejemplo demuestra la precisión de (2.26).

- III. Cálculo del ángulo de inclinación del eje del subreflector ( $\beta$ ) a partir del ángulo al borde del subreflector visto desde el foco del sistema ( $\theta_e$ ). Si examinamos el proceso de diseño descrito en la sección anterior, podemos notar que todos los parámetros están en función de  $\beta$ . Es por eso que es necesario especificar  $\beta$  al inicio del proceso de diseño. Sin embargo,  $\beta$  usualmente no es un requerimiento propio del sistema y en muchas ocasiones no importa su valor. Un parámetro que sí está contemplado en los requerimientos del sistema es  $\theta_e$ , que determina el tamaño del alimentador. Entonces, es conveniente tener una expresión para calcular  $\beta$  a partir del valor de  $\theta_e$ . Las ecuaciones (2.10), (2.11) y (2.22) se pueden resolver de manera simultánea para obtener la expresión:

$$\tan^2 \left( \frac{\theta_e}{2} \right) = \frac{\tan \left( \frac{\beta}{2} \right)}{\tan \left( \frac{\beta - \theta_0}{2} \right)} \left[ \frac{\tan \left( \frac{\beta - \theta_0}{2} \right) - \tan \left( \frac{\beta - \theta_U}{2} \right)}{\tan \left( \frac{\beta}{2} \right) \tan \left( \frac{\beta - \theta_U}{2} \right) - 1} \right]^2 \quad (2.27)$$

Una serie de pasos adicionales y sustituciones lleva a obtener la expresión (2.28):

$$\tan \left( \frac{\beta}{2} \right) \approx \frac{8d_0F}{D^2} \tan^2 \left( \frac{\theta_e}{2} \right) \left( 1 + \left( \frac{4F}{D} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{d_0}{2F} \right)^2 \right] \tan \left( \frac{\theta_e}{2} \right) \right) \quad (2.28)$$

La ecuación (2.28) se puede usar para aproximar el valor de  $\beta$  a partir de  $\theta_e$ . Por ejemplo, si se tiene un sistema Gregory con  $D = 100$ ,  $V_s = 20$ ,  $d_c = 10$ ,  $L = 80$  y  $\theta_e = 20^\circ$ , entonces aplicando la ecuación (2.24) muestra que el valor de  $d_0 = 58.3$ , la ecuación (2.26) demuestra que  $F = 66.9$  y (2.28) nos lleva a  $\beta = 13.1^\circ$ . Ahora, usando la ecuación (2.22) indica que el valor de  $\theta_e$  debe ser  $19.8^\circ$ , valor no muy alejado del indicado inicialmente. Este ejemplo demuestra la precisión de las ecuaciones.

Las ecuaciones (2.24), (2.26) y (2.28) de los pasos I, II y III, respectivamente, comprenden el procedimiento para calcular los parámetros  $d_0$ ,  $F$  y  $\beta$ , partiendo de los valores iniciales de  $d_c$ ,  $L$  y  $\theta_e$ . Si se quieren conseguir valores precisos de  $d_0$ ,  $F$  y  $\beta$  es deseable que (2.23), (2.25) y (2.27) se resuelvan simultáneamente, por ejemplo, en un proceso iterativo, usando los valores de (2.24), (2.26) y (2.27) como parámetros de entrada.

## 2.3. Propuesta geométrica del diseño de la antena

La propuesta inicial para el diseñar la antena con doble arreglo reflectivo, es una propuesta geométrica que indica la disposición de los arreglos y el alimentador. El proceso de diseño indica que se requieren 5 parámetros iniciales para describir la geometría total: diámetro de la apertura circular del reflector proyectada sobre el plano  $xy$  ( $D$ ), la altura del subreflector proyectada en el plano  $xy$  ( $V_s$ ), la distancia del borde inferior del reflector principal al borde superior del subreflector ( $d_c$ ), longitud total de la antena ( $L$ ) y el ángulo al borde del subreflector cuyo origen es el foco del sistema ( $\theta_e$ ).

Para determinar los valores iniciales de estos parámetros es necesario considerar los requerimientos del sistema y las herramientas con las que se cuenta para su fabricación, descritos a continuación:

- Se cuenta con un alimentador con diámetro de 2.18 cm y un ancho de haz a  $-10$  dB de  $45^\circ$ , con frecuencia de operación de 50 GHz.
- Existen limitaciones técnicas del equipo tecnológico utilizado en el proceso de fabricación, ya que puede trabajar en un espacio de 4x4 pulgadas. Con esta limitación se fija un tamaño máximo de diámetro de los reflectores en 10 cm.

Partiendo de estas consideraciones, podemos proponer los siguientes valores para los parámetros iniciales:

- El diámetro  $D$ , que es el diámetro de la apertura circular proyectada por el reflector principal, debe tener un valor tal que el diámetro del reflector principal ( $D_m$ ) sea menor a 10 cm (figura 2.9). Analizando la geometría es evidente que  $D_m > D$ , por lo que si se quiere tener un valor de  $D_m$  de 9.5 cm, el valor de  $D$  debe ser un poco menor, por ejemplo 7.5 cm.
- $\theta_e$ , ángulo al borde del subreflector observado desde el foco del sistema, puede ser  $22.5^\circ$ . Valores mayores a  $22.5^\circ$  se pueden tomar en cuenta.
- $V_s$ , altura del subreflector proyectada en el plano  $xy$ , debe tener un valor tal que el diámetro del subreflector ( $D_s$ ) sea menor que el diámetro del

### 2.3. Propuesta geométrica del diseño de la antena

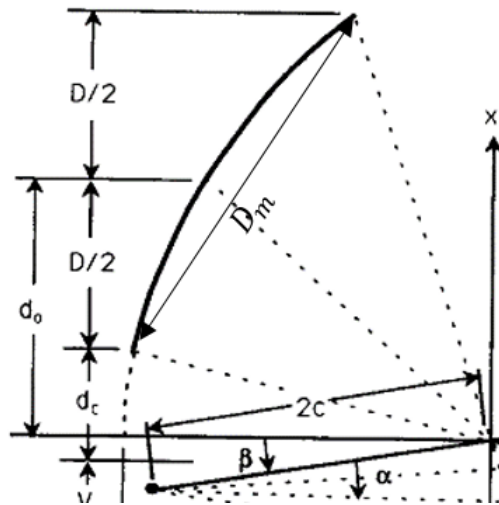


Figura 2.9. Acercamiento del reflector principal [2]

reflector principal (figura 2.10). Analizando la geometría es evidente que  $D_s > V_s$ , por lo que si se quiere tener un valor de  $D_s$  de 4 cm, el valor de  $D$  debe ser menor, por ejemplo 2.5 cm.

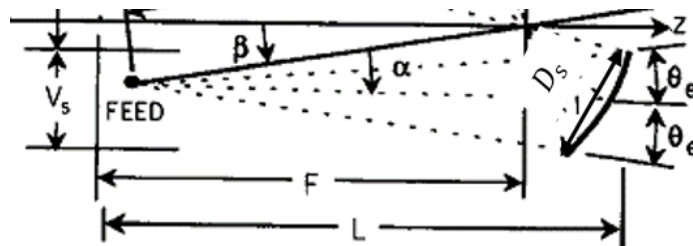


Figura 2.10. Acercamiento del subreflector [2]

- $d_c$ , distancia entre el borde inferior del reflector principal y el borde superior del subreflector, este valor debe ser lo suficientemente grande para no ocasionar bloqueo.
- $L$ , longitud de la antena, debe considerarse que antenas con longitudes pequeñas que no ocupen mucho espacio son más deseables.

Con base en estas consideraciones, en la tabla 2-2 y 2-3 se proponen valores para crear una antena Cassegrain y Gregory, respectivamente. Se hacen los cálculos con los mismos valores iniciales para ambos sistemas. Además, se coloca la ecuación que se utilizó para calcular cada parámetro. Todas las cifras están dadas en milímetros y los ángulos respetan la siguiente convención:

- Positivos medidos en sentido contrario a las manecillas de reloj.
- Negativos medidos en sentido de las manecillas del reloj.



### 2.3. Propuesta geométrica del diseño de la antena

**Tabla 2-2.** Valores de los parámetros geométricos para la configuración Cassegrain.

Parám.	Ec.	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4	Antena 5	Antena 6	Antena 7	Antena 8
$D$ [mm]	-	75	78	76.8	78	78	76.8	76.8	72
$V_s$ [mm]	-	36	36	18	42	24	24	21	21.6
$d_c$ [mm]	-	60	60	60	60	60	60	60	60
$L$ [mm]	-	60	60	60	60	60	60	60	60
$\theta_e$	-	27	27	27	27	27	27	27	27
$d_0$ [mm]	(2.24)	222.11	217.28	140.27	260	160.33	160.58	149.88	152.57
$F$ [mm]	(2.25)	122.19	117.25	88.99	132.86	96	96.86	92.72	96.52
$\beta$	(2.28)	145°	136.39°	110.21°	142.15°	117.94°	121.18°	115.77°	129.59°
$\theta_0$	(2.2)	-84.53°	-85.63°	-76.48°	-88.75°	-79.69°	-79.3°	-77.88°	-76.64°
$\theta_U$	(2.3)	-93.46°	-95.08°	-90.22°	-96.74°	-92.11°	-91.53°	-90.86°	-88.65°
$\theta_L$	(2.4)	-74.13°	-74.48°	-59.57°	-79.49°	-64.55°	-64.74°	-62.02°	-62.25°
$e$	(2.10)	-0.188	0.020	0.84	-0.16	0.58	0.51	0.67	0.33
$\alpha$	(2.11)	-180°	180°	-180°	-180°	-180°	180°	180°	180°
$c$ [mm]	(2.14)	24.87	19.52	-36.25	49	-19.71	-16.38	-24.54	-11.66
$d_{e2}$ [mm]	(2.17)	46	44.14	6.44	53.1	24.12	28.98	21.3	38.53
$L_2$ [mm]	(2.20)	60.84	61.40	60.2	60.81	61.32	60.82	60.58	59.49
$\theta_{e2}$	(2.22)	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°

**Tabla 2-3.** Valores de los parámetros geométricos para la configuración Gregory.

Parám.	Ec.	Antena 9	Antena 10	Antena 11	Antena 12	Antena 13	Antena 14	Antena 15	Antena 16
$D$ [mm]	-	75	78	76.8	78	78	76.8	76.8	72
$D_m$ [mm]	-	95.76	100.14	90.84	101.34	98.22	86.54	96.18	89.16
$V_s$ [mm]	-	36	36	18	42	24	24	21	21.6
$D_s$ [mm]	-	60.6	60.84	29.52	71.4	86.22	39.78	34.74	35.4
$d_c$ [mm]	-	60	60	60	60	60	60	60	60
$L$	-	60	60	60	60	60	60	60	60
$\theta_e$	-	27	27	27	27	27	27	27	27
$d_0$ [mm]	(2.24)	78.04	80.05	87	78	84.88	84.11	85.51	82.15
$F$ [mm]	(2.25)	48.93	49.55	58.67	47	55.38	55.18	56.87	55.71
$\beta$	(2.28)	39.37°	37.51°	52.74°	34.19°	46°	47°	49.76°	54.01°
$\theta_0$	(2.2)	-77.13°	-77.85°	-73.1°	-79.27°	-74.92°	-74.62°	-73.87°	-72.8°
$\theta_U$	(2.3)	-99.46°	-100.4°	-93.8°	-102.3°	-96.39°	-85.97°	-94.89°	-93.35°
$\theta_L$	(2.4)	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°
$e$	(2.10)	0.36	0.36	0.33	-0.38	0.341	0.33	0.33	0.32
$\alpha$	(2.11)	-74.5°	72.45°	-89.13°	-68.81°	-81°	82.89°	85.87°	90.51°
$c$ [mm]	(2.14)	22.22	22.53	10.47	27	14.25	14.19	12.3	12.53
$d_{e2}$ [mm]	(2.17)	77.22	76.96	69.5	79.23	72.08	70.17	70.86	71.51
$L_2$ [mm]	(2.20)	77.22	76.96	69.5	79.23	72.08	70.17	70.86	71.51
$\theta_{e2}$	(2.22)	28.31°	28.21°	29.2°	28.03°	28.71°	28.78°	28.97°	29.3°

Podemos observar que los diseños de la tabla 2-2 para antenas Cassegrain contienen inconsistencias que hacen imposible su implementación.

Por ejemplo, en el caso de las antenas 1 y 4, la excentricidad nos da un valor negativo que no coincide con la excentricidad para la sección de hiperboloide que debe ser  $e > 1$ . Por otro lado, en el caso de las antenas 2, 3, 5, 6, 7 y 8, se tienen valores de  $c$  negativos lo que llevaría al bloqueo por parte del

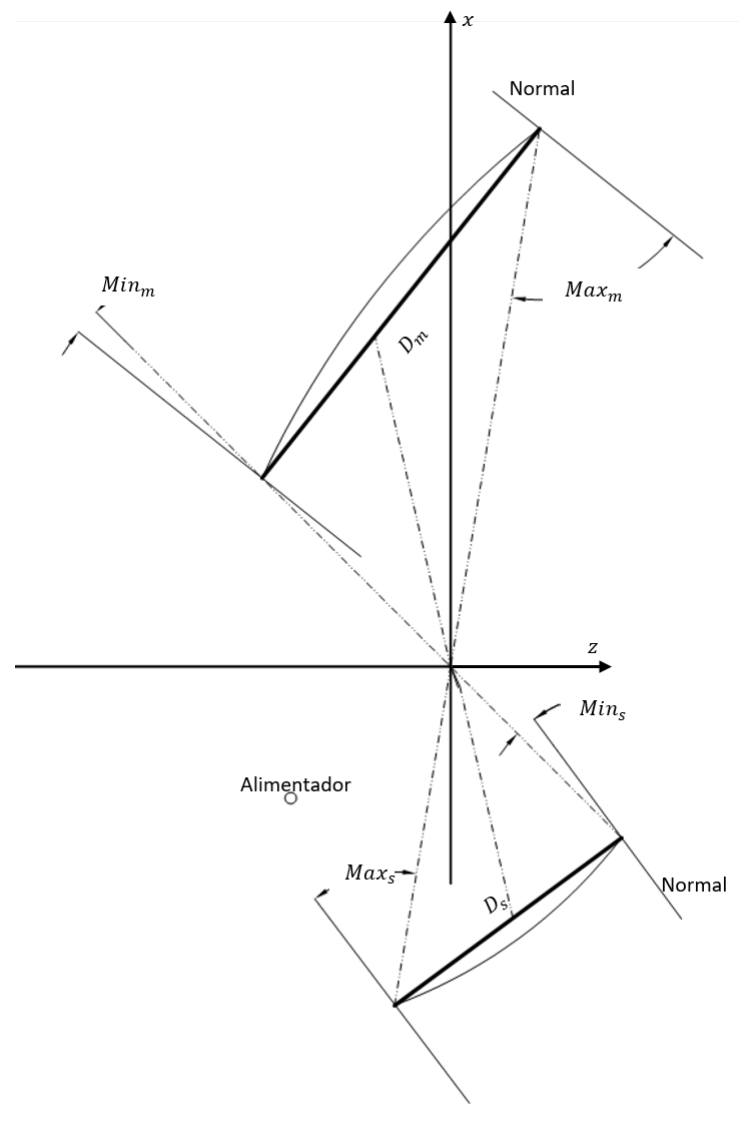
### 2.3. Propuesta geométrica del diseño de la antena

---

alimentador.

Para el caso de las antenas Gregory de la tabla 2-3, los parámetros no presentan ningún inconveniente para su implementación física, por lo que se procede a usar un criterio diferente para elegir el diseño más conveniente.

El criterio utilizado es la medición del ángulo de caída de la onda en cada uno de los reflectores. Para llevar a cabo este procedimiento, cada una de las antenas se debe dibujar para medir el ángulo de caída de la onda respecto a la normal para cada uno de los reflectores, tal como se muestra en la figura 2.11, donde se muestra el ejemplo de la medición para la antena 9.



**Figura 2.11.** Ejemplo de medición de los ángulos de caída de la onda máximos y mínimos en cada reflector

En la tabla 2-4 se resumen las mediciones para cada una de las configura-

## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

ciones Gregory.

**Tabla 2-4.** Ángulos de caída máximos y mínimos para cada una de las configuraciones Gregory.

Antena Gregory	Reflector principal		Subreflector	
	$Max_m$	$Min_m$	$Max_s$	$Min_s$
9	61°	7°	47°	9°
10	62°	6°	47°	9°
11	61°	13°	35°	7°
12	60°	7°	45°	8°
13	59°	8°	29°	23°
14	59°	8°	43°	8°
15	58°	8°	42°	8°
16	57°	9°	41°	7°

Una vez hecha esta medición se pueden comenzar a descartar algunos de los diseños. Se puede considerar que los diseños 15 y 16 son los más adecuados a implementar, ya que poseen los menores ángulos de caída tanto para el reflector principal como para el subreflector.

Analizando las geometrías y los ángulos de caída medidos de las antenas Gregory 15 y 16, parece más conveniente utilizar el diseño de mayor diámetro de subreflector y reflector principal. Esto debido a que entre mayor sea el área de los reflectores, mayor energía puede captar la antena. Por esta razón, el diseño 15 se elegirá para ser implementado.

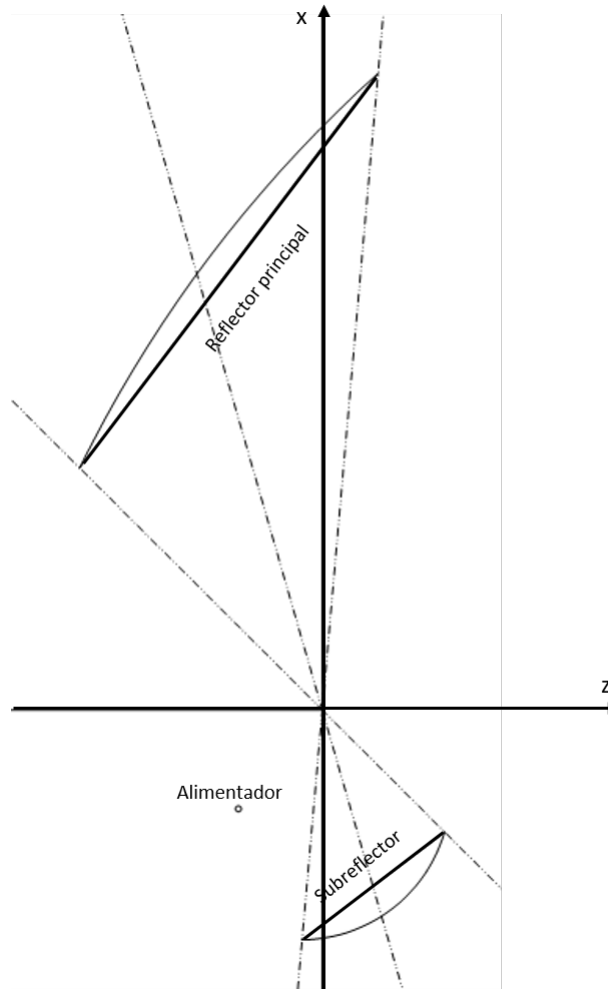
En la figura 2.12 se muestra la disposición de los elementos de la antena.

## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

Para describir el desempeño de una antena, se definirán algunos parámetros importantes. Como se mencionó en el objetivo de este proyecto, la eficiencia es uno de los parámetros más importantes a tratar, ya que se busca que esta antena sea de alta eficiencia. Otros parámetros importantes son el patrón de radiación y la ganancia.

### 2.4.1. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se define como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena como función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano y es presentado como función de coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación

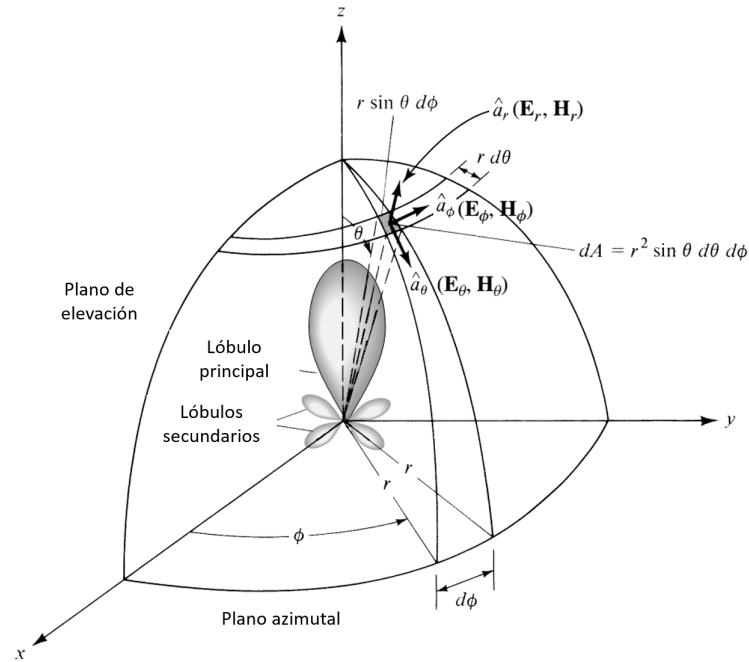


**Figura 2.12.** Propuesta geométrica de la antena.

de una antena incluyen la densidad de potencia, intensidad de radiación, la intensidad del campo, directividad, fase o polarización. La propiedad de mayor interés es la distribución de la energía radiada en dos y tres dimensiones como función de la posición del observador a lo largo de un camino o superficie de radio constante. Un conjunto de coordenadas conveniente se muestra en la figura 2.13 [3].

El trazo del campo eléctrico o magnético en un radio constante se llama patrón de radiación del campo. Por otro lado, una representación gráfica de la variación espacial de la densidad de potencia a lo largo de un radio constante se llama patrón de radiación de la potencia.

A menudo, los patrones de campo y potencia se normalizan respecto al máximo valor. También, el patrón de potencia se grafica en una escala logarítmica descrita en decibeles (dB). Esta escala es más utilizada ya que puede acentuar en mayor detalle aquellas partes del patrón que tienen niveles muy bajos, conocidos como lóbulos secundarios.



**Figura 2.13.** Sistema de coordenadas para el análisis de la antena [3].

Varias partes del patrón de radiación son llamadas lóbulos, que pueden ser divididos en principal, secundario, lateral y trasero.

Un lóbulo es la porción del patrón de radiación delimitado por regiones de radiación débil. El lóbulo principal se define como el lóbulo que apunta a la dirección de máxima radiación. Un lóbulo secundario es cualquier lóbulo excepto el lóbulo principal. Un lóbulo lateral es aquel adyacente al lóbulo principal y ocupa una porción del hemisferio en la dirección del lóbulo principal. Un lóbulo trasero es aquel cuyo eje crea un ángulo de  $180^\circ$  respecto al lóbulo principal [3].

Los lóbulos secundarios representan la radiación en direcciones no deseadas. El lóbulo lateral es el mayor de los lóbulos secundarios. Su nivel es expresado como la razón de la densidad de potencia de este lóbulo respecto a la del lóbulo principal. Este valor es llamado nivel de lóbulo lateral. Niveles menores a  $-20$  dB son deseados para la mayoría de las aplicaciones.

### 2.4.2. Eficiencia de apertura

Los factores que influyen sobre la eficiencia total de la antena son [2]

- I. Distribución de la amplitud del patrón de radiación del alimentador en el reflector, conocida como eficiencia de iluminación  $\eta_t$ .
- II. La fracción de potencia radiada por el alimentador e interceptada por el reflector, conocida como eficiencia de desbordamiento  $\eta_{sp}$ .

## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

---

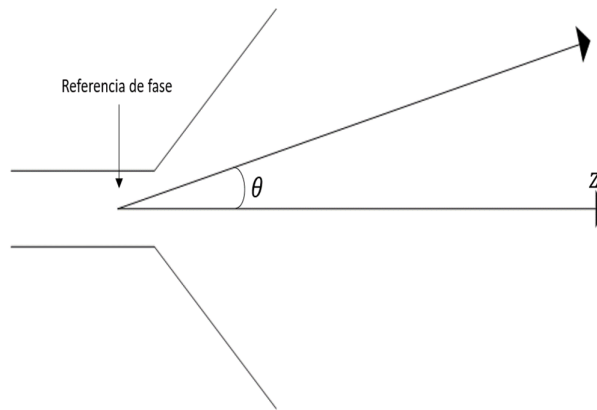
- III. La aparición de la contrapolarización, conocida como eficiencia de polarización  $\eta_{pol}$ .
- IV. Los errores de fase del campo en la apertura, conocida como eficiencia de fase  $\eta_\phi$ .

La eficiencia total de la antena es el producto de todos estos factores:

$$\eta_A = \eta_t \cdot \eta_{sp} \cdot \eta_{pol} \cdot \eta_\phi \quad (2.29)$$

La aproximación de la eficiencia depende principalmente de las características del patrón de radiación del alimentador y la geometría de la antena.

Para calcular la eficiencia, comenzaremos asumiendo que el alimentador tiene dos planos de simetría y que la polarización en el eje  $z$  es lineal y paralela con el eje  $y$ , tal como se muestra en la figura 2.14 [7].



**Figura 2.14.** Sistema de coordenadas de referencia del alimentador.

El campo radiado puede expresarse como:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{r} e^{-jkr} \left[ \sum_{m=1}^{\infty} [A_m(\theta) \sin(m\phi) \vec{a}_\theta + C_m(\theta) \cos(m\phi) \vec{a}_\phi] \right] \quad (2.30)$$

Donde:

$\theta$  es el ángulo polar medido desde el eje  $z$ ,

$\phi$  es el ángulo azimutal, y

$\vec{a}_\theta$  y  $\vec{a}_\phi$ , respectivamente.

Debido a la simetría del alimentador, la suma en (2.30) solo toma valores impares de  $m$ . La expresión es lo suficientemente general para ser válida para antenas de corneta rectangulares y alimentadores dipolo. La potencia total radiada por este campo es:

$$\begin{aligned}
 P_m &= \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left| \vec{E}(\vec{r}) \right|^2 r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi = \\
 &= \pi \sum_{m=1}^{\infty} \int_0^\pi [|A_m(\theta)|^2 + |C_m(\theta)|^2] \sin(\theta) d\theta
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Solo  $A_1(\theta)$  y  $C_1(\theta)$  contribuirán a la radiación axial del campo del reflector. Es por eso por lo que el campo radiado por la mayoría de los alimentadores puede ser completamente descrito en términos de  $A_1(\theta)$  y  $C_1(\theta)$ , que son los patrones del plano-E y plano-H, respectivamente [7]. Entonces la ecuación (2.29) la podemos reescribir como:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{r} e^{-jkr} [A(\theta) \sin(\phi) \vec{a}_\theta + C(\theta) \cos(\phi) \vec{a}_\phi] \tag{2.32}$$

Podemos ver que el campo a lo largo del eje  $z$  se vuelve:

$$\vec{E}(r\vec{a}_z) = \frac{1}{r} e^{-jkr} A(0) \vec{a}_y = \frac{1}{r} e^{-jkr} C(0) \vec{a}_y \tag{2.33}$$

Lo que requiere que  $A(0) = C(0)$ .

Es conveniente definir los campos copolar y contra polar, y expresarlos en términos de  $A(\theta)$  y  $C(\theta)$ . Si se usa la tercera definición de Ludwig, el campo radiado de la componente copolar es paralelo al vector unitario:

$$\vec{a}_{co} = \sin(\phi) \vec{a}_\theta + \cos(\phi) \vec{a}_\phi \tag{2.34}$$

Y el campo radiado de la componente contrapolar es:

$$\vec{a}_{xp} = \cos(\phi) \vec{a}_\theta - \sin(\phi) \vec{a}_\phi \tag{2.35}$$

Usando esta definición del campo copolar se vuelve paralelo al eje  $y$  y en el plano de la apertura del paraboloide y el campo contrapolar se vuelve paralelo al eje  $x$ . Se definen las componentes contra polar y copolar de  $\vec{E}(\vec{r})$  como:

$$E_{co} = \vec{E}(\vec{r}) \cdot \vec{a}_{co} = \frac{1}{r} e^{-jkr} [CO(\theta) - XP(\theta) \cos(2\phi)] \tag{2.36}$$

$$E_{xp} = \vec{E}(\vec{r}) \cdot \vec{a}_{xp} = \frac{1}{r} e^{-jkr} [XP(\theta) \sin(2\phi)] \tag{2.37}$$

Donde:

$$CO(\theta) = \frac{[A(\theta) + C(\theta)]}{2} \tag{2.38}$$

$$XP(\theta) = \frac{[A(\theta) - C(\theta)]}{2} \tag{2.39}$$

## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

---

Observamos que  $CO(\theta)$  y  $XP(\theta)$  son los patrones de radiación copolar y contrapolar, respectivamente, definidos por  $\phi = 45^\circ$ .  $CO(\theta)$  se obtiene midiendo o calculando el campo lejano del alimentador en el plano  $\phi = 45^\circ$  con la punta de prueba alineada con el eje  $y$  para  $\theta = 0^\circ$ .  $XP(\theta)$  se obtiene de las mediciones en el mismo plano, pero con la punta de prueba alineada al eje  $x$  para  $\theta = 0^\circ$  [7].

El patrón contrapolar  $CO(\theta)$  es el promedio de los patrones del plano-E y plano-H y el patrón contrapolar  $XP(\theta)$  es la mitad de la diferencia entre los patrones del plano-E y plano-H. Es claro también que  $CO(\theta)$  y  $XP(\theta)$  se pueden usar para representar el campo radiado en lugar de usar los patrones del plano-E y plano-H.

Ahora, considerando polarización circular. El campo circularmente polarizado  $\vec{E}_c(\vec{r})$  se obtiene excitando dos campos ortogonales linealmente polarizados en cuadratura de fase. Esto resulta en:

$$\vec{E}_c(\vec{r}) = \frac{[\vec{E}(\vec{r}) + j\vec{E}'(\vec{r})]}{\sqrt{2}} \quad (2.40)$$

$$E'_{co} = \frac{1}{r} e^{-jkr} [CO(\theta) + XP(\theta) \cos(2\phi)] \quad (2.41)$$

$$E'_{xp} = \frac{1}{r} e^{-jkr} [XP(\theta) \cos(2\phi)] \quad (2.42)$$

El campo radiado polarizado circularmente se vuelve:

$$\begin{aligned} \sqrt{2}\vec{E}(\vec{r}) &= (E_{co}\vec{a}_{co} + E_{xp}\vec{a}_{xp}) + j(E'_{co}\vec{a}'_{co} + E'_{xp}\vec{a}'_{xp}) \\ \vec{E}_c &= \frac{1}{r} e^{-jkr} [CO(\theta)\vec{c}_{co} - e^{-j2\phi} XP(\theta)\vec{c}_{xp}] \end{aligned} \quad (2.43)$$

Donde  $\vec{c}_{co}$  y  $\vec{c}_{xp}$  son los vectores unitarios copolar y contrapolar, respectivamente, para polarización circular y están definidos como:

$$\vec{c}_{co} = \frac{\vec{a}_{co} + j\vec{a}'_{co}}{2} = \frac{e^{-j\phi}(\vec{a}_\phi + j\vec{a}_\theta)}{\sqrt{2}} \quad (2.44)$$

$$\vec{c}_{xp} = \frac{\vec{a}_{co} - j\vec{a}'_{co}}{\sqrt{2}} = \frac{e^{-\phi}(\vec{a}_\phi - j\vec{a}_\theta)}{\sqrt{2}} \quad (2.45)$$

Usando 2.38, el campo copolar es definido como circular izquierda y el campo contrapolar como circular derecha.

La potencia total radiada se puede expresar en términos de las componentes de copolarización y contrapolarización de la siguiente forma:

$$P = 2\pi \int_0^\pi [ |CO(\theta)|^2 + |XP(\theta)|^2 ] \sin(\theta) d\theta \quad (2.46)$$



## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

La eficiencia de apertura  $\eta_A$  es dada por Ludwig [7] en términos de los patrones del plano-E y plano-H del alimentador. Si en su lugar introducimos los patrones copolar y contrapolar  $CO(\theta)$  y  $XP(\theta)$ , respectivamente para obtener:

$$\eta_A = 2 \cot^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \frac{\left| \int_0^{\theta_0} CO(\theta) \tan(\theta/2) d\theta \right|^2}{\int_0^\pi [ |CO(\theta)|^2 + |XP(\theta)|^2 ] \sin(\theta) d\theta} \quad (2.47)$$

Donde:

$\theta_0$  es el medio ángulo al borde del subreflector para el caso de las antenas Cassegrain.

### 2.4.2.1. Eficiencia de desbordamiento

La primera subeficiencia que podemos analizar es la eficiencia de desbordamiento  $\eta_{sp}$ . Esta eficiencia se refiere a la potencia radiada por el alimentador que es interceptada por el subreflector respecto a la potencia total radiada, puede ser expresada como en [7]:

$$\eta_{sp} = \frac{\int_0^{\theta_0} [ |CO(\theta)|^2 + |XP(\theta)|^2 ] \sin(\theta) d\theta}{\int_0^\pi [ |CO(\theta)|^2 + |XP(\theta)|^2 ] \sin(\theta) d\theta} \quad (2.48)$$

### 2.4.2.2. Eficiencia de iluminación

La eficiencia de iluminación se refiere a las pérdidas de ganancia relacionadas con la distribución no uniforme de la iluminación sobre la apertura. Puede definirse como:

$$\eta_t = 2 \cot^2(\theta_0/2) \frac{\left[ \int_0^{\theta_0} |CO(\theta)| \tan(\theta/2) d\theta \right]^2}{\int_0^{\theta_0} |CO(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (2.49)$$

### 2.4.2.3. Eficiencia de polarización

Tiene que ver con la uniformidad en la polarización del campo sobre la apertura. En el caso del alimentador es excitado con polarización circular, ésta eficiencia se puede expresar como:

$$\eta_{pol} = \frac{\int_0^{\theta_0} |CO(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\theta_0} [ |CO(\theta)|^2 + |XP(\theta)|^2 ] \sin(\theta) d\theta} \quad (2.50)$$

### 2.4.2.4. Eficiencia de fase

Es la uniformidad de la distribución de la amplitud del patrón de radiación del alimentador sobre la superficie del reflector. Se define como:

$$\eta_\phi = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} CO(\theta) \tan(\theta/2) d\theta \right|^2}{\left[ \int_0^{\theta_0} |CO(\theta)| \tan(\theta/2) d\theta \right]^2} \quad (2.51)$$

La eficiencia de fase depende de la posición del alimentador relativa al punto focal del reflector principal, siempre y cuando el reflector principal este en el campo lejano del alimentador.

Las eficiencias definidas en (2.48) - (2.51) son los parámetros que permitirán calcular la eficiencia total de la antena con ayuda de la ecuación (2.29).

Los factores que contribuyen más a la eficiencia de apertura son la eficiencia de desbordamiento y eficiencia de iluminación, esto se debe a que el patrón de alimentación depende de estas pérdidas, por lo que se debe prestar mayor atención al valor de estas eficiencias.

### 2.4.3. Cálculo de las eficiencias de las antenas Gregory

Como se discutió en la sección anterior, el diseño 15 se eligió como propuesta geométrica de la antena. Con ayuda del cálculo de la eficiencia podemos estimar su desempeño.

Es bien sabido que un sistema de doble reflector puede ser representado por una antena de un reflector, como se describió en el análisis del paraboloide equivalente. El ángulo  $\theta_e$  del paraboloide equivalente es el medio ángulo medido al borde del reflector equivalente. Este ángulo será usado para el cálculo de las eficiencias.

El patrón de radiación del alimentador se puede aproximar por medio de la familia de funciones del tipo:

$$\begin{aligned} CO(\theta) &= (n + 1) \cos^{2n} \left( \frac{\theta}{2} \right), \\ XP(\theta) &= 0 \end{aligned} \quad (2.52)$$

Esta ecuación describe la forma del lóbulo principal, eligiendo de manera correcta la variable  $n$ . En el caso del patrón del alimentador usado,  $n$  toma el valor de 43.6, por lo que la ecuación 2.52 queda de la siguiente forma:

$$CO(\theta) = (43.6 + 1) \cos^{87.2} \left( \frac{\theta}{2} \right) \quad (2.53)$$

En la figura 2.15 se muestra la precisión de la expresión (2.53).

Con la expresión en (2.52) la eficiencia de apertura se puede reducir a la siguiente expresión que es el producto de la eficiencia de iluminación y desbordamiento:

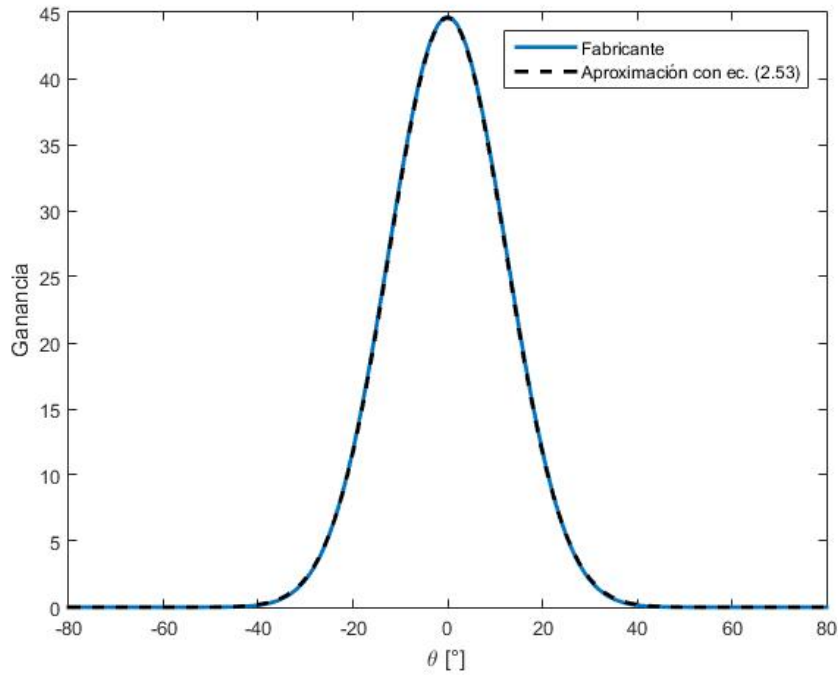
## 2.4. Parámetros para la evaluación del desempeño de la antena

$$\eta_A = 4 \cot^2 \left( \frac{\theta_e}{2} \right) \left[ 1 - \cos^n \left( \frac{\theta_e}{2} \right) \right]^2 (n+1)/n^2 \quad (2.54)$$

Cuando el valor de  $\theta_e$  es menor a  $30^\circ$ , la eficiencia de desbordamiento se puede aproximar a [8]:

$$\eta_{sp} = 1 - \cos^{2n+2} \left( \frac{\theta_e}{2} \right) \quad (2.55)$$

En el artículo [8] se presenta un ejemplo de la precisión de esta fórmula, especialmente para los sistemas Gregory en configuración offset. Con ayuda de la expresión (2.54) y (2.55) se hará el cálculo de las eficiencias de la antena seleccionada. En la tabla 2-5 se presentan los valores obtenidos de las eficiencias calculadas.



**Figura 2.15.** Patrón de radiación del alimentador dado por el fabricante (línea sólida) y el obtenido por la expresión 2.53

**Tabla 2-5.** Eficiencias para la antena Gregory 15.

Eficiencia de desbordamiento ( $\eta_{sp}$ )	0.8823
Eficiencia de iluminación ( $\eta_t$ )	0.9179
Eficiencia de apertura ( $\eta_A$ )	0.8098

### 2.4.4. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación de la intensidad en una dirección dada respecto a la radiación de la intensidad que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente.

$$G = 4\pi \frac{\textit{intensidad de radiacion}}{\textit{potencia aceptada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.56)$$

También podemos expresarla de la siguiente forma:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta_A A_p \quad (2.57)$$

Donde:

$A_e$  es el área efectiva,

$A_p$  es el área física de la antena y,

$\lambda$  es la longitud de onda de operación.

## 2.5. Conclusiones

Luego de realizar la propuesta de la antena, se puede concluir lo siguiente:

- I. En las antenas Cassegrain clásicas, el subreflector y el alimentador introducen sombra al reflector principal, lo que se traduce como pérdidas por bloqueo. Estas pérdidas generan una disminución de la eficiencia. Para contrarrestar esta deficiencia, se propone usar el sistema Cassegrain en configuración offset.
- II. Las antenas Cassegrain en configuración offset pueden ser diseñadas para evitar completamente el bloqueo. Una versión Gregory, donde el subreflector es una porción de elipsoide, también puede ser diseñada para evitar las pérdidas por bloqueo.
- III. Existen 11 parámetros geométricos que definen la disposición de los tres elementos que conforman la antena. Cinco de estos parámetros pueden ser definidos de manera independiente y a partir de los requerimientos generales del sistema. Estos parámetros son: el diámetro de la apertura circular del reflector principal ( $D$ ), la altura proyectada en el plano  $xy$  del subreflector ( $V_s$ ), la distancia del borde inferior del reflector principal al borde superior del subreflector ( $d_c$ ), la longitud de la antena ( $L$ ) y el ángulo al borde del subreflector observado desde el alimentador ( $\theta_e$ ).

- IV. Un sistema Cassegrain en configuración offset puede ser evaluado como un sistema de un solo reflector gracias al principio del paraboloides equivalente. Además, se puede elegir una geometría donde el eje del alimentador coincida con el eje del paraboloides equivalente para minimizar el nivel de contrapolzarización.
- V. Se realizaron varias iteraciones del proceso de diseño tanto para sistemas Cassegrain como para sistemas Gregory, resultando en 8 antenas de cada uno de estos sistemas. En total se analizaron 16 antenas. En ambos casos se utilizaron los mismos parámetros iniciales.
- VI. Los sistemas Gregory resultaron ser los diseños más idóneos para llevarlos a una implementación física. Esto debido a que las antenas Gregory, el alimentador está colocado entre los dos reflectores, permitiendo que se logren sistemas de antenas más compactos, como es el caso del diseño propuesto en este capítulo.
- VII. Para elegir el diseño apropiado dentro de los casos de antenas Gregory, se tomó en cuenta otro criterio que fueron los ángulos de caída de la onda sobre los reflectores que conforman la antena.
- VIII. Se eligió la antena Gregory número 15 debido a que los ángulos de caída son pequeños y sus reflectores son de gran tamaño, lo que ayuda a que la antena capte la mayor energía posible.
- IX. Existen parámetros que ayudan a describir el desempeño de una antena, estos son: patrón de radiación, ganancia y eficiencia. Este último parámetro es el más importante debido a que se quiere fabricar una antena de alta eficiencia. Mediante una serie de fórmulas se logró calcular la eficiencia de la antena mediante el parámetro geométrico  $\theta_e$ , la cual resultó en 0.8098.

# Referencias

- [1] HANNAN, P., *Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope*, IRE Transaction on Antennas and Propagation, pp. 140-153,1961.
- [2] BROWN, K. PRATA, A., *A Design Procedure for Classical Offset Dual Reflector Antennas with Circular Apertures*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 42, no. 8, pp. 1145-1153,1994.
- [3] MIZUGUTCH, Y. AKAGAWA, M. YOKOI, H., *Offset Dual Reflector Antenna*, IEEE Antennas Propagation Soc. Symp. Dig., pp. 2-5,1976.
- [4] RUSCH, W. PRATA, A. RAHMAT-SAMMI, Y. SHORE, R., *Derivation and application of the equivalent paraboloid for classical offset Cassegrain and Gregorian Antennas*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. AP-38, no. 8, pp. 1141-1149,1990.
- [5] BALANIS, C., *Antenna Theory*, Editorial John Wiley & Sons, 3 ed., 2005.
- [6] MARKOV, G. SAZÓNOV, D., *Antenas*, Editorial URSS,1975.
- [7] KILDAL, PER-SIMON, *Factorization of the Efficiency of Paraboloids and Cassegrain Antennas*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. AP-33, no. 8, pp. 903-908,1985.
- [8] VILLIERS, D., *Offset Dual-Refelctor Antenna System Efficiency Predictions Including Subreflector Diffraction*, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 947-950, 2011.



## Capítulo 3

# Diseño de los arreglos reflectivos de la antena

Las ventajas de los arreglos reflectivos respecto a los reflectores han sido demostradas en varias aplicaciones. Los arreglos reflectivos proporcionan un desempeño de alta eficiencia para los haces tipo pincel usando aperturas grandes [1], haces contorneados para aplicaciones DBS [2] y el escaneo de un haz o varios haces [3].

Los arreglos reflectivos usan la tecnología de circuitos impresos para su fabricación, lo que reduce costos de manufacturación. En aplicaciones espaciales, pueden ser montados fácilmente en la superficie del satélite o integrados junto con los paneles solares para minimizar la masa y el volumen del sistema de despliegue. Adicionalmente, las pérdidas introducidas por los arreglos reflectivos son comparables a aquellas introducidas por reflectores parabólicos hechos con materiales de bajas pérdidas [2]. Los arreglos reflectivos proporcionan la posibilidad de reconfigurar el haz usando desplazadores de fase controlados [3].

Las antenas con doble arreglo reflectivo compuestas de un arreglo reflectivo principal y un arreglo reflectivo secundario con offset presentan ventajas adicionales [4]. Las dos superficies planas pueden ser fácilmente dobladas y desplegadas. En una configuración de doble arreglo reflectivo, el arreglo reflectivo secundario puede ser usado para escanear o reconfigurar el haz usando desplazadores de fase mientras que el arreglo reflectivo principal puede ser pasivo, de esta manera se mejora el desempeño de la antena.

Como se mencionó, los arreglos reflectivos están basados en elementos periódicos donde cada elemento que lo compone debe generar el cambio de fase apropiado para formar un frente de onda plano en la superficie del arreglo, de esta manera se puede controlar la dirección de la onda reflejada. Estos elementos distribuidos periódicamente forman estructuras llamadas superficies selectivas de frecuencia (SSF).

En este trabajo se propone sustituir los reflectores de la antena propuesta por arreglos reflectivos. Además, se propone usar elementos basados en anillos

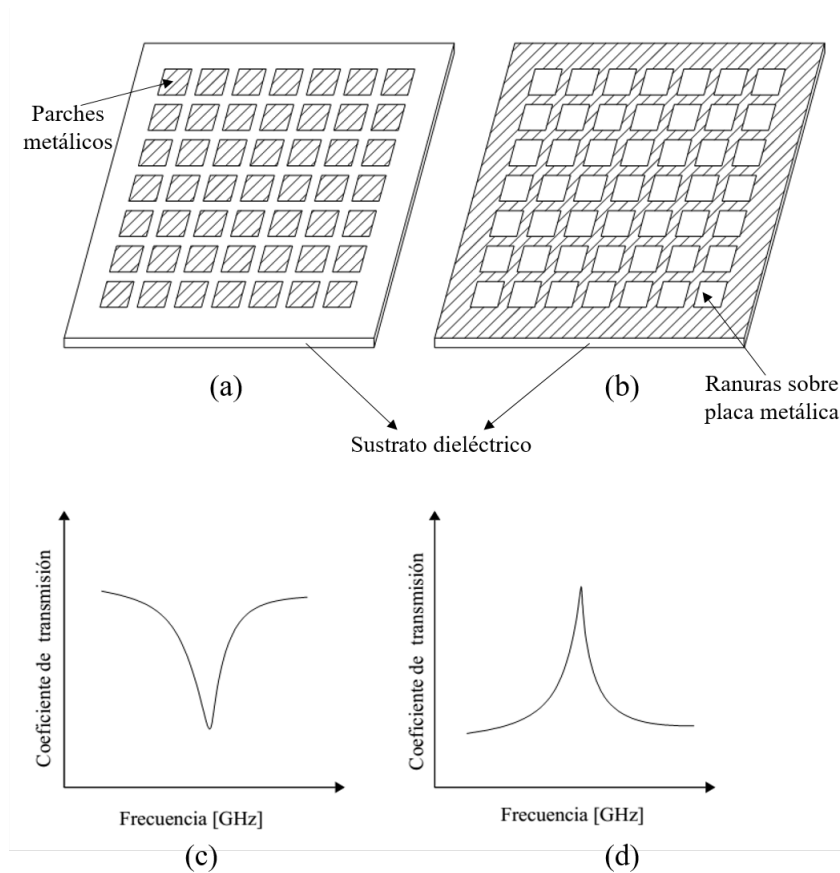


ranurados con cargas reactivas debido a que poseen ventajas en cuanto a nivel de polarización cruzada y ancho de banda respecto a otro tipo de elementos [5], [6].

Como primer paso en el diseño de estos arreglos reflectivos, se analizarán las características que describen el comportamiento del elemento reflectivo seleccionado para posteriormente diseñarlo y optimizarlo bajo los requerimientos del sistema.

### 3.1. Superficie selectiva de frecuencia

Las SSF son arreglos periódicos compuestos de parches metálicos o ranuras dispuestos en una placa metálica sobre un sustrato dieléctrico. En la figura 3.1 se puede observar el comportamiento de estas superficies. En el caso de los parches (figura 3.1 (a)), la SSF es equivalente a un filtro supresor de banda; mientras que en el caso de las ranuras (figura 3.1 (b)), su comportamiento es el de un filtro paso banda.



**Figura 3.1.** Superficie Selectiva de Frecuencia (a) tipo parche y (b) tipo ranura. Coeficiente de transmisión para una SSF (c) tipo parche y (d) tipo ranura.

### 3.1. Superficie selectiva de frecuencia

---

La geometría de los elementos define el tipo de polarización que soporta la superficie, es decir, el elemento debe ser capaz de soportar la polarización de alimentación del arreglo. Además, estos elementos definen el desempeño de la SSF mediante una serie de parámetros:

- i. Nivel de polarización cruzada
- ii. Ancho de banda
- iii. Estabilidad en frecuencia respecto al ángulo de incidencia de la onda.

El dipolo presenta la peor estabilidad respecto al ángulo de incidencia de la onda, mientras que el elemento que presenta el mejor comportamiento es el anillo ranurado [7]. A continuación, se presenta un estudio sobre los elementos basados en anillos ranurados con cargas.

#### 3.1.1. Elementos radiantes basados en anillos ranurados y cargas reactivas

En el capítulo anterior se hizo la medición del ángulo de incidencia de la onda sobre los arreglos reflectivos. Estos ángulos se pueden consultar en la tabla 3-1.

**Tabla 3-1.** Ángulos mínimos y máximos de la onda incidente para cada uno de los reflectores de la antena propuesta.

	Reflector principal		Subreflector	
Antena Gregory	$Max_m$	$Min_m$	$Max_s$	$Min_s$
	58°	8°	42°	8°

Estos datos nos permiten deducir que la estructura propuesta como elemento radiante del arreglo reflectivo debe ser capaz de aceptar rayos con un ángulo de elevación de hasta 58° para el caso del arreglo reflectivo principal y de hasta 42° para el arreglo reflectivo secundario.

La eficiencia de apertura de un arreglo reflectivo está en función del ángulo de elevación definido como el ángulo entre la normal del arreglo reflectivo y el ángulo con el que incide la onda. Entre mayor sea este ángulo, mayor es el incremento del nivel de polarización cruzada.

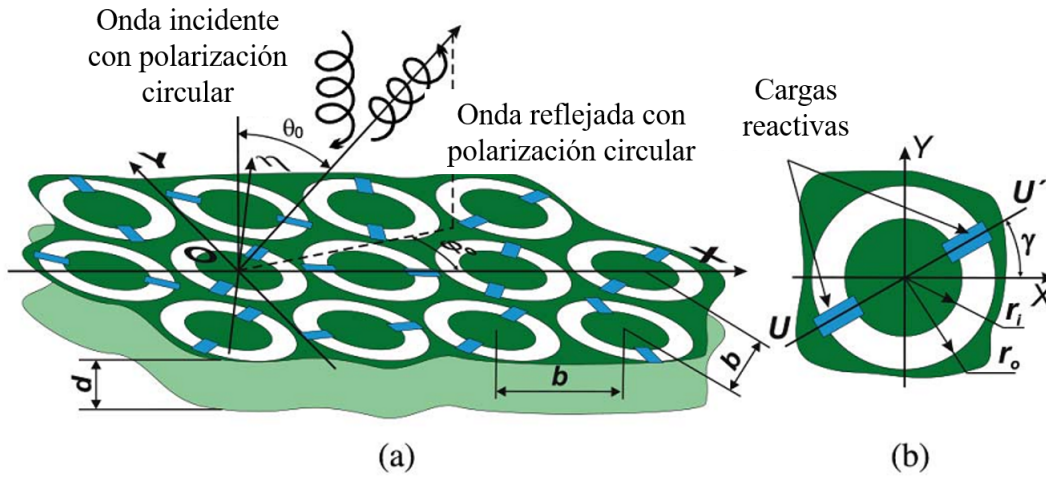
En años recientes se ha estudiado la posibilidad de obtener estructuras que acepten ángulos de elevación grandes. Una de estas propuestas son los elementos de tipo espirafase basados en anillos ranurados con cargas reactivas. En [7] se investigaron estas estructuras y se reveló que estos elementos muestran mayor ancho de banda en comparación con los elementos clásicos de tipo espirafase dipolo/espirales, así como una mejor adecuación para aceptar ondas con ángulos de elevación de hasta 60°.

Por estas razones, en este trabajo se utilizarán los anillos ranurados con cargas reactivas como celda unitaria de los arreglos reflectivos.

### 3.1.2. Principio de operación

En la figura 3.2 se muestra la estructura a analizar. Los elementos radiantes están impresos sobre un sustrato dieléctrico con permitividad relativa  $\epsilon_r$  y con espesor  $t$ . Estos elementos se sitúan en los nodos de una malla periódica (figura 3-2 (a)).

La geometría de los elementos se muestra en la figura 3.2 (b). Se observa que el radio interior y el radio exterior de la ranura se representan con las variables  $r_i$  y  $r_o$ , respectivamente. Además, las cargas reactivas con reactancia igual a  $X_{ld}$  se sitúan en el eje  $UU'$ . La posición angular del eje  $UU'$  está determinada por el ángulo  $\gamma$ , medido respecto al eje  $x$ . Detrás de la estructura que contiene los anillos, se sitúa una placa metálica a una distancia  $d$ .



**Figura 3.2.** a) Arreglo reflectivo basado en anillos ranurados con cargas reactivas.  
 (b) Elemento reflectivo del arreglo reflectivo [7]

El arreglo se ilumina con una onda incidente de polarización circular de mano derecha, que puede ser escrita como:

$$\vec{E}_i = E_0(\vec{a}_x + j\vec{a}_y)e^{jkz} \quad (3.1)$$

Donde:

$E_0$  es la magnitud de la onda incidente,

$\vec{a}_x$  y  $\vec{a}_y$  son los vectores unitarios en dirección al eje  $x$  y  $y$ , respectivamente,

$k$  es el número de onda, y

### 3.1. Superficie selectiva de frecuencia

---

$z$  es la dirección de propagación.

La onda reflejada es la suma de dos ondas con polarización circular expresada de la siguiente manera:

$$\vec{E}_r = [0.5E_0e^{j2\gamma}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x - ja_y) + 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(\vec{a}_x + ja_y)] e^{-jkz} \quad (3.2)$$

Donde:

$\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  son los coeficientes de reflexión de componente paralela y componente perpendicular a las cargas, respectivamente.

La primera componente de la suma en la ecuación (3.2) tiene la misma polarización que la onda incidente y su fase depende de  $\gamma$  que, como ya se mencionó, es la posición angular de las cargas. Este término recibe el nombre de onda controlada.

El segundo término en la ecuación (3.2) es una onda con polarización circular izquierda, representa la componente de polarización cruzada y su fase no depende de  $\gamma$ , por esta razón recibe el nombre de onda no controlada.

Para controlar la fase de la onda reflejada es necesario eliminar la componente de polarización cruzada, por lo que se debe satisfacer la siguiente relación:

$$\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp} \quad (3.3)$$

De acuerdo con la ecuación (3.3), el elemento reflectivo debe proporcionar una diferencia de fase de  $180^\circ$  entre las dos componentes ortogonales de la onda reflejada, de manera que la onda no controlada se elimina y se tiene control sobre la fase de la onda reflejada. Cuando esta condición se cumple, aparece un desplazamiento de fase de  $2\gamma$  en la onda reflejada.

Para cumplir con la condición expuesta en la ecuación (3.3), es necesario que una de las componentes sea reflejada por el arreglo, mientras que la otra se transmite por el arreglo. En este caso, la componente paralela a las cargas  $\Gamma_{\parallel}$  será la reflejada por el arreglo y la componente  $\Gamma_{\perp}$  debe atravesar el arreglo. Por lo tanto, el anillo debe estar en resonancia con la onda incidente debido a que el comportamiento de la SSF basada en ranuras es equivalente a un filtro pasa banda. De este modo, la estructura dejará cruzar la componente perpendicular a las cargas.

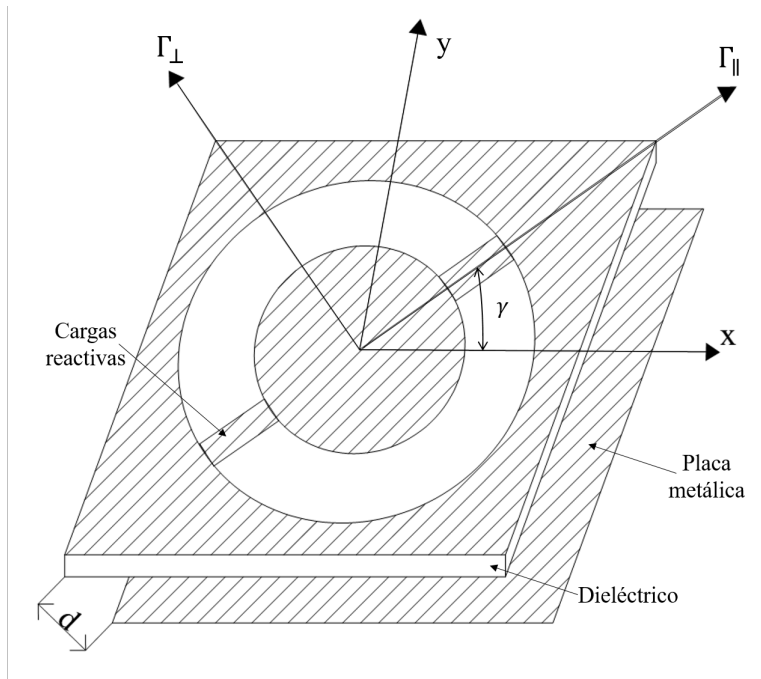
Ahora bien, para lograr la diferencia de fase entre las componentes de  $180^\circ$  se coloca una placa metálica a una distancia de  $\lambda/4$ , de modo que la componente que atraviesa el arreglo,  $\Gamma_{\perp}$ , recorre esta distancia generándole un retraso en fase de  $90^\circ$ . Al llegar a la placa y reflejarse se genera otro retraso de  $180^\circ$ . Al ser reflejada vuelve a cruzar la distancia de  $\lambda/4$  para llegar a la

superficie del arreglo, de modo que se agrega retraso de  $90^\circ$ . Si sumamos estos retrasos, la componente tiene una fase de  $360^\circ$  después de todo el recorrido.

Por otro lado, la componente paralela a las cargas,  $\Gamma_{\parallel}$ , es reflejada por el arreglo lo que le da un retraso en fase de  $180^\circ$ . Es así como se obtiene la diferencia en fase de  $180^\circ$ . Sin embargo, esta diferencia de fase se presenta solo en la frecuencia de operación.

### 3.2. Optimización eléctrica del elemento reflectivo

El primer paso en el diseño del elemento es optimizar la estructura para obtener una diferencia de fase de las componentes de  $180^\circ$  en el mayor ancho de banda posible. Esta optimización llevaría mucho tiempo de cómputo si se hace en un software de simulación electromagnética. Por esta razón primero se propone modelar el comportamiento mediante su circuito equivalente y tener un punto de partida para posteriormente realizar la optimización en el software especializado.

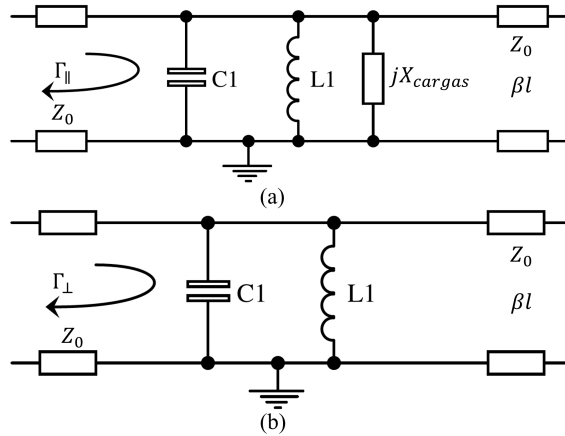


**Figura 3.3.** Celda unitaria del anillo ranurado con cargas reactivas.

Para obtener el circuito equivalente considere una celda unitaria como se muestra en la figura 3.3. Con el circuito de la figura 3.4 (a) se obtiene el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\parallel}$ , mientras que con el circuito de la figura 3.4 (b) se obtiene el coeficiente de reflexión  $\Gamma_{\perp}$ . Los componentes  $L_1$  y  $C_1$  corresponden a la corriente que circula en la parte exterior del anillo y la energía acumulada

### 3.2. Optimización eléctrica del elemento reflectivo

en la ranura del anillo, respectivamente.  $jX_{cargas}$  representa la reactancia de las cargas, ya sea capacitiva o inductiva, esta reactancia solo aparece en el circuito para el cálculo de la componente paralela. La línea de transmisión con  $Z_0 = 120\pi$  y longitud eléctrica igual a  $90^\circ$  representa la distancia de  $\lambda/4$  que existe entre las placas metálicas.



**Figura 3.4.** Circuitos equivalentes para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) perpendicular a las cargas.

Usando los circuitos de la figura 3.4, se realizaron dos optimizaciones considerando una reactancia inductiva y capacitiva.

El propósito de esta optimización, como ya se explicó, es maximizar el ancho de banda donde la diferencia de fase entre las componentes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  sea  $180^\circ$ , sin embargo, mantener esta diferencia en un amplio rango de frecuencias resulta difícil.

La condición en (3.3) también implica que la onda no controlada (componente de polarización cruzada) desaparezca de la ecuación (3.2) y la onda controlada (componente de copolarización) tenga un valor máximo.

Partiendo de esta explicación podemos proponer una optimización para que la onda no controlada tenga un valor de magnitud menor a  $-20$  dB o menor a  $0.1$ , mientras que la onda controlada tenga un valor de magnitud mayor a  $-0.05$  dB o  $0.995$ . Por lo tanto, se definen las siguientes condiciones para la optimización:

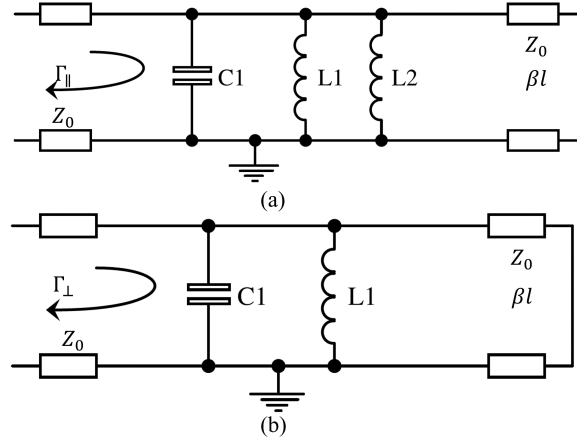
- i. El arreglo debe trabajar en una frecuencia central de  $50$  GHz.
- ii. De acuerdo con la ecuación (3.2), la magnitud de la onda controlada debe ser:

$$20\log_{10}(0.5|\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp}|) > -0.05dB \quad (3.4)$$

- iii. La magnitud de la onda no controlada debe ser:

$$20\log_{10}(0.5|\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp}|) < -20dB \quad (3.5)$$

### 3.2.1. Optimización eléctrica con carga inductiva



**Figura 3.5.** Circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con carga inductivas para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) ortogonal a las cargas.

En la figura 3.5 se muestran los circuitos con carga inductiva. Con la condición (3.5) se realizó la optimización para obtener los valores de  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$  y  $\beta l$ . Los valores de los componentes del circuito se muestran en la tabla 3-2.

**Tabla 3-2.** Valores óptimos de los parámetros del circuito equivalente con carga inductiva

Parámetro	Valor
$L_1$	0.94 nH
$C_1$	19 fF
$L_2$	0.56 nH
$\beta l$	81.35°

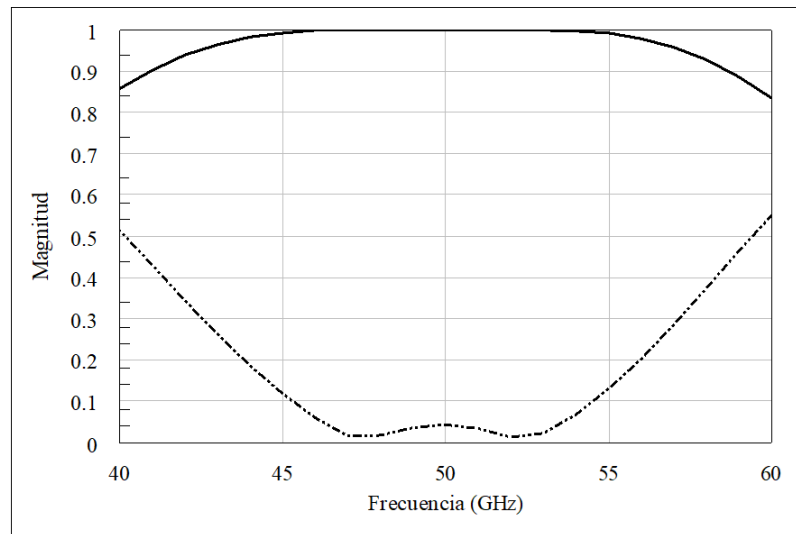
En la figura 3.6 se muestra la magnitud de la onda controlada y no controlada, mientras que en la figura 3.7 se muestra la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular a las cargas.

En las figuras 3.6 y 3.7, se puede observar un ancho de banda de 9.2 GHz, de 45.3 a 54.4 GHz, donde se cumple que la magnitud de la onda controlada sea mayor a 0.9 y la magnitud de la onda no controlada menor a 0.1. La diferencia de fase va desde 168.7° a 184.8° en el mismo ancho de banda.

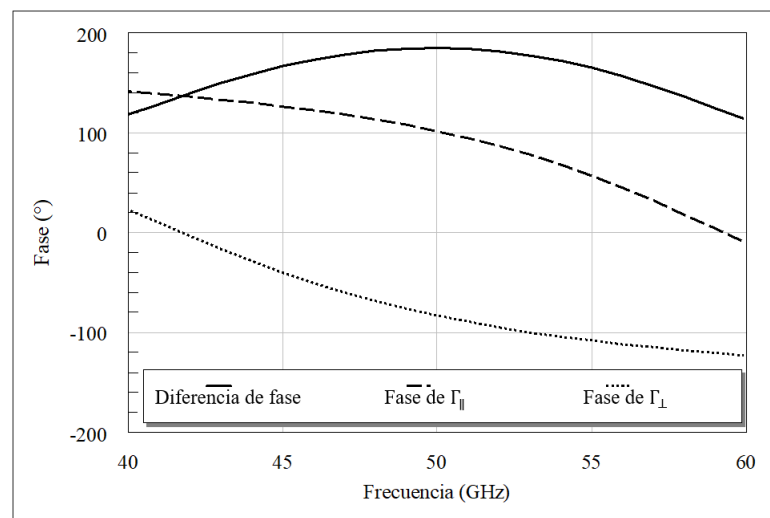
El hecho de que no se tenga una diferencia de fase de 180° en toda la banda se traduce en la disminución de la magnitud de la onda controlada y un aumento de la onda no controlada.

### 3.2. Optimización eléctrica del elemento reflectivo

---



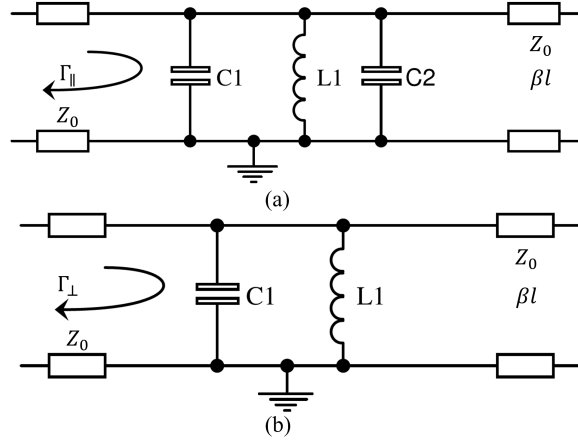
**Figura 3.6.** Magnitud de la onda controlada (-) y no controlada (- -) para el caso de reactancia inductiva.



**Figura 3.7.** Diferencia de fase entre las componentes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  para el caso de reactancia inductiva.



### 3.2.2. Optimización eléctrica con carga capacitiva



**Figura 3.8.** Circuito eléctrico equivalente del anillo ranurado con cargas capacitivas para el cálculo del coeficiente de reflexión (a) paralelo a las cargas y (b) ortogonal a las cargas.

En la figura 3.8 se muestran los circuitos con carga capacitiva. Con la condición (3.5) se realizó la optimización para obtener los valores de  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $\beta l$ .

Los valores de los componentes del circuito se muestran en la tabla 3-3.

**Tabla 3-3.** Valores de los parámetros del circuito equivalente con carga capacitiva.

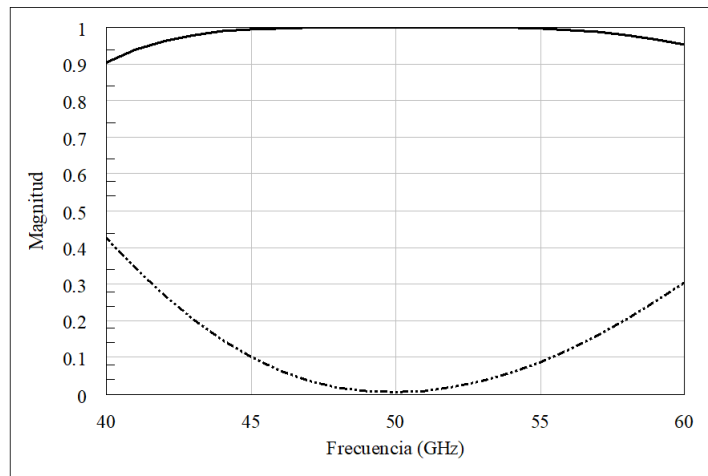
Parámetro	Valor
$L_1$	0.98 nH
$C_1$	1.5 fF
$C_2$	17 fF
$\beta l$	104.16°

En la figura 3.9 se muestra la magnitud de la onda controlada y no controlada, mientras que en la figura 3.10 se muestra la diferencia de fase entre los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular a las cargas.

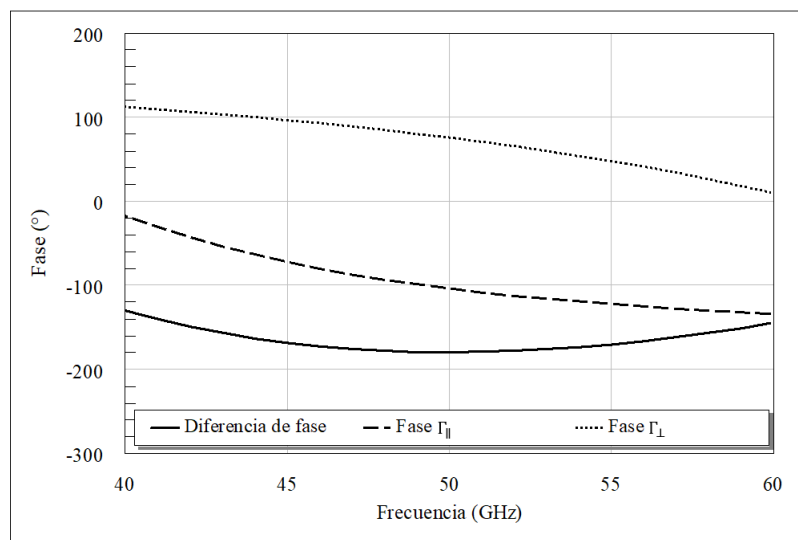
En las figuras 3.9 y 3.10 se puede observar un ancho de banda de 10 GHz, de 45 a 55 GHz, donde se cumple que la magnitud de la onda controlada sea mayor a 0.9 y la magnitud de la onda no controlada menor a 0.1. La diferencia de fase va desde 168.5° a 180° en el mismo ancho de banda.

### 3.2. Optimización eléctrica del elemento reflectivo

---



**Figura 3.9.** Magnitud de la onda controlada (-) y no controlada (- -) para el caso de reactancia capacitiva.



**Figura 3.10.** Diferencia de fase entre las componentes  $\Gamma_{\parallel}$  y  $\Gamma_{\perp}$  para el caso de reactancia capacitiva.

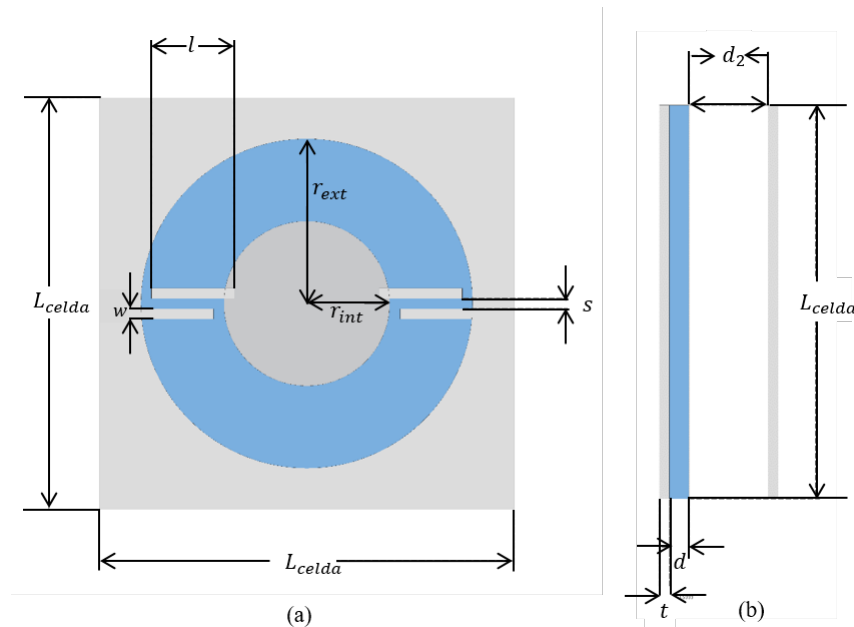
Analizando los resultados anteriores podemos concluir que el caso de la carga capacitiva funciona mejor. Además, un capacitor con valores de fF puede ser fácilmente fabricado en forma de capacitor interdigital, mientras que los inductores impresos de valores cercanos a 1 nH requieren de mayor área sustrato para su fabricación [7]. Por esta razón, el arreglo reflectivo se basará en anillos ranurados con cargas capacitivas.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

Con los resultados obtenidos de la optimización eléctrica el siguiente paso es hacer la simulación de la geometría del anillo en un software de simulación electromagnética.

#### 3.3.1. Parámetros geométricos del elemento reflectivo del arreglo reflectivo

En la figura 3.11 se muestra el anillo ranurado con cargas capacitivas, las medidas que definen la geometría se definen en la tabla 3-4, donde se observa que las variables a optimizar son  $r_{int}$ ,  $r_{ext}$ ,  $l$ .



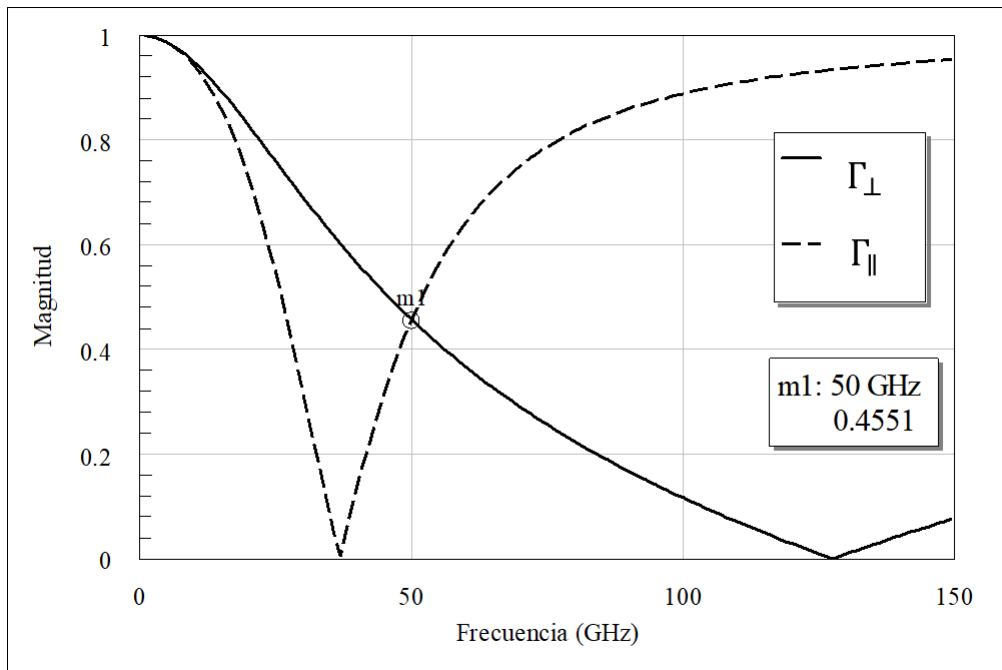
**Figura 3.11.** Representación física básica de un anillo ranurado con cargas capacitivas. (a) Vista frontal y (b) vista lateral

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

**Tabla 3-4.** Parámetros geométricos del elemento reflectivo

Parámetro	Descripción	Valor [mm]
$L_{celda}$	Periodo de la celda	3
$r_{int}$	Radio interior del anillo	a optimizar
$r_{ext}$	Radio exterior del anillo	a optimizar
$l$	Largo de los postes de las cargas	a optimizar
$s$	Separación entre los postes	0.1
$w$	Ancho de los postes	0.1
$d_2$	Separación de la placa metálica trasera	$1/4\lambda$
$d$	Espesor del dieléctrico	0.127
$t$	Espesor del conductor	0.01

Para lograr hacer la optimización en este software se requiere obtener la respuesta en frecuencia primero del circuito que calcula la componente paralela, es decir, para el anillo ranurado sin cargas. Posteriormente, se obtiene la respuesta en frecuencia del circuito que calcula la componente paralela, es decir, para el anillo ranurado con cargas capacitivas. En la figura 3.12 se muestra la respuesta en frecuencia del anillo para cada una de las componentes calculada con los circuitos equivalentes de la figura 3.8.



**Figura 3.12.** Respuesta en frecuencia de los circuitos equivalentes del anillo ranurado con cargas capacitivas.

Con ayuda de estos resultados podemos proponer un procedimiento para la optimización del elemento:

- i. Para obtener las medidas del radio interior y exterior se hace uso de la gráfica de la magnitud de  $\Gamma_{\perp}$ .
- ii. Para obtener las medidas de los largos de los postes se hace uso de la gráfica de la magnitud de  $\Gamma_{\parallel}$ .
- iii. Para hacer más fácil la optimización de los puntos i. y ii. podemos tomar como referencia la gráfica de la figura 3.12. Las dos respuestas tienen el mismo valor en magnitud (0.4551) en la frecuencia de operación, 50 GHz, por lo que podemos utilizar este valor como meta de optimización y así obtener la misma respuesta en frecuencia en el software electromagnético.
- iv. Una vez obtenidas estas respuestas, se procede a insertar la placa metálica posterior para obtener la magnitud onda controlada y no controlada. En caso de que la respuesta no sea la esperada, se optimiza en el software electromagnético basándonos en la meta de la expresión (3.5). Esta respuesta normalmente se optimiza para incidencia normal de onda sobre la estructura.
- v. Posteriormente, se hace un barrido paramétrico del ángulo de incidencia de la onda,  $\theta$ , de  $0^{\circ}$  a  $60^{\circ}$ . Recordemos que al principio del capítulo se estipuló que la estructura debe soportar hasta  $58^{\circ}$  de ángulo de onda incidente.
- vi. Este procedimiento se repite hasta que el elemento funcione de manera esperada.
- vii. Una vez asegurando que el elemento soporta ángulos de hasta  $58^{\circ}$ , se hace un segundo barrido paramétrico sobre el ángulo de giro de las cargas  $\gamma$  (figura 3.3), parámetro del cual depende la onda controlada.

#### 3.3.2. Distribución de los elementos reflectivos en el arreglo reflectivo

Una de las cuestiones fundamentales para el diseño de arreglos reflectivos, es la disposición de los elementos reflectivos dentro de este. Existen dos modos de disposición: a) el modo de disposición rectangular y b) el modo de disposición triangular (hexagonal), como se muestra en la figura 3.13.

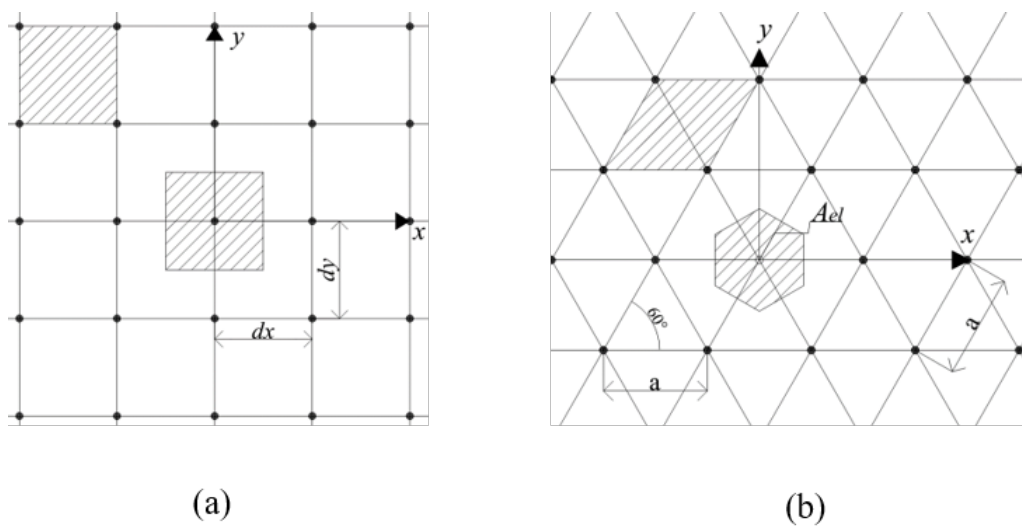
Estos modos se caracterizan por una disposición uniforme de los elementos reflectivos dentro de la apertura, es decir, a cada elemento le corresponde igual parte de área dentro del arreglo.

En el primer caso, la red rectangular, el área del elemento es  $A_{el} = dx dy$ , mientras que, para el segundo caso, la red triangular, el área del hexágono es  $A_{el} = \sqrt{\frac{3}{2}} a^2$ . En la figura 3.13 se aprecia que el área del hexágono es igual al área del paralelogramo de lado  $a$ , donde  $a$  corresponde al periodo.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

Una de las ventajas de utilizar la red triangular es que el número total de elementos en la apertura se puede disminuir en un 13 % respecto al número de elementos dentro de una red rectangular, por lo que los costos de manufactura se reducirían. Además, la distribución triangular mejora la eficiencia de la apertura [2].

Por otro lado, la variación de las dimensiones de la celda o el espaciamiento entre los elementos está limitado por las condiciones mostradas en la tabla 3-5, donde  $\theta$  es el ángulo con el que será reflejada la onda. Si esta distancia máxima se llega a exceder, se pueden presentar lóbulos de difracción.



**Figura 3.13.** Disposiciones y áreas (a) rectangulares y (b) triangular correspondientes a un elemento de la red.

**Tabla 3-5.** Criterios de espaciamiento entre elementos para evitar lóbulos de difracción.

Configuración	Máxima distancia entre elementos
Rectangular	$\frac{\lambda}{1 + \sin\theta}$
Triangular	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \sin\theta}$

#### 3.3.3. Sintonización y optimización de la estructura con periodo de 3 mm

Se decidió comenzar con un periodo de 3 mm ya que representa la mitad de la longitud de onda. Debido a la distribución triangular, la forma geométrica del elemento en la figura 3.11 se convierte en un paralelogramo cuya área es igual a:

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

---

$$A_{el} = \frac{\sqrt{3}}{2} p^2 \quad (3.6)$$

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

---

Donde:

$p$  es el periodo de la estructura.

En este caso, debemos fijar el valor máximo que puede tomar  $p$  basándonos en los criterios de la tabla 3-4.

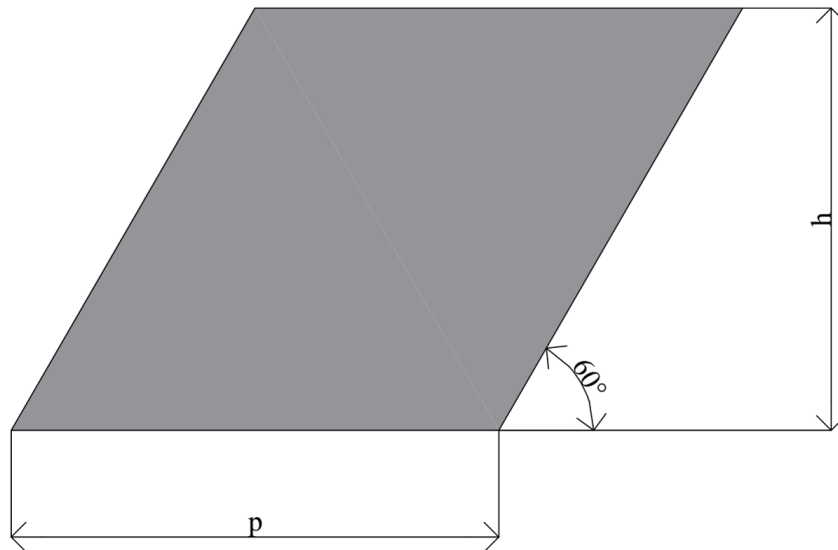
$$p \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{\lambda}{1 + \sin\theta} \right) \quad (3.7)$$

Como se comentó al inicio de este capítulo, el elemento debe ser capaz de soportar ángulos de incidencia de hasta  $58^\circ$ , por lo tanto, el valor de  $\theta$  se fijará en  $60^\circ$ . Además, el valor de la longitud de onda a una frecuencia de 50 GHz es igual a 6 mm.

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{6mm}{1 + \sin(60^\circ)} \right) \leq 3.71mm \quad (3.8)$$

Por lo tanto, basándonos en esta cifra máxima, podemos proponer que  $p$  tome el valor de 3 mm que corresponde a  $\lambda/2$ . En la figura 3.14 se muestra la celda unitaria del arreglo reflectivo.

Con ayuda de estos datos podemos ahora seguir con la optimización. En la figura 3.15 se muestran los pasos para la optimización de la estructura.



**Figura 3.14.** Celda unitaria del arreglo reflectivo con modo de disposición triangular.

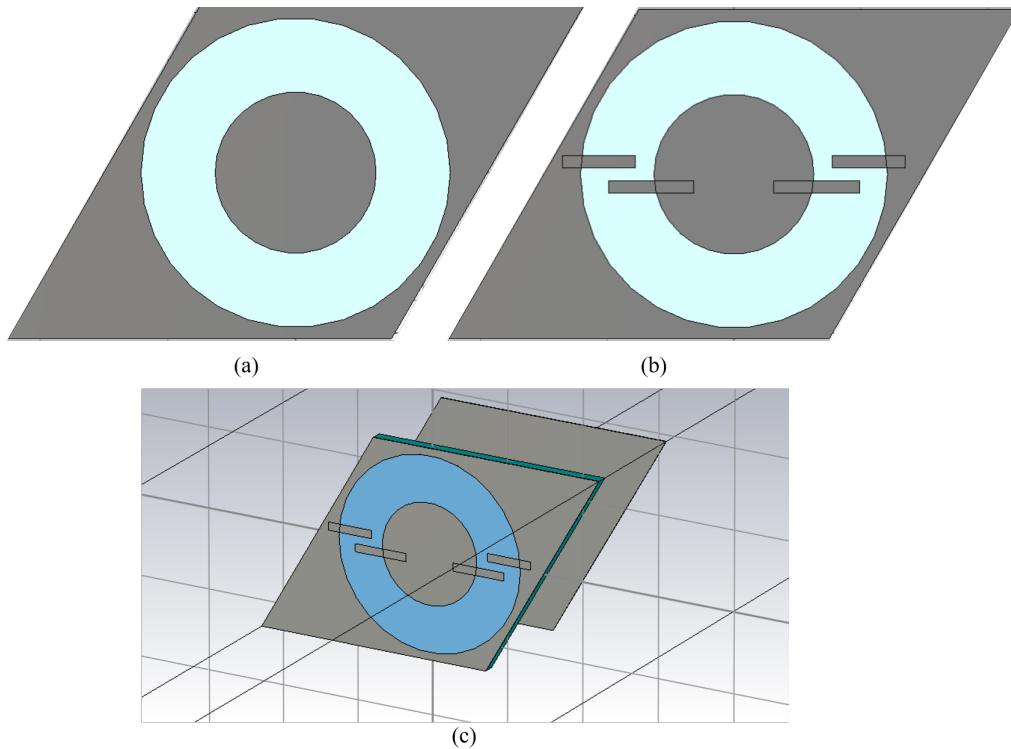
Primero, como el proceso de diseño lo dice, para obtener los valores de los radios interior y exterior, se hizo uso de la estructura de la figura 3.15 (a). Mientras que para obtener la longitud de los postes se hizo uso de la figura



### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

3.15 (b). Se fijó la meta de optimización al valor de magnitud de 0.4551 en una frecuencia de 50 GHz tanto para la respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión paralelo y el coeficiente de reflexión perpendicular, tal como se muestra en la figura 3.12.

En la tabla 3-6 se muestran los valores optimizados de las medidas de radio interior, exterior y largo de los postes de las cargas.



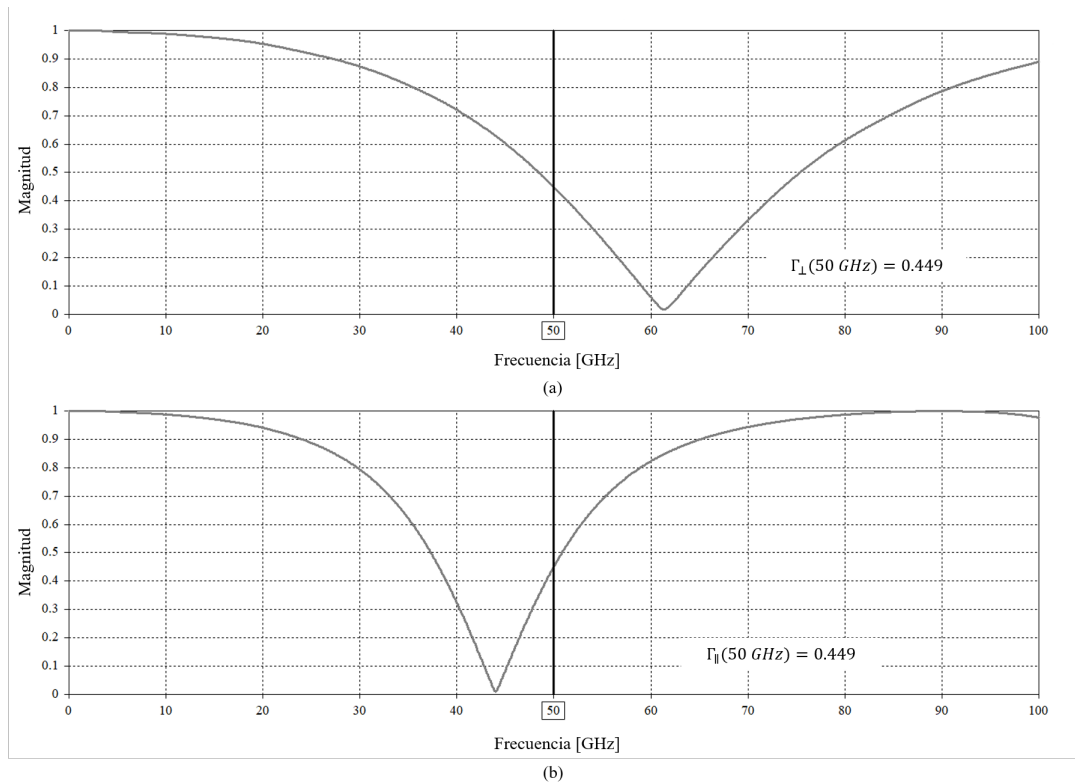
**Figura 3.15.** Estructuras optimizadas con modo de disposición triangular.

**Tabla 3-6.** Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 3 mm

Parámetro	Valor [mm]
$r_{int}$	0.63
$r_{ext}$	1.21
$l$	0.575

En la figura 3.16 (a) se muestra la respuesta en frecuencia de la componente perpendicular y en la figura 3.16 (b), la respuesta en frecuencia de la componente paralela después de la optimización en el software de simulación electromagnética. Se observa que en ambos casos se tiene una intersección en 0.449 en la frecuencia de 50 GHz.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

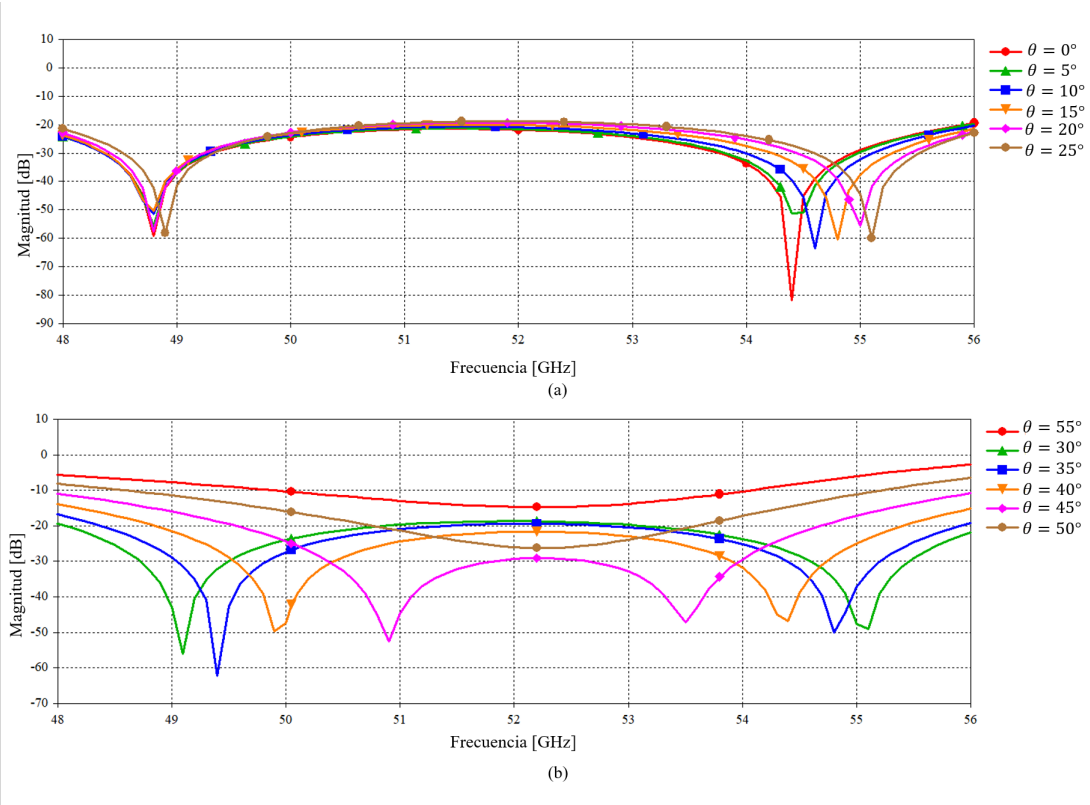


**Figura 3.16.** Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 3 mm.

Una vez obtenidos los valores de estos parámetros, se procede a insertar la placa metálica a una distancia de  $\lambda/4$  para obtener la magnitud de la onda controlada y no controlada. En la figura 3.17 se muestra la magnitud de la onda no controlada, la cual se optimizó para una magnitud menor a -20 dB para ángulos de incidencia de hasta  $60^\circ$ . El resultado arrojado es un ancho de banda al rededor de 48 a 56 GHz para ángulos menores a  $40^\circ$ . Mientras que para ángulos mayores a  $40^\circ$  este ancho de banda disminuye drásticamente. A partir del ángulo  $55^\circ$ , la respuesta requerida no se logra, a pesar de usar el optimizador del software.

Para contrarrestar las deficiencias de este diseño, se propone usar una celda más pequeña.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo



**Figura 3.17.** Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 3mm. (a) Para ángulos de incidencia de  $0^\circ$  a  $25^\circ$  y (b) de  $30^\circ$  a  $55^\circ$

#### 3.3.4. Sintonización y optimización de la estructura con un periodo de 2.7 mm

Se decidió elegir una celda de periodo 2.7 mm que es menor al periodo anterior. Al igual que el caso anterior, se siguió el procedimiento de diseño descrito en la sección 3.3.1.

En la tabla 3-7 se muestran los valores optimizados de las medidas de radio interior, exterior y largo de los postes de las cargas.

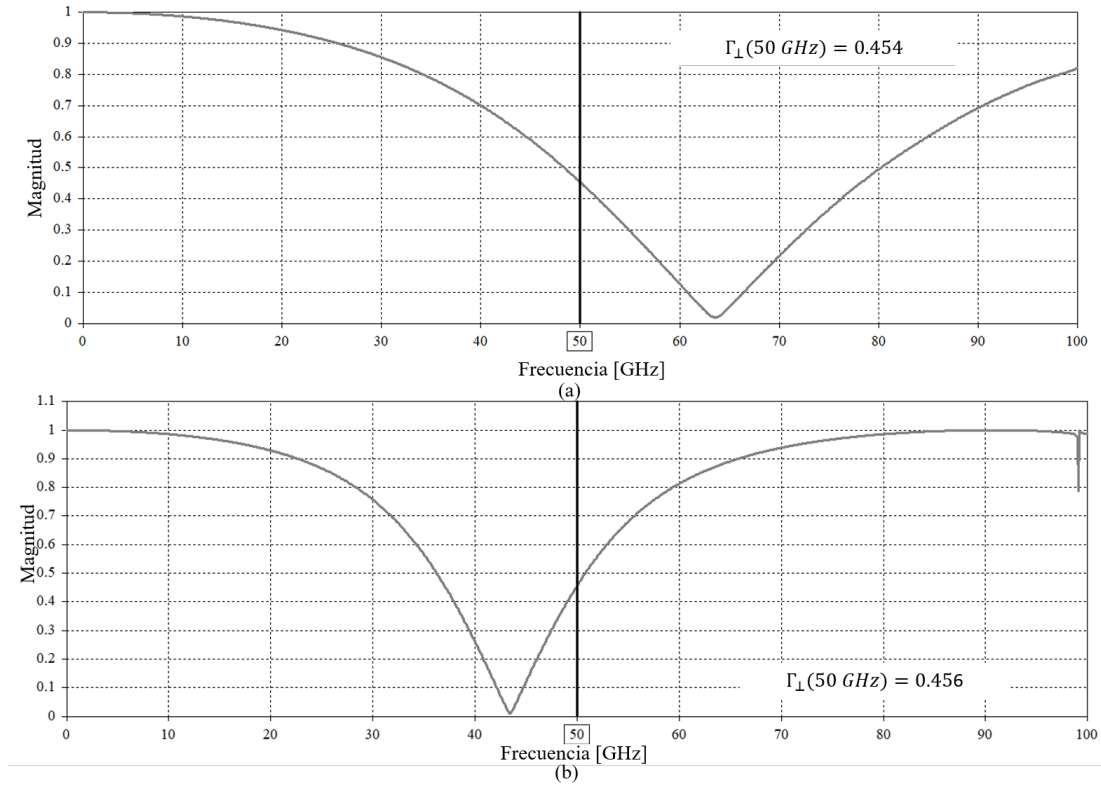
**Tabla 3-7.** Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm.

Parámetro	Valor [mm]
$r_{int}$	0.6
$r_{ext}$	1.15
$l$	0.525

En la figura 3.18 (a) se muestra la respuesta en frecuencia de la componente perpendicular y en la figura 3.18 (b), la respuesta en frecuencia de la componente paralela después de la optimización en el software de simulación

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

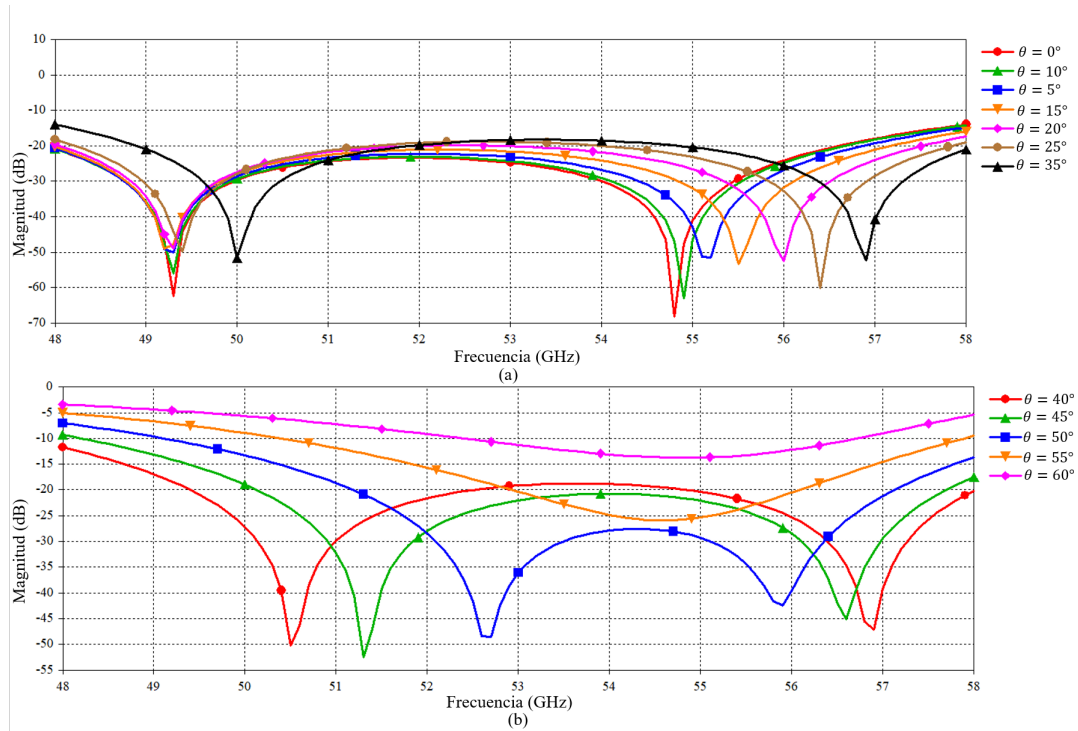
electromagnética. Se observa que en ambos casos se tiene una intersección en 0.449 en la frecuencia de 50 GHz.



**Figura 3.18.** Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 2.7 mm.

En la figura 3.19 se muestra la magnitud de la onda no controlada, la cual se optimizó para una magnitud menor a -20 dB para ángulos de incidencia de hasta  $60^\circ$ . El resultado arrojado es un ancho de banda alrededor de 48 a 56 GHz para ángulos menores a  $40^\circ$ . Mientras que para ángulos mayores a  $40^\circ$  este ancho de banda disminuye drásticamente. A partir del ángulo  $60^\circ$ , la respuesta requerida no se logra, a pesar de usar el optimizador del software.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo



**Figura 3.19.** Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm. (a) Para ángulos de incidencia de  $0^\circ$  a  $35^\circ$  y (b) de  $40^\circ$  a  $60^\circ$

Se puede observar, en la figura 3.19, que la respuesta tiene un recorrimiento a la derecha, es decir, no está centrada en 50 GHz. Por esta razón se sugiere hacer una optimización de la placa recorriendo la frecuencia de resonancia a 46 GHz para obtener una respuesta de onda no controlada y controlada centrada en 50 GHz.

#### 3.3.5. Sintonización y optimización de la estructura con periodo de 2.7 mm y frecuencia de operación de 46 GHz

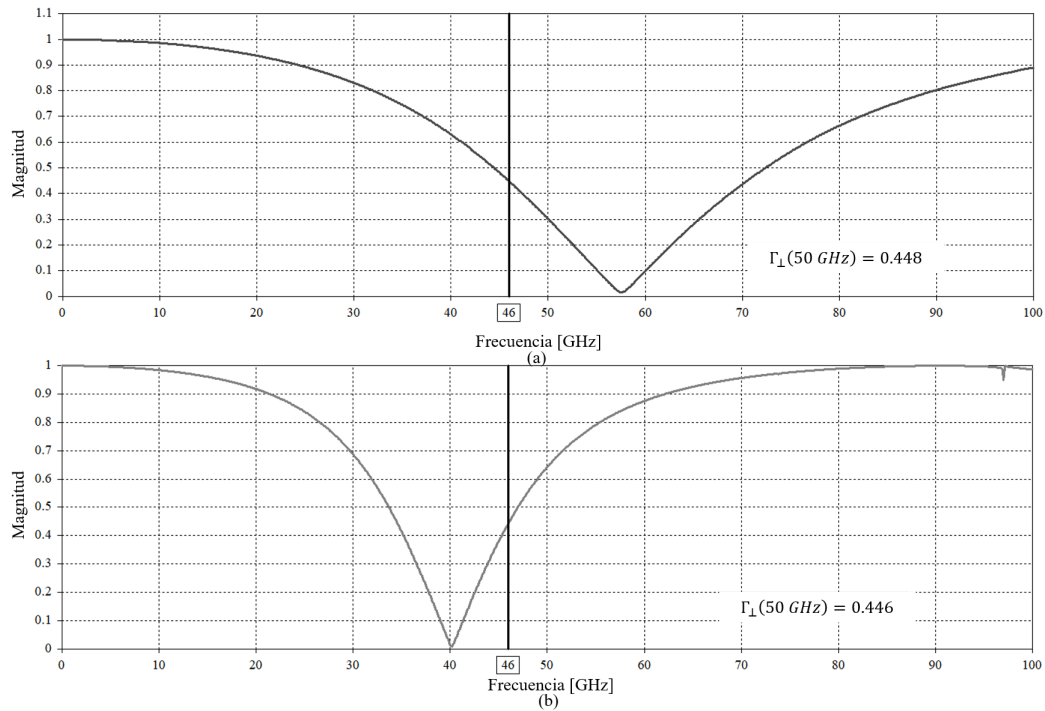
Se decidió recorrer la frecuencia de operación a 46 GHz. Al igual que el caso anterior, se siguió el procedimiento de diseño descrito en la sección 3.3.1. En la tabla 3-8 se muestran los valores optimizados de las medidas de radio interior, exterior y largo de los postes de las cargas.

En la figura 3.20 (a) se muestra la respuesta en frecuencia de la componente perpendicular y en la 3.20 (b), la respuesta en frecuencia de la componente paralela después de la optimización en el software de simulación electromagnética. Se observa que en ambos casos se tiene una intersección en 0.45 en la frecuencia de 46 GHz.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

**Tabla 3-8.** Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm y  $f_0 = 46GHz$ .

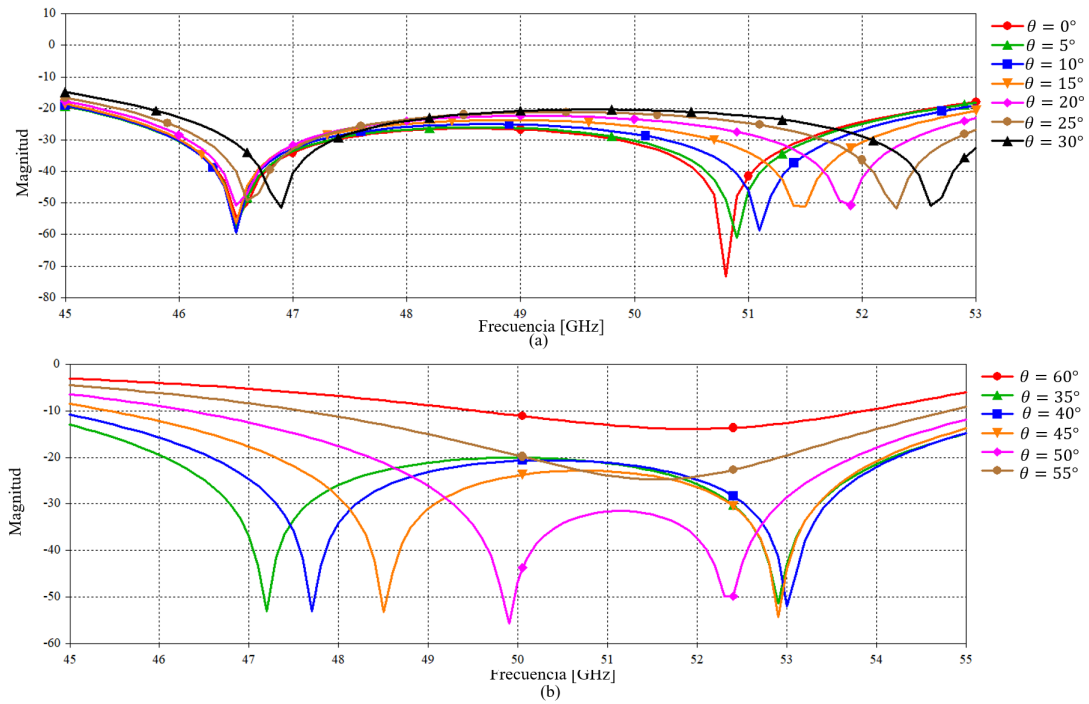
Parámetro	Valor [mm]
$r_{int}$	0.685
$r_{ext}$	1.16
$l$	0.49



**Figura 3.20.** Respuesta en frecuencia del coeficiente de reflexión para (a) el anillo ranurado y (b) el anillo ranurado con cargas, celda de periodo 2.7 mm y  $f_0 = 46GHz$ .

En la figura 3.21 se muestra la magnitud de la onda no controlada, la cual se optimizó para una magnitud menor a -20 dB para ángulos de incidencia de hasta  $60^\circ$ . El resultado arrojado es un ancho de banda alrededor de 45 a 53 GHz (8 GHz) para ángulos menores a  $35^\circ$ . Mientras que para ángulos mayores a  $35^\circ$  este ancho de banda disminuye drásticamente. La respuesta para un ángulo de incidencia de  $55^\circ$  tiene un ancho de banda de 3 GHz que va de 50 a 53 GHz. A partir del ángulo  $60^\circ$ , la respuesta requerida no se logra, a pesar de usar el optimizador del software. Además, la respuesta parece estar centrada en 50 GHz.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo



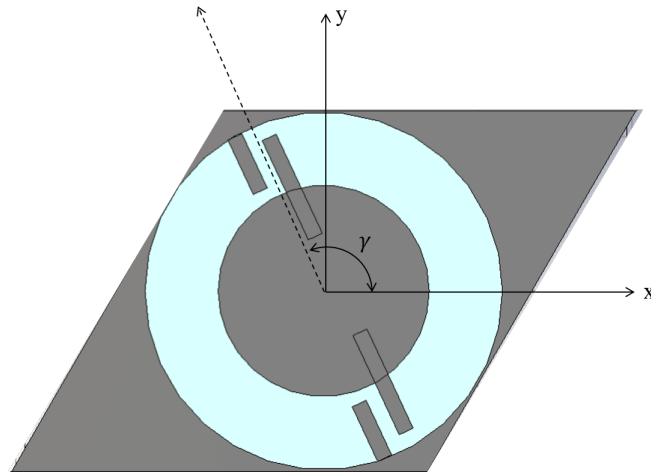
**Figura 3.21.** Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm y  $f_0 = 46$  GHz.

Esta última optimización nos hace pensar que la estructura puede funcionar como se requiere y acepta ángulos de poco más de  $55^\circ$ . Como se planteó en el procedimiento de diseño de la sección 3.3.1, debemos hacer el barrido paramétrico para el ángulo de las cargas,  $\gamma$ .

#### 3.3.6. Simulación de la estructura variando el ángulo de las cargas $\gamma$

Esta simulación se hará para ángulos de incidencia de la onda  $\theta$  de  $0^\circ$ ,  $25^\circ$  y  $55^\circ$  para ángulos de  $\gamma$  de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , donde el ángulo  $\gamma$  se ilustra en la figura 3.22.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

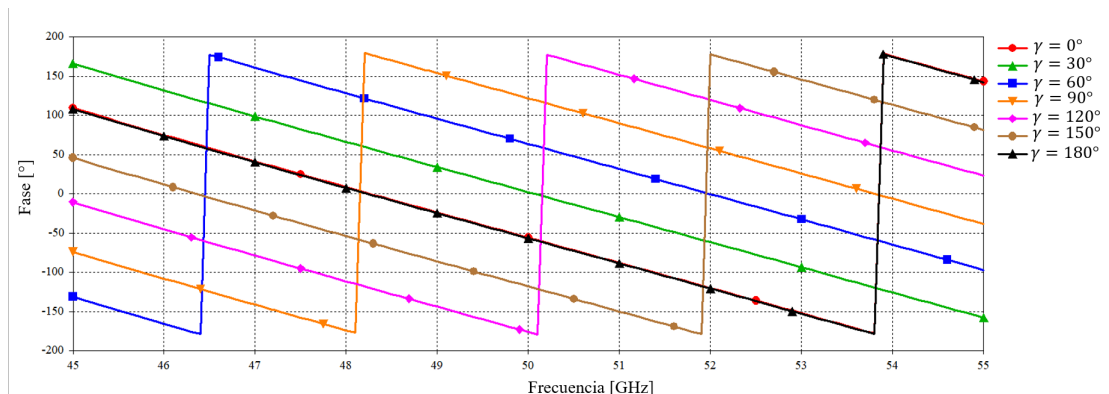


**Figura 3.22.** Vista frontal de la celda unitaria,  $\gamma$  representa el ángulo de rotación de las cargas.

#### 3.3.6.1. Ángulo de incidencia de $0^\circ$

Como se analizó en la sección 3.1.2, la fase de la onda controlada depende del ángulo de rotación de las cargas,  $\gamma$ . Cuando la condición de la ecuación (3.3) se cumple, aparece un desplazamiento de fase de  $2\gamma$  en la onda controlada.

En la figura 3.23 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $0^\circ$ .



**Figura 3.23.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 0^\circ$ .

En la tabla 3-9 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados. Se puede apreciar que la estructura trabaja de acuerdo con lo esperado, es decir, la fase de la onda controlada obedece a la expresión  $2\gamma$ .



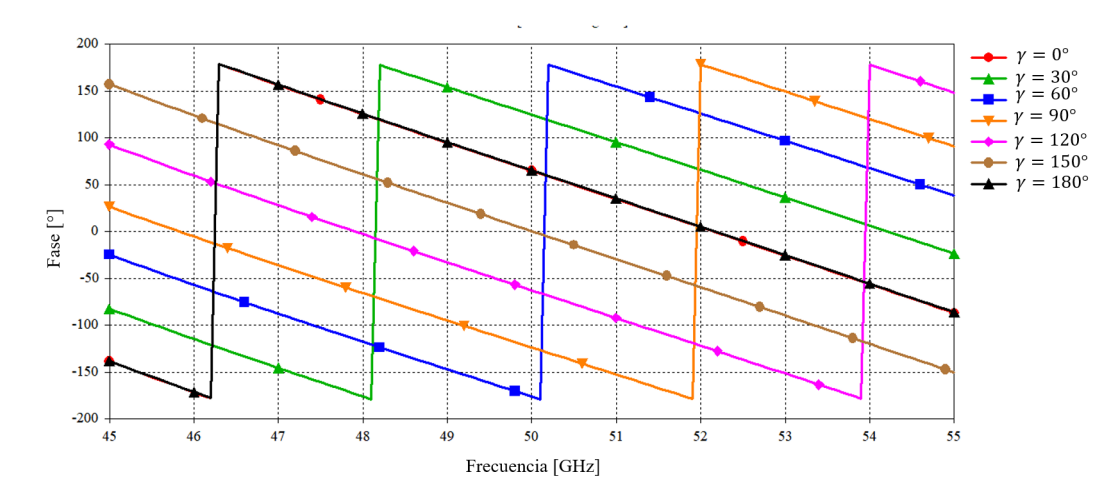
### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

**Tabla 3-9.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 0^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
$0^\circ$	-55.95	-	-
$30^\circ$	2.16	60	58.11
$60^\circ$	63.73	120	119.68
$90^\circ$	121.91	180	177.86
$120^\circ$	-176.12	240	239.83
$150^\circ$	-118.11	300	297.84
$180^\circ$	-56.81	360	359.14

#### 3.3.6.2. Ángulo de incidencia de $25^\circ$

En la figura 3.24 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $25^\circ$ .



**Figura 3.24.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 25^\circ$ .

En la tabla 3-10 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados. Se puede apreciar que la estructura trabaja de acuerdo con lo esperado, es decir, la fase de la onda controlada obedece a la expresión  $2\gamma$ .

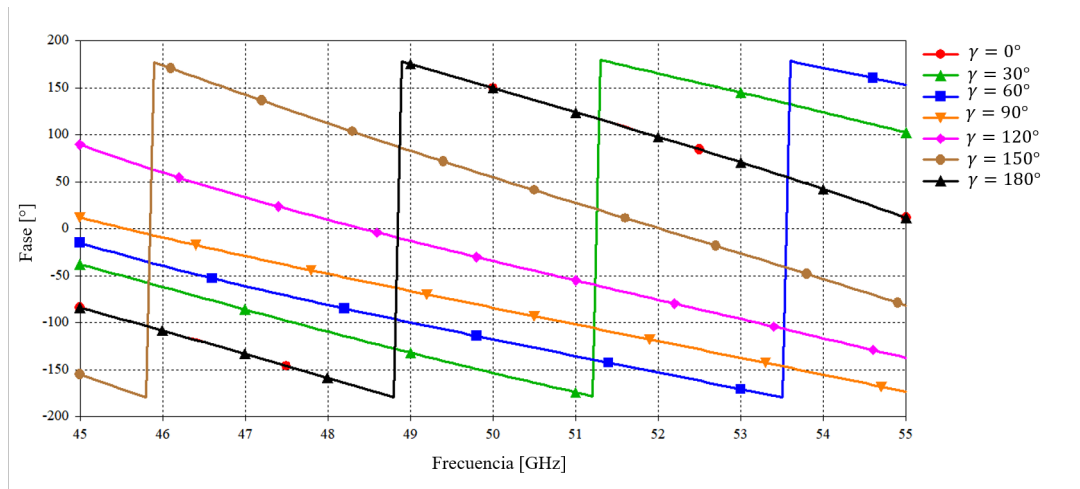
### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

**Tabla 3-10.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 25^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
$0^\circ$	64.75	-	-
$30^\circ$	124.74	60	60
$60^\circ$	-176.23	120	119.02
$90^\circ$	-123.89	180	171.36
$120^\circ$	-62.78	240	232.47
$150^\circ$	0.46	300	294.79
$180^\circ$	65.23	360	359.52

#### 3.3.6.3. Ángulo de incidencia de $55^\circ$

En la figura 3.25 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $55^\circ$ .



**Figura 3.25.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 55^\circ$ .

En la tabla 3-11 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

**Tabla 3-11.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 55^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
0°	149.72	-	-
30°	-153.5	60	56.78
60°	-117.8	120	92.48
90°	-84.19	180	126.09
120°	-94.3	240	175.98
150°	54.8	300	265.08
180°	149.66	360	360

Se puede apreciar que la estructura no trabaja de acuerdo con lo esperado, es decir, la fase de la onda controlada no obedece a la expresión  $2\gamma$  cuando la onda incide con  $\theta = 55^\circ$ .

Para contrarrestar esta deficiencia se propone optimizar la estructura para una onda incidente con ángulo de elevación  $\theta = 25^\circ$ .

#### 3.3.7. Simulación y optimización de la estructura para una onda incidente con $\theta = 25^\circ$

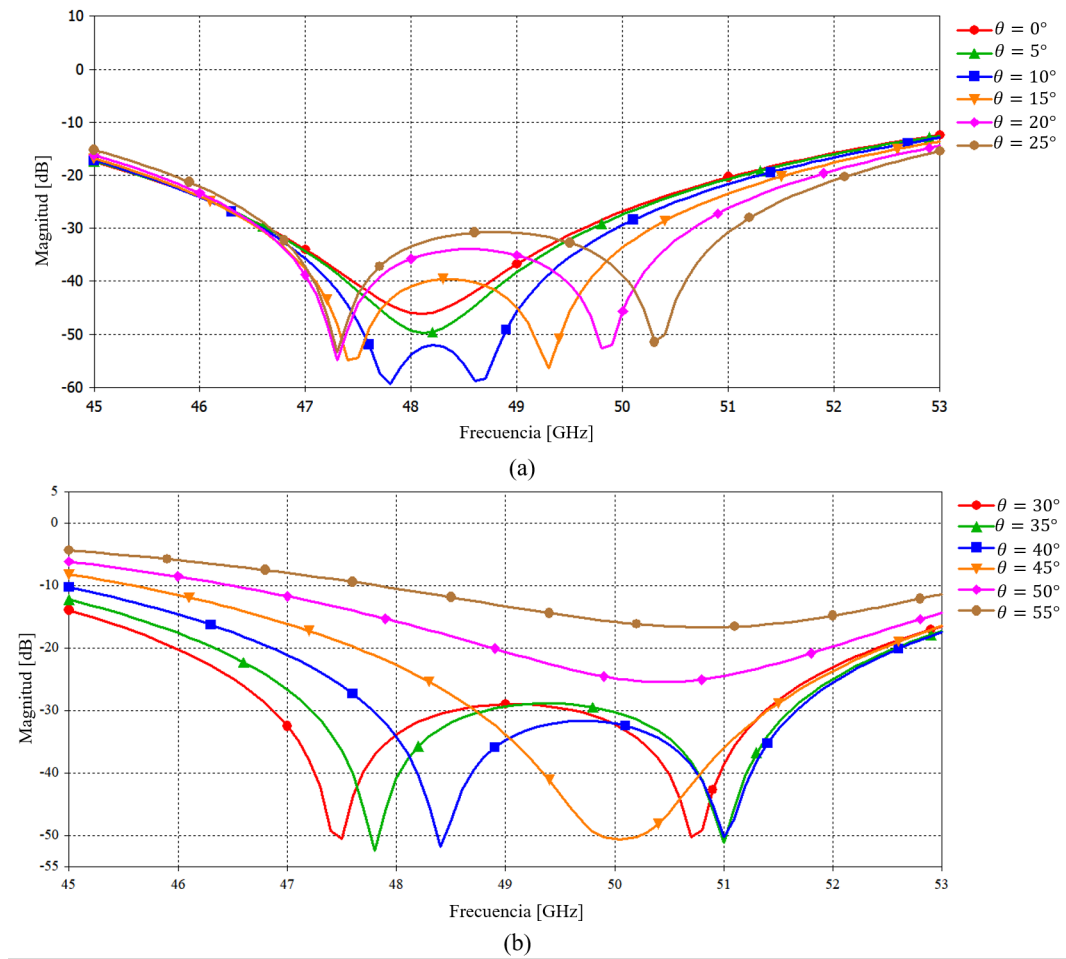
Se decidió optimizar la estructura para una onda incidente de  $25^\circ$ . Al igual que el caso anterior, se siguió el procedimiento de diseño descrito en la sección 3.3.1. En la tabla 3-12 se muestran los valores optimizados de las medidas de radio interior, exterior y largo de los postes de las cargas.

**Tabla 3-12.** Valores de los parámetros optimizados para un periodo de 2.7 mm y onda incidente a  $\theta = 25^\circ$ .

Parámetro	Valor [mm]
$r_{int}$	0.715
$r_{ext}$	1.15
$l$	0.467

En la figura 3.26 se muestra la magnitud de la onda no controlada, la cual se optimizó para una magnitud menor a -20 dB para ángulos de incidencia de hasta  $60^\circ$ . El resultado arrojado es un ancho de banda alrededor de 46 a 51 GHz (6 GHz) para ángulos menores a  $40^\circ$ . Mientras que para ángulos mayores a  $40^\circ$  este ancho de banda disminuye drásticamente. La respuesta para un ángulo de incidencia de  $55^\circ$  tiene un ancho de banda de 3 GHz que va de 49 a 52 GHz.

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo



**Figura 3.26.** Magnitud de la onda no controlada para un elemento en una celda con periodo de 2.7 mm,  $f_0 = 46$  GHz y  $\theta$  de incidencia de  $25^\circ$ .

Como la estructura se comporta de manera adecuada ahora se hace el barrido paramétrico de  $\gamma$ , como en el caso anterior pero ahora para la nueva pieza optimizada cuyas dimensiones se presentaron en la tabla 3-12.

#### 3.3.8. Simulación de la estructura variando el ángulo de las cargas $\gamma$

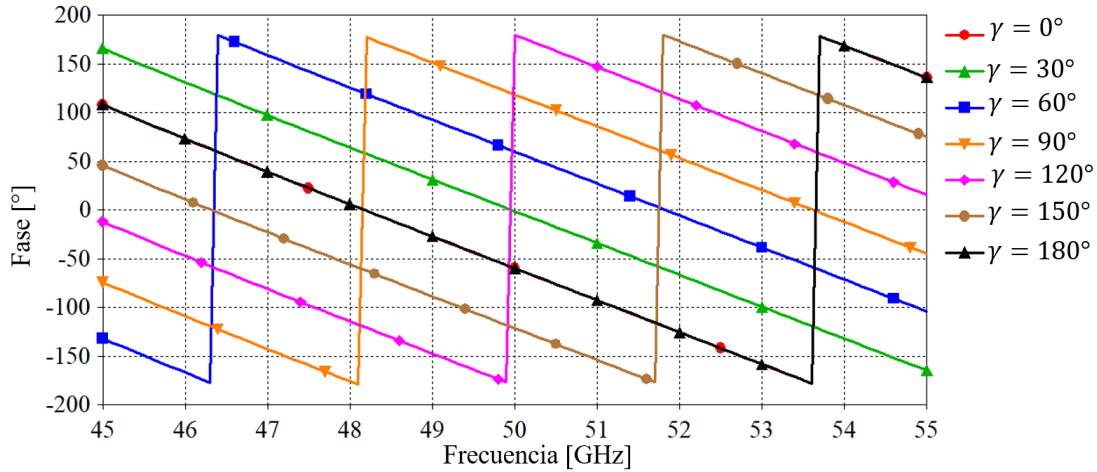
Esta simulación se hará para ángulos de incidencia de la onda  $\theta$  de  $0^\circ$ ,  $25^\circ$  y  $55^\circ$  para ángulos de  $\gamma$  de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , donde el ángulo  $\gamma$  se ilustra en la figura 3.22.

##### 3.3.8.1. Ángulo de incidencia de $0^\circ$

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

Como se analizó en la sección 3.1.2, la fase de la onda controlada depende del ángulo de rotación de las cargas,  $\gamma$ . Cuando la condición de la ecuación (3.3) se cumple, aparece un desplazamiento de fase de  $2\gamma$  en la onda controlada.

En la figura 3.27 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $0^\circ$ .



**Figura 3.27.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 0^\circ$ .

En la tabla 3-13 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados. Se puede apreciar que la estructura trabaja de acuerdo con lo esperado, es decir, la fase de la onda controlada obedece a la expresión  $2\gamma$ .

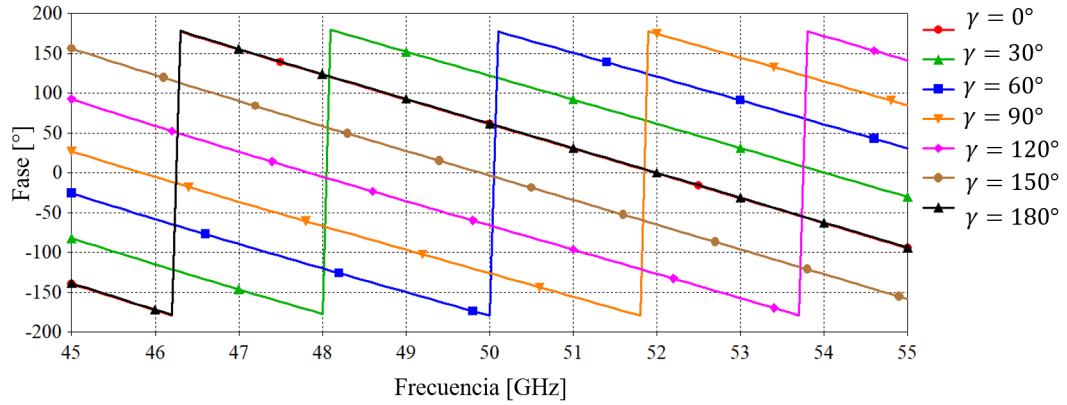
**Tabla 3-13.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 0^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
$0^\circ$	-60	-	-
$30^\circ$	-1.24	60	58.76
$60^\circ$	59.94	120	119.94
$90^\circ$	118.62	180	178.62
$120^\circ$	179.7	240	239.7
$150^\circ$	-121.4	300	298.6
$180^\circ$	-60	360	360

#### 3.3.8.2. Ángulo de incidencia de $25^\circ$

### 3.3. Optimización electromagnética del elemento reflectivo

En la figura 3.28 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $25^\circ$ .



**Figura 3.28.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 25^\circ$ .

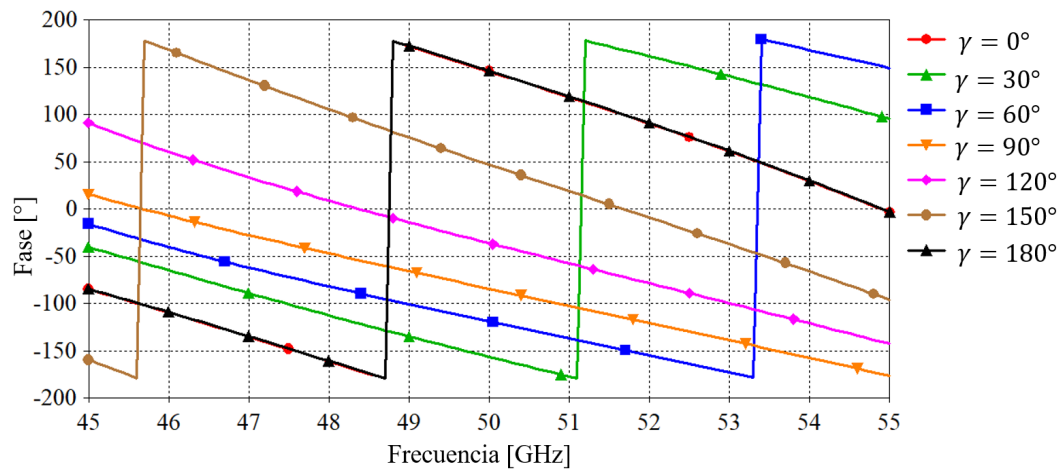
En la tabla 3-14 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados. Se puede apreciar que la estructura trabaja de acuerdo con lo esperado, es decir, la fase de la onda controlada obedece a la expresión  $2\gamma$ .

**Tabla 3-14.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 25^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
$0^\circ$	61.2	-	-
$30^\circ$	122	60	60.8
$60^\circ$	-179.64	120	119.16
$90^\circ$	-126.2	180	172.6
$120^\circ$	-66.1	240	232.7
$150^\circ$	-3.3	300	295.5
$180^\circ$	61.9	360	359.3

#### 3.3.8.3. Ángulo de incidencia de $55^\circ$

En la figura 3.29 se presenta la gráfica de la fase de la onda controlada cuando se varía el ángulo de rotación de las cargas  $\gamma$ , mientras se hace incidir una onda con ángulo de elevación  $\theta$  igual a  $55^\circ$ .



**Figura 3.29.** Fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 55^\circ$ .

En la tabla 3-15 se muestran los datos de la simulación y se comparan con los datos esperados. Se puede observar que para ángulos de rotación mayores a  $30^\circ$  la estructura no se comporta de manera esperada.

**Tabla 3-15.** Desplazamiento de fase de la onda controlada al variar  $\gamma$  con  $\theta = 55^\circ$

Ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ )	Fase de la onda controlada [°]	Desplazamiento de fase esperado [°]	Desplazamiento de fase obtenido en la simulación [°]
$0^\circ$	145.7	-	-
$30^\circ$	-156.5	60	57.8
$60^\circ$	-119	120	95.3
$90^\circ$	-84.3	180	130
$120^\circ$	-36.1	240	178.2
$150^\circ$	47	300	261.3
$180^\circ$	-60	360	360

### 3.4. Conclusiones

- I. Para sustituir los reflectores de la antena propuesta en el capítulo 2 por arreglos reflectivos se tomaron en cuenta los ángulos de caída de la onda en cada uno de los reflectores. El estudio hecho en la sección 3.1 concluyó que los elementos que deben integrar los arreglos reflectivos son los elementos tipo espirafase basados en anillos ranurados con cargas reactivas ya que aceptan ángulos de elevación de hasta  $60^\circ$  y que trabajan con ondas de polarización circular.

### 3.4. Conclusiones

---

- II. El principio de operación de los anillos ranurados con cargas reactivas se basa en eliminar una de las componentes de la onda reflejada. La onda reflejada se compone de dos partes: una onda controlada por el ángulo de giro de las cargas ( $\gamma$ ) (onda copolar) y una onda no controlada (onda de polarización cruzada). La onda no controlada debe tener un valor de magnitud de -20 dB en el mayor ancho de banda posible.
- III. Se utilizaron y optimizaron circuitos equivalentes para decidir el tipo de carga que se emplearía en los anillos. Las cargas capacitivas, que se pueden representar físicamente como capacitores interdigitales, fueron las elegidas por presentar un ancho de banda de 10 GHz donde la onda de polarización cruzada tiene un valor menor a -20 dB, 0.8 GHz por arriba de la respuesta de las cargas inductivas. El uso de los circuitos equivalentes facilita la optimización de las variables físicas en un software de simulación electromagnética ya que se tiene un punto de partida para comenzar la optimización.
- IV. Se utilizó un simulador electromagnético para trasladar los resultados obtenidos con los circuitos equivalentes y realizar la optimización de las variables físicas del anillo ranurado con cargas capacitivas. En esta optimización se tomó en cuenta
  - i. la aceptación del ángulo de elevación de la onda ( $\theta$ ),
  - ii. la respuesta al variar el ángulo de rotación de las cargas ( $\gamma$ ).
- V. Después de varias pruebas, el elemento que mejor se comportó tiene las siguientes medidas:
  - i.  $r_{int} = 0.715mm$
  - ii.  $r_{out} = 1.15mm$
  - iii.  $l = 0.467mm$

Tiene un ancho de banda de 6 GHz cuando la onda que incide tiene un ángulo de elevación de menos de  $40^\circ$ . Después de que el ángulo de elevación supera este valor, el ancho de banda es de 3 GHz. Además, al girar las cargas, la fase de la onda controlada se comporta según la expresión  $2\gamma$  para ángulos de elevación menores a  $55^\circ$ . Cuando la onda tiene un ángulo de elevación de  $55^\circ$ , el elemento tiene buena respuesta para ángulos de  $\gamma$  menores a  $30^\circ$ .





# Referencias

- [1] HUANG, J. ENCINAR, J., *Reflectarray Antennas*, John Wiley and Sons, 2008.
- [2] ENCINAR, J. DATASHVILI, J. ZORNOZA, M. ARREBOLA, M. SIERRA-CASTAÑER, J. BESADA, LEGAY, H., *Dual-polarization Dual-coverage Reflectarray for Space Applications*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 2827-2837, 2006.
- [3] HUM, S. OKONIEWSKI, J. DAVIES, J., *Realizing Electronically Tunable Reflectarray Using Varactor Diode-Tuned Elements*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, pp. 422-424, 2005.
- [4] TIENDA, C. ARREBOLA, M. ENCINAR, J., *Recent Developments of Reflectarray Antennas in Dual-Reflector Configurations*, International Journal of Antennas and Propagation, p.10, 2012.
- [5] POZAR, D. METZLER, A. *Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of Variable Sizes*, Electronic Letters, vol. 29, no. 8, pp. 657-658, 1991.
- [6] METZLER, T. SCHAUBERT, D. *Scattering from a Stub Loaded Microstrip Antenna*, IEEE Antennas and Propagation Society international Symposium, 1989.
- [7] SILVA-MONTERO, J. MARTÍNEZ-LÓPEZ, J. RODRÍGUEZ-CUEVAS, J. MARTYNYUK, A. *Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 10, pp. 4342-4351, 2015.
- [8] SAZONOV, D. MARKOV, G. *Antenas*, URSS, 1994.



# Capítulo 4

## Diseño final de la antena

En este capítulo se realizará la optimización de la antena con el fin de maximizar la eficiencia de apertura. El procedimiento de diseño se puede resumir en los siguientes puntos:

- i. Sustituir los reflectores con los arreglos reflectivos correspondientes: En este punto se establecen las coordenadas de los centros de los arreglos reflectivos y el centro de fase del alimentador, además de que se determina el origen de coordenadas de todo el sistema.
- ii. Establecer el número de elementos radiantes de cada uno de los arreglos reflectivos: Se calcula el número de elementos que poseen los arreglos y con esto se pueden establecer las coordenadas de cada uno de los elementos.
- iii. Establecer las distribuciones de campo de cada arreglo reflectivo: Con ayuda de las coordenadas determinadas en el punto anterior se puede calcular el campo eléctrico que llega a cada arreglo reflectivo.
- iv. Calcular los parámetros que describan las características de radiación de la antena: el patrón de radiación teórico y la ganancia teórica de la antena.
- v. Establecer un punto de partida para la optimización.
- iv. Optimización de la eficiencia de apertura: Calcular la eficiencia de apertura. La variable de optimización serán los giros de las cargas de cada elemento contenido en el arreglo reflectivo del subreflector. En este punto también se determinan los ángulos de giro de las cargas en el arreglo reflectivo principal.

## 4.1. Sistema de coordenadas de la antena

El punto de partida para el diseño de una antena de doble arreglo reflectivo en configuración offset es obtener la antena equivalente con doble reflector. Este procedimiento se realizó en el capítulo 2, donde a partir de 5 parámetros iniciales se determinaron otros parámetros que determinaban el acomodo de los elementos de la antena. A partir de este procedimiento se logró establecer la propuesta geométrica en la figura 2.12 y los diámetros de los arreglos reflectivos. En la tabla 4-1 se muestran los valores de los diámetros de los arreglos reflectivos.

**Tabla 4-1.** Valores de los diámetros de los arreglos reflectivos.

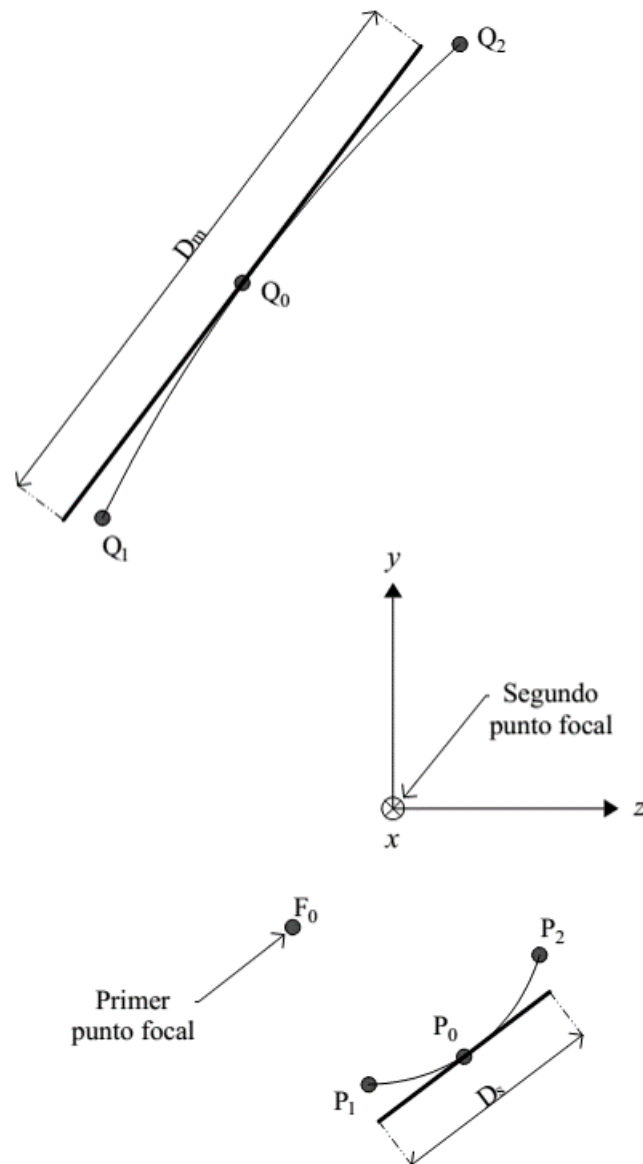
Parámetro	Valor [mm]
Diámetro del arreglo reflectivo principal ( $D_m$ )	96.18
Diámetro del arreglo reflectivo del subreflector ( $D_s$ )	37.74

Con ayuda de la figura 2.12 se puede hacer una representación general del diseño sustituyendo los reflectores por los arreglos reflectivos, tal como se muestra en la figura 4.1. Se puede observar que la posición de los reflectores está determinada por 3 puntos: para el caso del reflector principal se establecen los puntos  $Q_2, Q_0$  y  $Q_1$  y para el subreflector los puntos  $P_2, P_0$  y  $P_1$ . Los puntos  $Q_0$  y  $P_0$  corresponden al centro del reflector principal y subreflector, respectivamente. En estos puntos centrales de los reflectores se coloca el arreglo reflectivo correspondiente. También se establecen las coordenadas del primer punto focal, donde se colocará el alimentador, que corresponde al punto  $F_0$ . Todos los puntos mencionados están determinados por coordenadas  $(x, y, z)$  del sistema de coordenadas cuyo origen se encuentra en el segundo punto focal de la antena.

En la tabla 4-2 se encuentran las coordenadas de los puntos centrales de los arreglos reflectivos, así como las coordenadas del alimentador.

**Tabla 4-2.** Coordenadas de los puntos centrales de los arreglos reflectivos

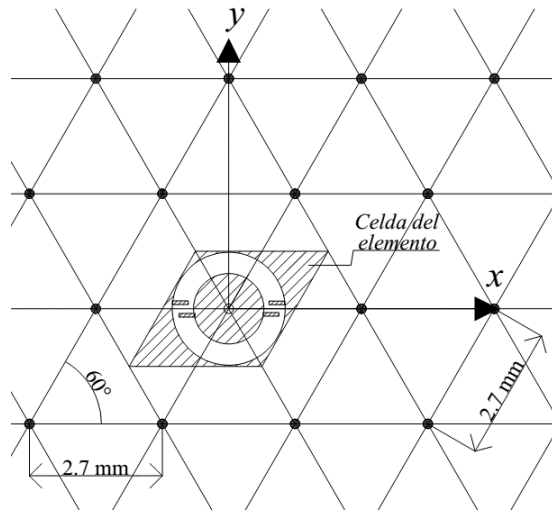
Punto	Coordenadas [mm]		
	Eje x	Eje y	Eje z
$F_0$	0	-18.8	-15.9
$Q_0$	0	85.5	-24.7
$P_0$	0	-34.2	9.9



**Figura 4.1.** Vista lateral del sistema de doble arreglo reflectivo en configuración offset.

#### 4.1.1. Distribución de los elementos sobre los arreglos reflectivos

El siguiente paso es hacer el acomodo de los elementos reflectivos sobre los arreglos. Los elementos radiantes, como se estableció en el capítulo anterior, están diseñados para formar parte de una malla de disposición triangular. En cada nodo de la malla se colocarán los elementos radiantes cuya celda mide  $2.7 \text{ mm}$  por lado y ocupa un área de  $6.3133 \text{ mm}^2$ . En la figura 4.2, se muestra un ejemplo del acomodo en la malla.



**Figura 4.2.** Acomodo de los elementos en el arreglo reflectivo.

El arreglo reflectivo secundario tiene un diámetro de 34.74 mm, lo que corresponde a un área de  $947.88 \text{ mm}^2$ , de tal manera que el número de elementos que se pueden colocar sobre él es de 151. El arreglo reflectivo principal tiene un diámetro de 96.18 mm, lo que corresponde a un área de  $7265.4 \text{ mm}^2$ . El número de elementos que pueden plasmarse sobre este arreglo es de 1151. El número de elementos de los arreglos reflectivos debe ser un número entero, además de que los elementos deben estar dentro de la circunferencia que describe al arreglo. Es por eso por lo que antes de establecer el número de elementos se debe tener la certeza de que se cumpla con estas condiciones.

En la tabla 4-3 se muestra el número de elementos que contiene el arreglo reflectivo principal y el arreglo reflectivo secundario.

**Tabla 4-3.** Número de elementos en los arreglos reflectivos.

	Número de elementos
Arreglo refelectivo principal	$N = 1101$
Arreglo reflectivo secundario	$M = 151$

Con los datos de las coordenadas de los centros de los arreglos reflectivos (tabla 4-2) y el número de elementos que cada uno posee (tabla 4-3), se pueden calcular fácilmente las coordenadas de cada elemento.

## 4.2. Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena

Antes de comenzar el proceso de optimización es necesario el cálculo de algunas variables como son el campo eléctrico en cada arreglo reflectivo, el

patrón de radiación, la ganancia de la antena y la eficiencia de la antena. En las siguientes secciones se detalla el cálculo de cada uno de estos parámetros.

### 4.2.1. Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector

Para calcular el campo en cada elemento del arreglo reflectivo secundario es necesario hacer uso de las coordenadas del centro de fase del alimentador y las coordenadas de cada elemento contenido en el arreglo reflectivo del subreflector.

El campo eléctrico que llega a cada elemento del arreglo reflectivo secundario se calcula considerando los rayos provenientes del centro de fase del alimentador, por lo que se requiere hacer uso del patrón de radiación del alimentador. Una forma de representar el patrón de radiación de la corneta está dada por la siguiente ecuación:

$$G_a(\theta) = \begin{cases} 2(n+1)\cos^n(\theta) & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0 & \pi/2 < \theta < \pi \end{cases} \quad (4.1)$$

Usando la ecuación (4.1) podemos aproximarnos a la representación del patrón de radiación de la corneta asignando un valor a  $n$  tal como se hizo en el capítulo 2 sección 2.3.4. En este caso, el valor de  $n$  es 21.33 para obtener la misma aproximación que en la figura 2.15, por lo que podemos reescribir la ecuación (4.1) como:

$$G_a(\theta) = 44.66 \cos^{21.33}(\theta) \quad (4.2)$$

Donde  $\theta$  está dado en radianes.

Con la ecuación (4.2) normalizada podemos calcular el campo eléctrico proveniente del alimentador como:

$$E_m^{sub} = \cos^{21.33}(\theta_m) \frac{e^{-jkd_m}}{d_m} \quad (4.3)$$

Donde:

$\theta_m$  es el ángulo que forma el eje donde se ubica el alimentador y la recta que une el centro de fase del alimentador con el centro del elemento  $m$  del arreglo reflectivo secundario ( $P_m$ ), tal como se muestra en la figura 4.3. Este ángulo se calcula con la siguiente ecuación:

$$\cos(\theta_m) = \frac{c_m^2 - d_m^2 - d_{sub}^2}{-2d_{sub}d_m} \quad (4.4)$$

$c_m$  es la distancia del centro del subreflector ( $P_0$ ) al centro de centro del elemento  $m$  del arreglo reflectivo secundario ( $P_m$ ):

$$c_m = \sqrt{(P_{0x} - P_{mx})^2 + (P_{0y} - P_{my})^2 + (P_{0z} - P_{mz})^2} \quad (4.5)$$



## 4.2. Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena

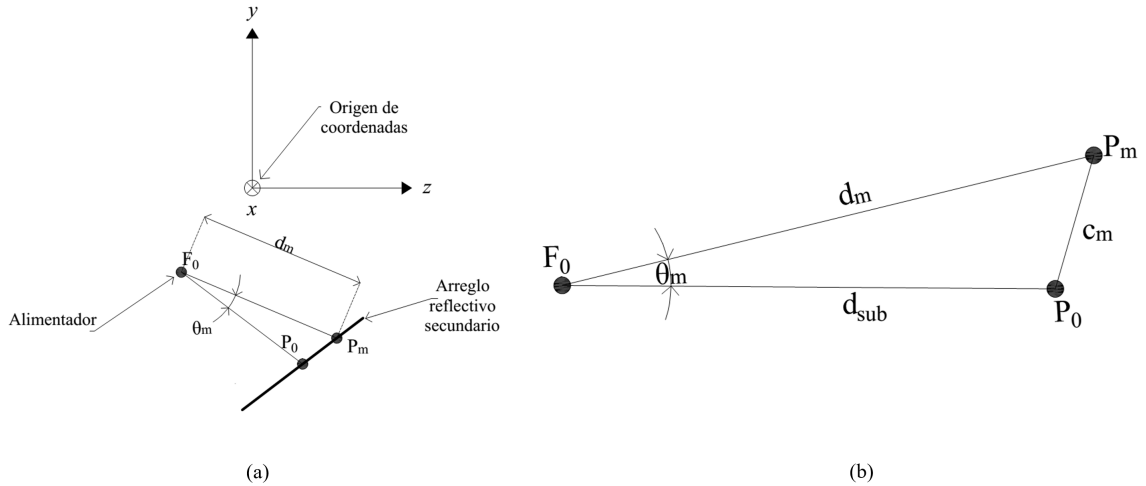
$d_m$  es la distancia del alimentador ( $F_0$ ) a cada uno de los elementos del arreglo reflectivo secundario ( $P_m$ )

$$d_m = \sqrt{(F_{0x} - P_{mx})^2 + (F_{0y} - P_{my})^2 + (F_{0z} - P_{mz})^2} \quad (4.6)$$

$d_{sub}$  es la distancia del alimentador ( $F_0$ ) al arreglo reflectivo secundario medida sobre el eje donde se coloca su centro de fase. Este eje intercepta justo con el centro del arreglo reflectivo secundario  $P_0$ , por lo que puede ser calculada como:

$$d_m = \sqrt{(P_{0x} - F_{0x})^2 + (P_{0y} - F_{0y})^2 + (P_{0z} - F_{0z})^2} \quad (4.7)$$

$k$  es el número de onda calculado como  $k = 2\pi/\lambda$



**Figura 4.3.** (a) Posición del alimentador y el arreglo reflectivo secundario. (b) Variables para el cálculo del ángulo  $\theta_m$ .

La ecuación (4.3) se puede describir como:

$$E_m^{sub} = \left( \frac{c_m^2 - d_m^2 - d_{sub}^2}{-2d_{sub}d_m} \right)^{21.33} \frac{e^{-j2\pi d_m/\lambda}}{d_m} \quad (4.8)$$

### 4.2.2. Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo principal

El campo eléctrico en un elemento  $n$  del arreglo reflectivo principal se calcula como la suma del campo eléctrico proveniente de cada uno de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector.

El cálculo del campo eléctrico en el elemento  $n$  se establece en la ecuación (4.9), donde se considera una onda de polarización circular de mano izquierda.

## 4.2. Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena

---

$$E_n^{ref} = \sum_{m=1}^M \left( E_m^{sub} e^{-2jg_{sm}} G_e(\theta) \frac{e^{-jkd_n}}{d_n} \right) \quad (4.9)$$

Donde:

$E_m^{sub}$  es el campo eléctrico radiado por el elemento  $m$  del arreglo reflectivo secundario,

$g_{sm}$  es el ángulo de giro de las cargas del elemento  $m$  del arreglo reflectivo secundario,

$G_e(\theta_s)$  es el patrón de radiación normalizado del elemento reflectivo evaluado en  $\theta_s$ ,

$\theta_s$  es el ángulo que se forma entre  $d_n$  y la normal del arreglo reflectivo secundario, tal como se muestra en la figura 4.4,

$d_n$  es la distancia del centro del elemento  $m$  del arreglo reflectivo secundario al centro del elemento  $n$  del arreglo reflectivo principal (figura 4.4)

$$d_n = \sqrt{(P_{m_x} - Q_{n_x})^2 + (P_{m_y} - Q_{n_y})^2 + (P_{m_z} - Q_{n_z})^2} \quad (4.10)$$

Una vez que se determina el campo que llega al arreglo reflectivo principal se puede calcular el ángulo de giro de las cargas de este arreglo mediante la siguiente ecuación:

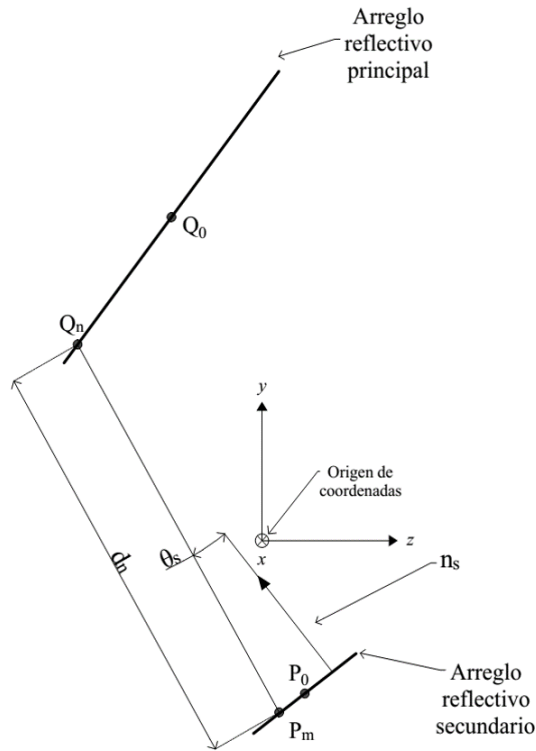
$$g_{R_n} = \frac{FaseE_n^{ref} - fasepromedio}{2} \quad (4.11)$$

Donde:

$FaseE_n^{ref}$  es la fase que llega al elemento  $n$  proveniente del arreglo reflectivo secundario, y

$fasepromedio$  es el promedio de las fases del campo eléctrico de los elementos del arreglo reflectivo principal.

Como se puede ver, es necesario el uso del patrón de radiación del elemento radiante, en la siguiente sección se describirá su obtención y la ecuación que lo determina.



**Figura 4.4.** Variables para el cálculo del campo eléctrico en elemento  $n$  del arreglo reflectivo principal.  $n_s$  es la normal del arreglo reflectivo secundario.

#### 4.2.2.1. Patrón de radiación del elemento reflectivo del arreglo reflectivo

Con ayuda del software electromagnético se puede conocer el patrón de radiación del elemento de la figura 4.5.

En la figura 4.6 se muestra el patrón de radiación obtenido con el software de simulación electromagnética.

Para representar este patrón con una expresión matemática, se aproximó a un polinomio de sexto orden:

$$G_e(\theta_s) = 0.104\theta^6 - 0.49\theta^5 + 0.61\theta^4 + 0.35\theta^3 - \theta^2 - 0.24\theta + 1 \quad (4.12)$$

En la figura 4.7 se muestra la comparación entre la respuesta obtenida con el software y la aproximación de la ecuación (4.12).

## 4.2. Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena

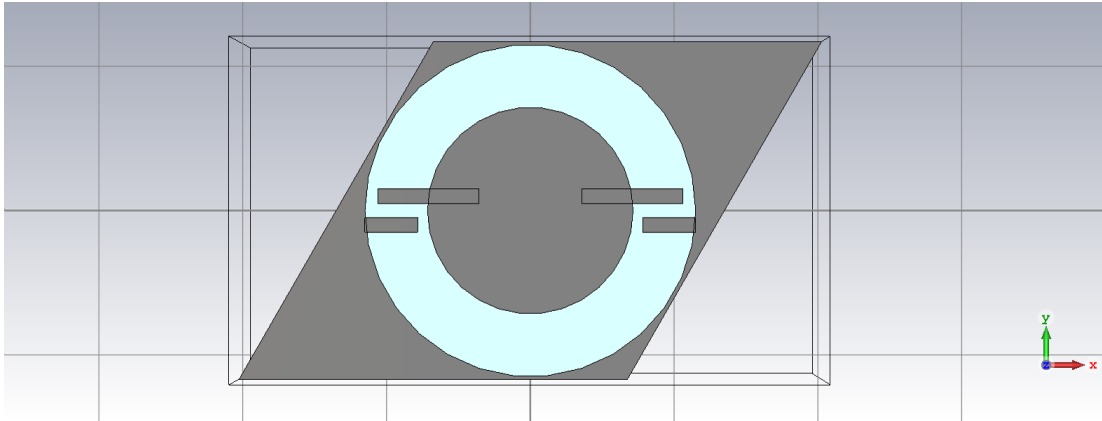


Figura 4.5. Celda unitaria del arreglo reflectivo.

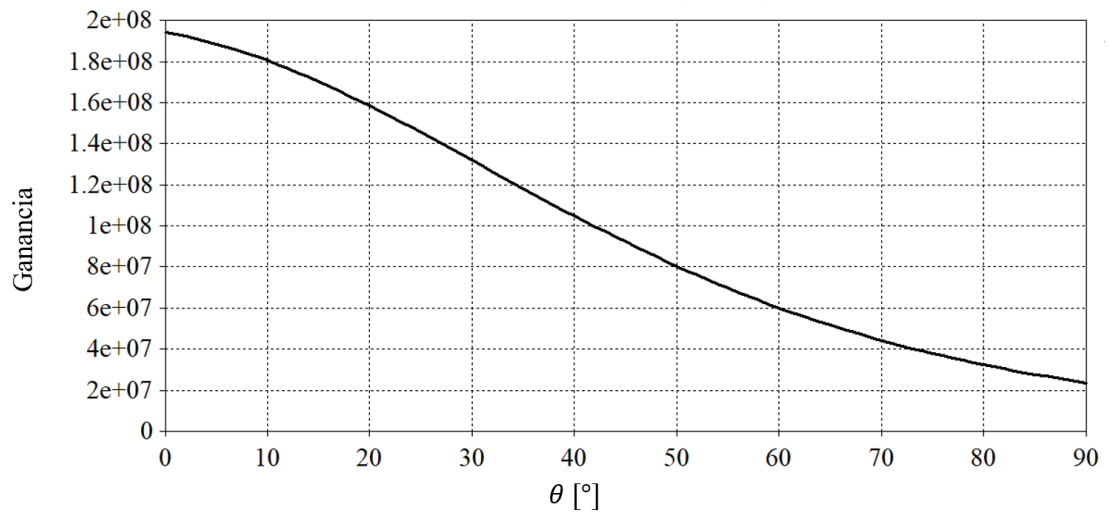


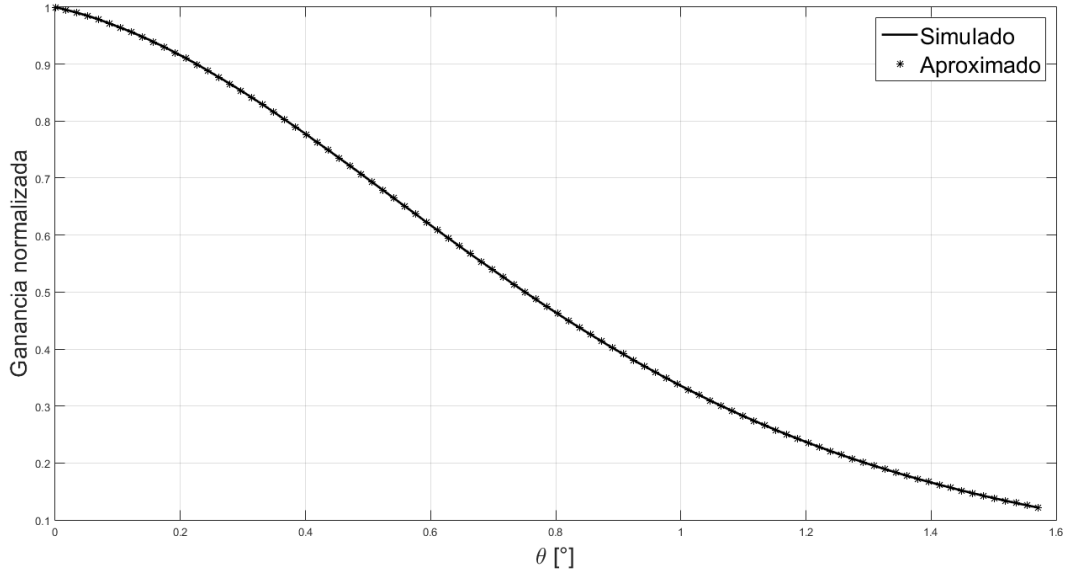
Figura 4.6. Patrón de radiación del elemento reflectivo.

### 4.2.3. Eficiencia de la antena

La eficiencia de apertura de la antena es el producto de la eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo secundario, la eficiencia de iluminación y de desbordamiento del arreglo reflectivo principal.

#### 4.2.3.1. Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del subreflector

Considerando que el patrón de radiación del alimentador es simétrico, la eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo secundario se puede calcular como:



**Figura 4.7.** Comparación del patrón de radiación del elemento reflectivo con la ecuación (4.12).

$$\eta_s = \frac{\int_0^{\theta_{max}} 44.66 \cos^{21.33}(\theta) \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi} 44.66 \cos^{21.33}(\theta) \sin(\theta) d\theta} \quad (4.13)$$

Donde:

$\theta_{max}$  es el ángulo que tiene como origen el centro de fase del alimentador y se forma con el centro del subreflector y el borde de este.

#### 4.2.3.2. Eficiencia de iluminación del arreglo reflectivo principal

La eficiencia de iluminación en el arreglo reflectivo principal se calcula como:

$$\eta_t = \frac{\left(\sum_{n=1}^N E_n^{ref}\right)^2}{N \sum_{n=1}^N (E_n^{ref})^2} \quad (4.14)$$

#### 4.2.3.3. Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo principal

La eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo principal es la relación del campo eléctrico que llega al reflector proveniente del subreflector y el campo eléctrico o total radiado por el subreflector considerando que existen elementos fuera del reflector.

## 4.2. Cálculo de los parámetros de desempeño de la antena

---

$$\eta_{sref} = \frac{\sum_{n=1}^N (E_n^{ref})^2}{N \sum_{p=1}^P (E_p^{ref})^2} \quad (4.15)$$

Donde:

$E_p^{ref}$  es el campo eléctrico en el elemento  $p$  proveniente del subreflector y  $P$  es el número total de elementos a los que llega el campo eléctrico total del subreflector.

Con las ecuaciones (4.13), (4.14) y (4.15) se puede escribir la eficiencia de apertura de la antena como:

$$\eta_A = \eta_s \eta_t \eta_{sref} \quad (4.16)$$

### 4.2.4. Patrón de radiación de la antena

Para calcular el patrón de radiación teórico de la antena se utiliza la siguiente expresión [2]:

$$P = \sum_{n=1}^N I_n e^{jkR_n} \quad (4.17)$$

Donde:

$$I_n = |E_n^{ref}| (\cos(ang_n) + j \sin(ang_n)) \quad (4.18)$$

$$R_n = x_{r_n} \sin(\theta) \cos(\phi) + y_{r_n} \sin(\theta) \sin(\phi) \quad (4.19)$$

$$ang_n = -Fase E_n^{ref} + 2g_{R_n} \quad (4.20)$$

### 4.2.5. Ganancia de la antena

La ganancia máxima de la antena se calcula como:

$$G_{max} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (4.21)$$

Donde:

$A$  es el área efectiva de la antena, y

$\lambda$  es la longitud de onda de operación.

El área efectiva de la antena es el área del arreglo reflectivo principal, la cual se puede calcular con la siguiente expresión:

$$A_R = A_{elem} N \quad (4.22)$$

Donde:

### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena

---

$A_{elem}$  es el área de los elementos del arreglo reflectivo principal, y

$N$  es el número de elementos dentro de él.

El área del elemento se calcula empleando la siguiente ecuación:

$$A_{elem} = \frac{\sqrt{3}}{2} p^2 \quad (4.23)$$

Donde:

$p$  es el periodo del elemento.

La ecuación (4.21) puede reescribirse como:

$$G_{max} = \frac{4\pi N \sqrt{3} p^2}{2\lambda^2} \quad (4.24)$$

La ganancia teórica se calcula como:

$$G_T = \frac{4\pi N \sqrt{3} p^2 \eta_A}{2\lambda^2} \quad (4.25)$$

### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena

El proceso de optimización de la antena consiste en maximizar la eficiencia de apertura mediante la manipulación de los ángulos de giro de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo secundario. Para llevar a cabo esta optimización es necesario seguir los siguientes pasos:

- i. Establecer las coordenadas de cada elemento de los arreglos reflectivos.
- ii. Establecer la variable a optimizar: en este caso será la variable  $g_{S_m}$
- iii. Calcular el campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo secundario (ecuación (4.8)).
- iv. Calcular el campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo principal (ecuación (4.9)).
- v. Calcular los giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal (ecuación (4.11)).
- vi. Establecer la función objetivo: la cual es la eficiencia de la antena (ecuación (4.16)) y el objetivo es maximizarla.
- vii. Calcular el patrón de radiación de la antena (ecuación (4.17)).
- viii. Calcular la ganancia de la antena (ecuación (4.24)).

### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena

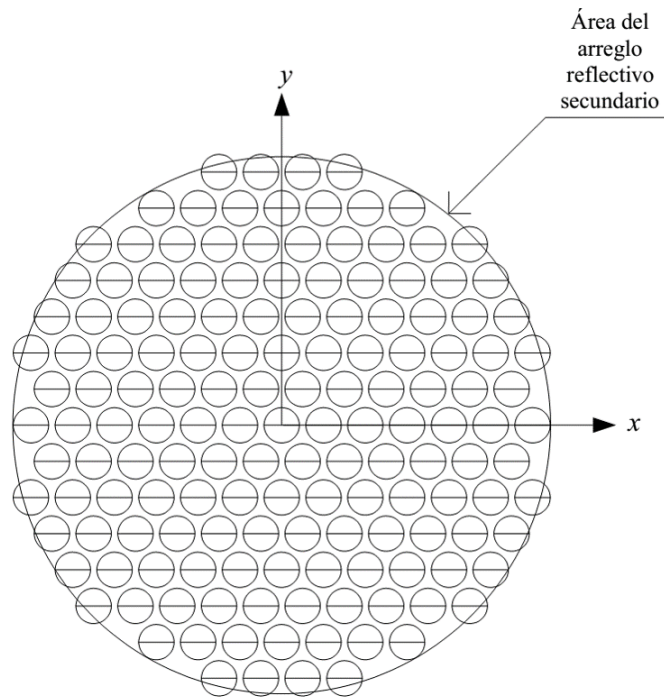
---

Para tener un punto de partida, se calcula la distribución del campo en los arreglos reflectivos y la eficiencia de apertura cuando los giros de las cargas de los elementos en el subreflector son  $0^\circ$ , tal como se muestra en la figura 4.8.

Con ayuda de las ecuaciones (4.8) y (4.9) se calculó la distribución del campo en el arreglo reflectivo secundario y principal, respectivamente. En las figuras 4.9 y 4.10 se muestran los resultados.

Usando las ecuaciones (4.13-4.16) se calculan las eficiencias.

$$\eta_s = 0.9827, \eta_t = 0.9611, \eta_{sref} = 0.814, \eta_A = 0.7688$$



**Figura 4.8.** Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo secundario.

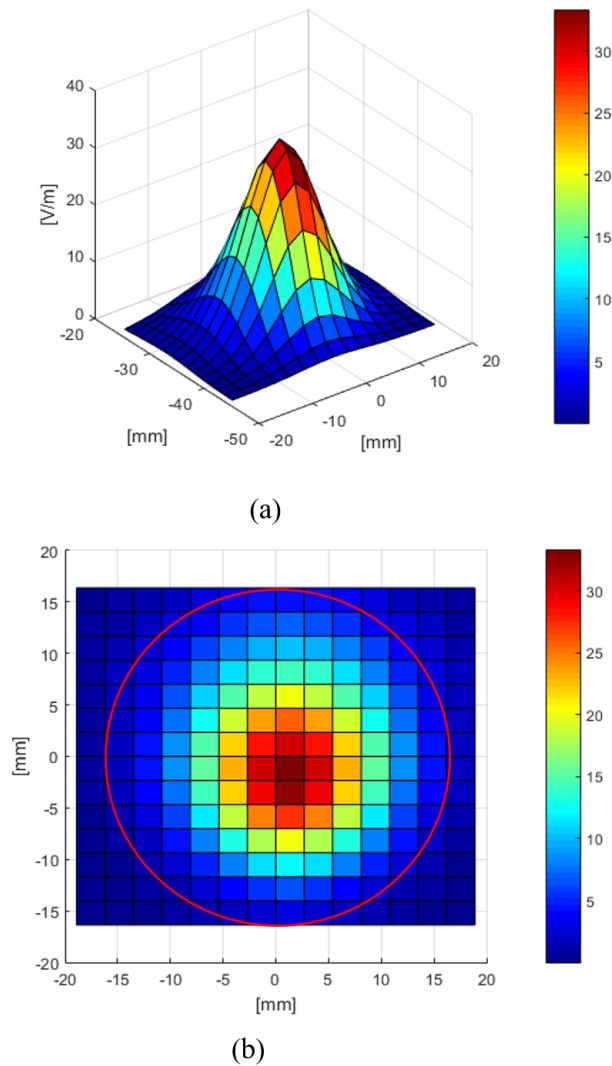
Como se puede observar en la figura 4.9, el campo que llega al arreglo reflectivo del subreflector se concentra en el centro, lo que permite que las pérdidas de desbordamiento sean bajas y la eficiencia  $\eta_s$  sea alta.

Para el caso del arreglo reflectivo principal, se puede ver en la figura 4.10 que el campo que radia el arreglo reflectivo del subreflector se distribuye de manera casi uniforme en el área del arreglo reflectivo principal, es por eso por lo que la eficiencia de iluminación  $\eta_t$  tiene un nivel alto. Sin embargo, parte de los rayos provenientes del arreglo reflectivo secundario, se encuentran fuera del arreglo reflectivo principal, lo que ocasiona pérdidas de desbordamiento, de ahí el nivel de eficiencia  $\eta_{sref}$  de 0.814. La eficiencia de apertura para este caso es de 76.88 %.



### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena

---

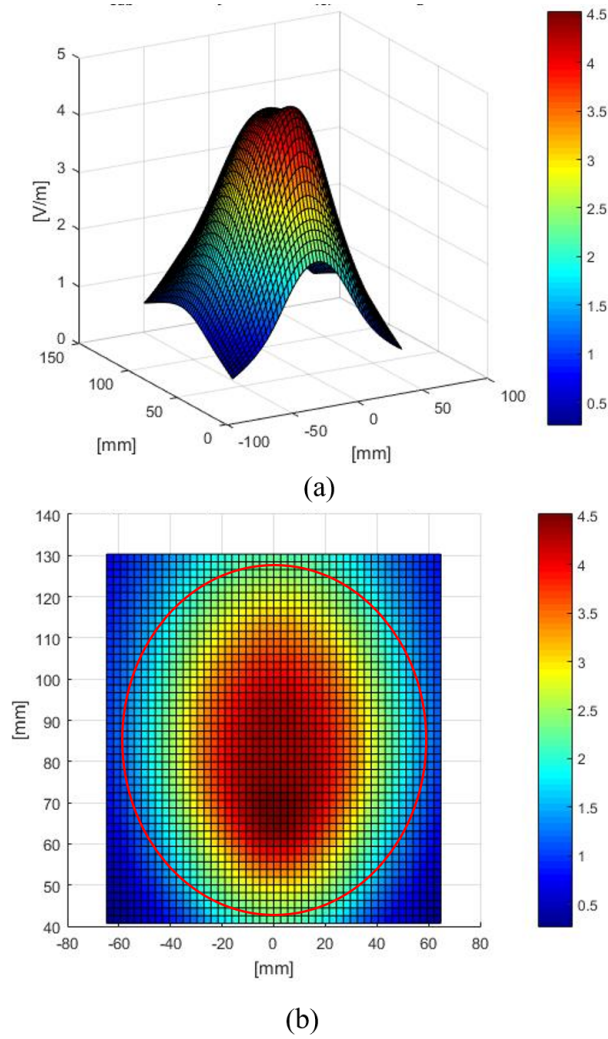


**Figura 4.9.** Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo secundario (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal.

El siguiente paso es el cálculo de los giros del arreglo reflectivo principal con ayuda de la ecuación (4.11). En la figura 4.11 se muestran los giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal.

El patrón de radiación se muestra en la figura 4.12 y tiene un ancho de haz a -3 dB de  $5.6^\circ$ . Los lóbulos laterales tienen un nivel de -11.26 dB.

### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena



**Figura 4.10.** Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo principal (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal.

Usando la ecuación (4.24), el valor de la ganancia máxima de la antena es el siguiente:

$$G_{max} = \frac{4\pi(1101)\sqrt{3}(2.7mm)^2}{2(6mm)^2} = 2426.3$$

En términos de dB, la ganancia máxima de la antena es:

$$G_{max} = 10 \log_{10} G_{max} = 33.85 [dB]$$

La ganancia teórica antes de la optimización, se puede calcular con ayuda de la ecuación 4.25:

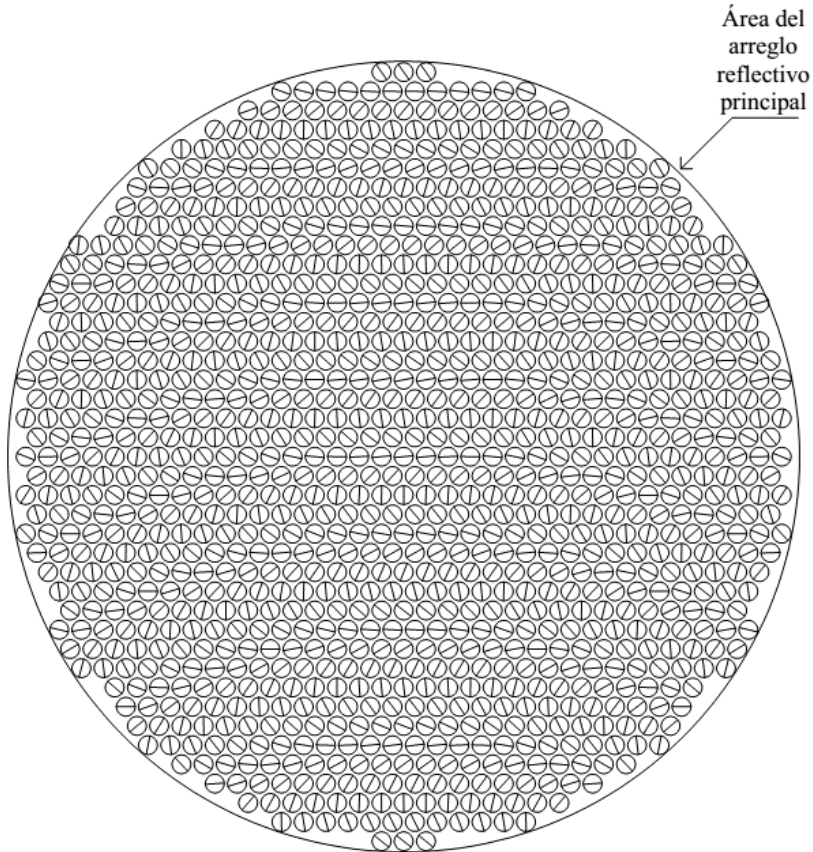
$$G_T = \frac{4\pi(1101)\sqrt{3}(2.7mm)^2(0.7688)}{2(6mm)^2} = 1865.37$$

### 4.3. Optimización de los parámetros de desempeño de la antena

---

$$G_T = 32.7 \text{ [dB]}$$

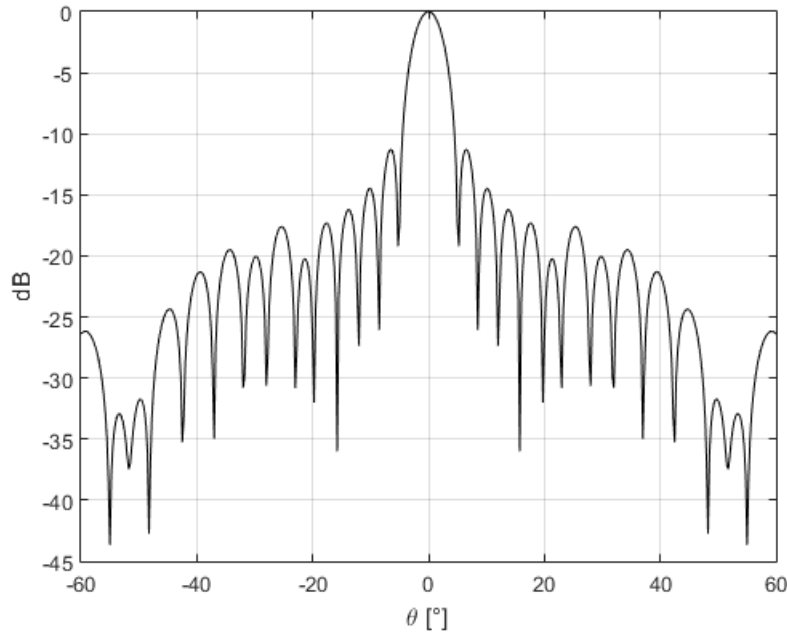
En la tabla 4-4 se plasma el resumen de estos cálculos.



**Figura 4.11.** Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal antes de la optimización.

**Tabla 4-4.** Parámetros de desempeño de la antena antes de ser optimizada.

Eficiencia de apertura	75.88 %
Ancho de lóbulo principal a -3 dB	4°
Nivel de lóbulos laterales	-11.26 dB
Ganancia teórica	32.7 dB



**Figura 4.12.** Patrón de radiación teórico de la antena antes de ser optimizada.

## 4.4. Resultados de la optimización de la antena

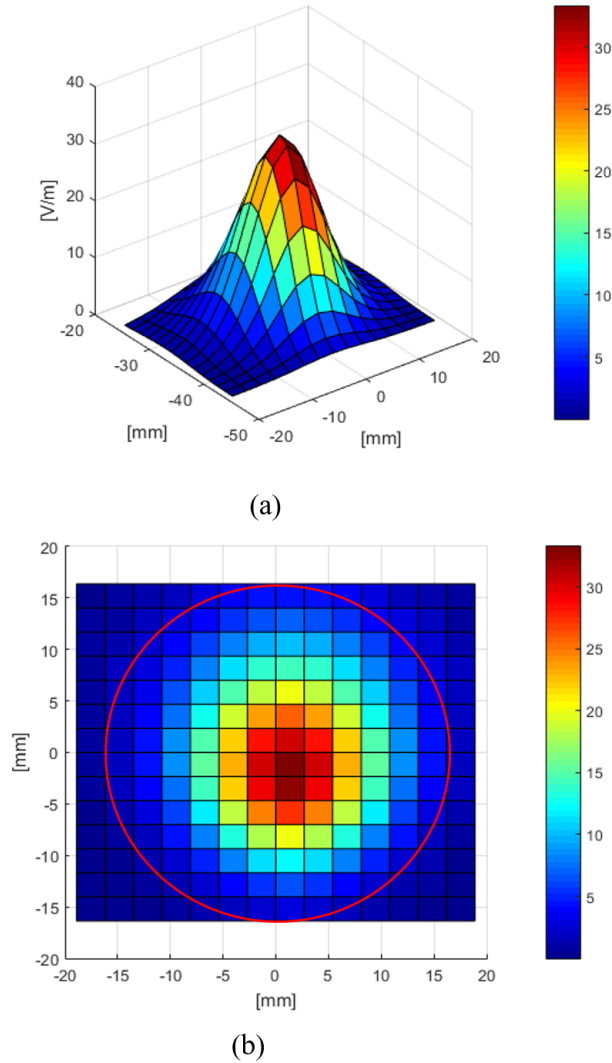
Los cálculos hechos anteriormente establecen un punto de partida para realizar la optimización de la antena. La optimización se realiza con el algoritmo quiasi-Newton. En la siguiente sección se muestran los resultados de esta optimización.

Con la geometría propuesta y considerando los patrones de radiación del elemento reflectivo y el alimentador, se observa que el campo eléctrico que llega al subreflector se concentra en el centro (figura 4.13), permitiendo que las pérdidas por desbordamiento en el subreflector sean bajas. La eficiencia de desbordamiento del subreflector resultó en 0.9827. Este valor es el mismo que en cálculo anterior dado que no se hizo una modificación con el alimentador ni en la manera en que el arreglo reflectivo secundario recibe la onda.

Los ángulos optimizados de los giros de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo secundario se muestran en la figura 4.14. Con esta modificación de los ángulos, se logra que el arreglo reflectivo secundario radie el campo eléctrico hacia el arreglo reflectivo principal.

En la figura 4.15 se muestra la distribución del campo que llega al arreglo reflectivo principal proveniente del arreglo reflectivo secundario. Se puede observar que el campo se distribuye de manera uniforme sobre el arreglo por lo

que se tiene una eficiencia de iluminación de 0.9431 y la eficiencia de desbordamiento es de 0.9278. La eficiencia de la apertura es de 0.8599.



**Figura 4.13.** Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo secundario después de la optimización (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal.

En la figura 4.16 se muestra la distribución de la fase en el arreglo reflectivo principal, mientras que en la figura 4.18 se muestran los giros de las cargas de los elementos en este arreglo.

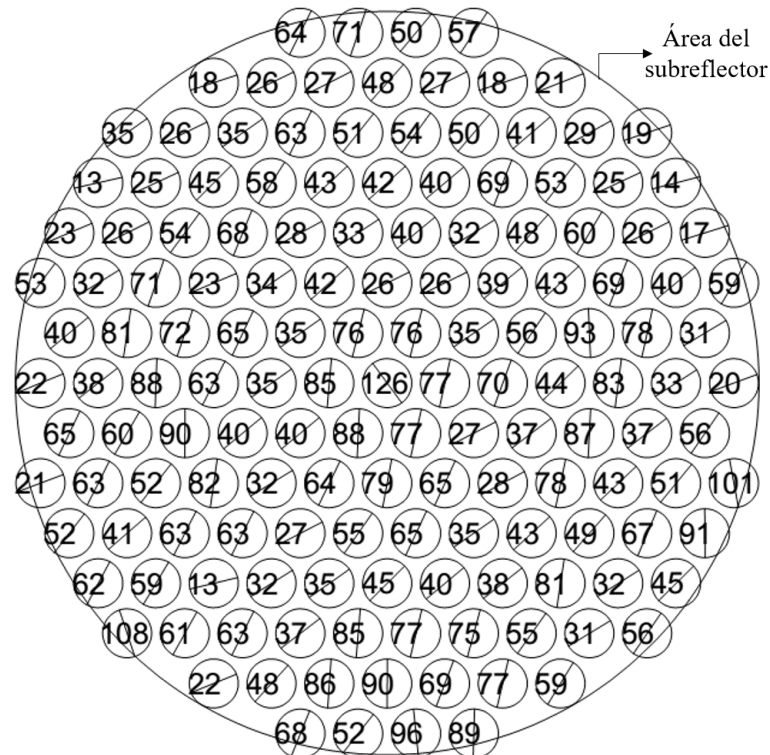
En la figura 4.17 se observa el patrón de radiación teórico de la antena después de ser optimizada. El ancho de lóbulo principal es de  $4^\circ$  y el nivel de lóbulo secundario es de  $-18.95$  dB.

#### 4.4. Resultados de la optimización de la antena

En la tabla 4-5 se muestra el resumen de los parámetros calculados de la antena después de la optimización.

**Tabla 4-5.** Parámetros de desempeño de la antena después de la optimización.

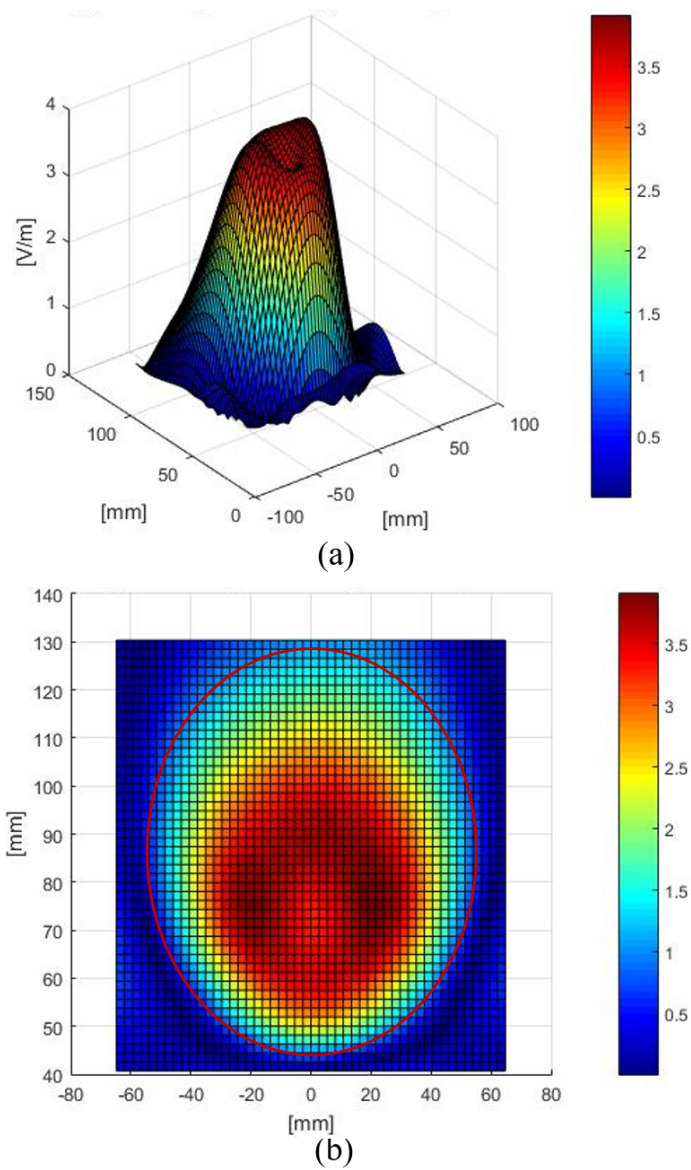
Parámetros	Valor
$\eta_s$	0.9827
$\eta_t$	0.9431
$\eta_{sref}$	0.9278
Eficiencia de apertura ( $\eta_A$ )	85.99 %
Ancho de lóbulo principal a -3 dB	4°
Nivel de lóbulos laterales	-18.95 dB
Ganancia teórica	33.19 dB



**Figura 4.14.** Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo secundario después de la optimización.

#### 4.4. Resultados de la optimización de la antena

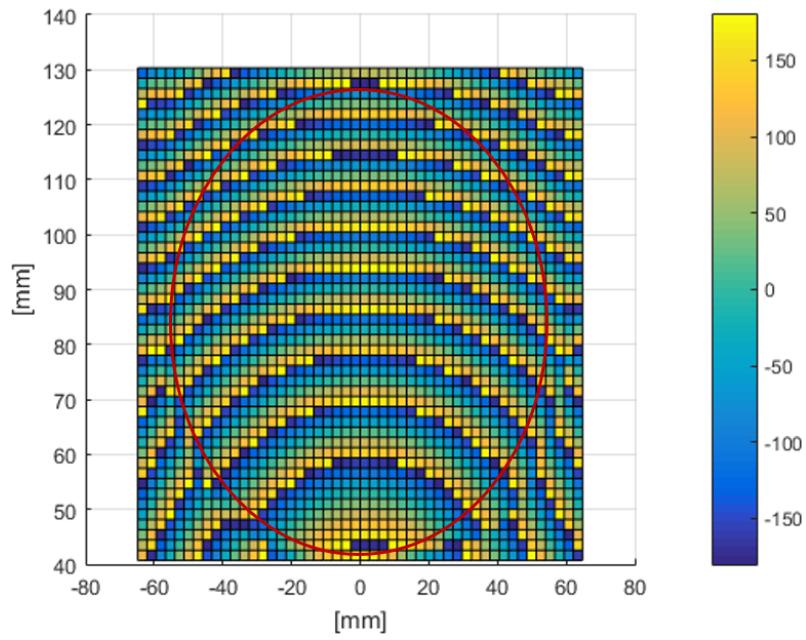
---



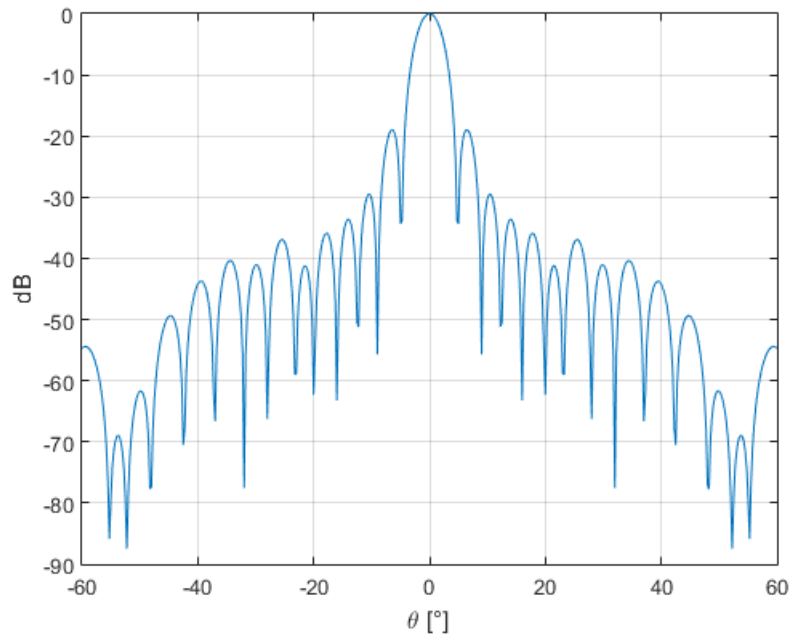
**Figura 4.15.** Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo principal después de la optimización (— área del arreglo). (a) Vista en perspectiva y (b) vista frontal.

#### 4.4. Resultados de la optimización de la antena

---



**Figura 4.16.** Distribución de la fase [°] sobre el arreglo reflectivo principal después de la optimización



**Figura 4.17.** Patrón de radiación teórico de la antena después de la optimización.



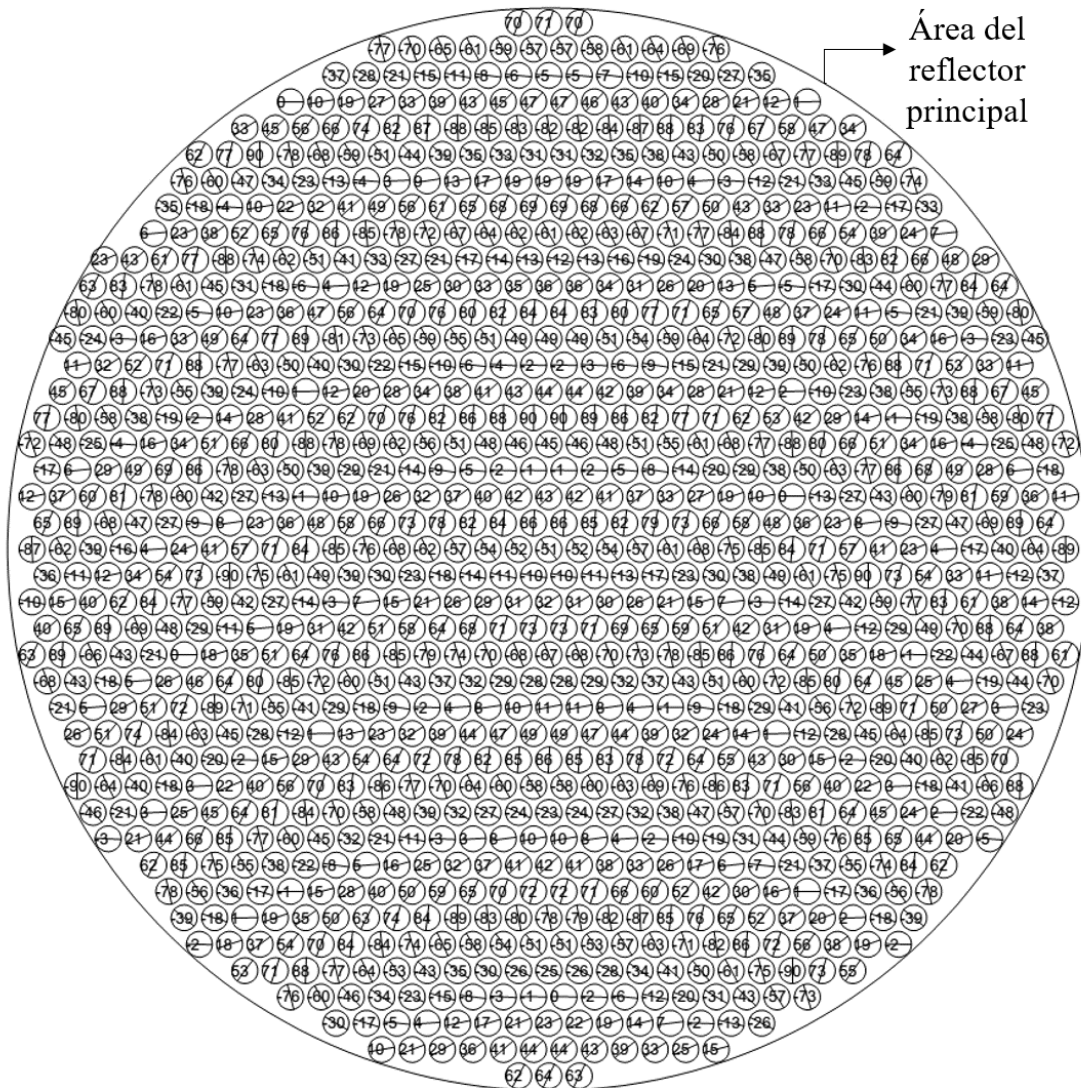


Figura 4.18. Giros de las cargas de los elementos en el arreglo reflectivo principal después de la optimización.

## 4.5. Conclusiones

- I. El reflector principal y el subreflector son sustituidos por los arreglos reflectivos principal y secundario, respectivamente. El arreglo reflectivo principal tiene un diámetro de 96.18 mm, mientras que el arreglo reflectivo secundario tiene un diámetro de 34.74 mm. Se establece el origen de coordenadas del sistema en el segundo foco. Los arreglos reflectivos se sitúan en los centros de los mismos centros donde se encontraban los reflectores.

#### 4.5. Conclusiones

---

- II. El arreglo reflectivo secundario está formado por 151 elementos y el arreglo reflectivo principal por 1101 elementos.
- III. En un principio se calcula la distribución del campo en los arreglos reflectivos fijando en  $0^\circ$  el ángulo de rotación de los elementos del arreglo reflectivo secundario ( $g_{S_m}$ ) y se calcula la eficiencia de la antena bajo estas condiciones:

$$\eta_s = 0.9827$$

$$\eta_t = 0.9611$$

$$\eta_{sref} = 0.814$$

$$\eta_A = 0.7688$$

La antena antes de optimizar tiene un ancho de haz a -3 dB de  $4^\circ$ . Los lóbulos laterales tienen un nivel de -11.26 dB. Además de tener una ganancia de 33.85 dB.

- IV. La optimización se realiza con el algoritmo quasi-Newton donde las variables son los ángulos de giros de los elementos en el arreglo reflectivo secundario ( $g_{S_m}$ ) y la meta es obtener una máxima eficiencia de apertura  $\eta_A$ .

Después de la optimización se logran obtener los siguientes resultados:

$$\eta_s = 0.9827$$

$$\eta_t = 0.9431$$

$$\eta_{sref} = 0.9278$$

$$\eta_A = 0.8599$$

La antena después de ser optimizada tiene un ancho de haz a -3 dB de  $4^\circ$ . Los lóbulos laterales tienen un nivel de -18.95 dB. Además de tener una ganancia de 33.19 dB.



# Referencias

- [1] QUINSTAR TECHNOLOGY INC *Características de la antena corrugada es-  
calar.*
- [2] SAZONOV, D. MARKOV, G. *Antenas*, URSS, 1994.
- [3] BALANIS, S. *Antenna Theory Analysis and Design*, Ed. John Willey &  
Sons, 2005.



# Capítulo 5

## Fabricación y medición de la antena

En este capítulo se describe el proceso de fabricación de los arreglos reflectivos, además de establecer el soporte que se acople mejor a la geometría de la antena. Posteriormente se realizan las mediciones de la antena y se comparan con los resultados teóricos.

### 5.1. Fabricación de los arreglos reflectivos

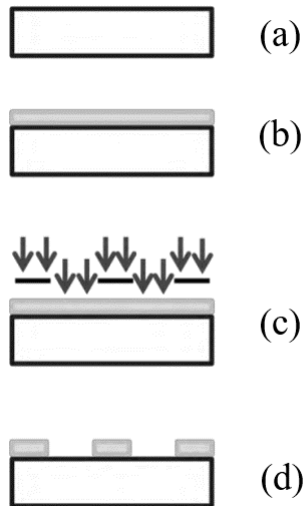
Debido al tamaño de los elementos, se utiliza el proceso de fabricación llamado fotolitografía para fabricar ambos arreglos.

#### 5.1.1. Proceso de fabricación basado en fotolitografía

El proceso de fotolitografía se realiza siguiendo los siguientes pasos:

1. Impresión de las máscaras de los arreglos reflectivos: Para realizar este proceso es indispensable contar con las máscaras de los arreglos reflectivos que son los patrones que irán plasmados en el arreglo reflectivo. Estas máscaras se imprimen sobre acetatos.
2. Se selecciona el sustrato sobre el que se plasmará el arreglo reflectivo: en este caso el sustrato corresponde al material de Rogers Corporation RT/duroid 5880 [1], el cual posee una constante dieléctrica de 2.2 y un espesor de 0.127 mm (figura 5.1 (a)).
3. Se deposita fotorresist sobre el sustrato (figura 5.1 (b)).
4. Se utiliza la alineadora para acoplar la máscara del arreglo reflectivo en la zona deseada sobre el sustrato con fotorresist (figura 5.1 (c)).

5. Se expone la pieza a la luz ultravioleta: las partes de cobre expuestas a la luz serán removidas debido a que se utiliza fotorresist positivo (figura 5.1 (c)).
6. Finalmente se revela (figura 5.1 (d)).



**Figura 5.1.** (a) Sustrato RT/duroid 5880, (b) depósito de fotorresist, (c) alineación de la máscara y exposición a la luz ultravioleta y (d) revelado.

### 5.1.2. Máscaras de los arreglos reflectivos

Para obtener el patrón deseado en los arreglos reflectivos se utilizan máscaras impresas sobre acetatos. Las máscaras del arreglo reflectivo principal y el arreglo reflectivo secundario, para el caso de la antena diseñada en este trabajo, se pueden observar en las figuras 5.2 y 5.3, respectivamente.

En la figura 5.4 se muestran los arreglos fabricados del subreflector y el reflector. En la figura 5.5 se muestra un acercamiento a los elementos reflectivos.

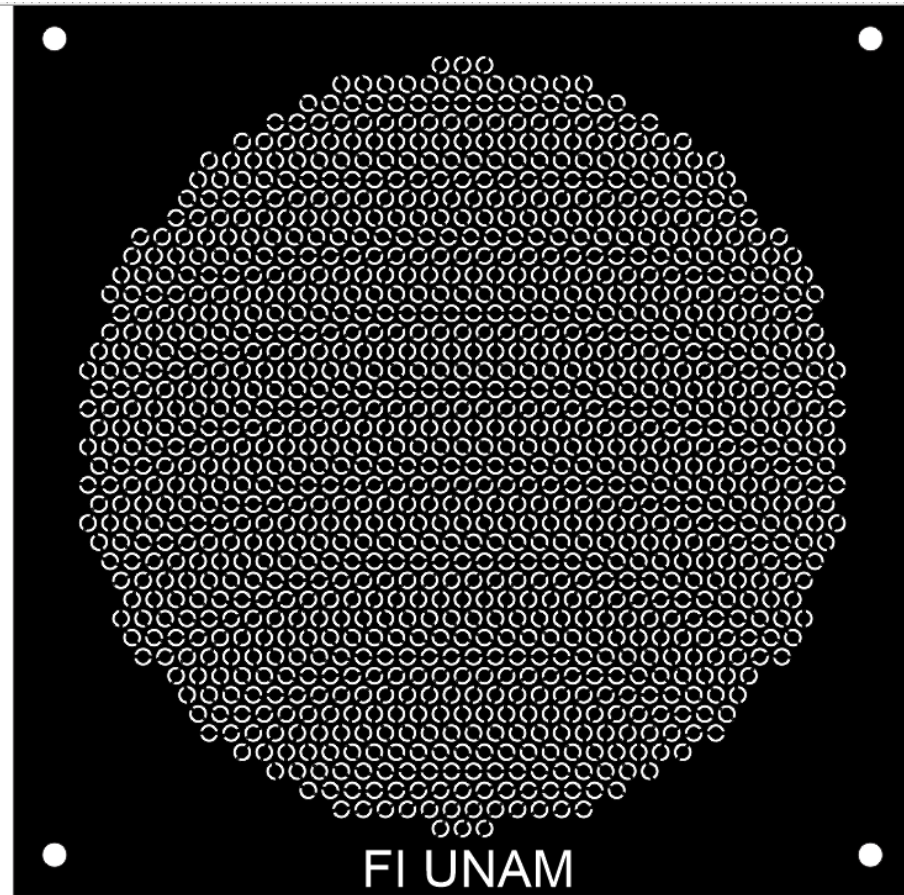


Figura 5.2. Máscara del arreglo reflectivo principal.

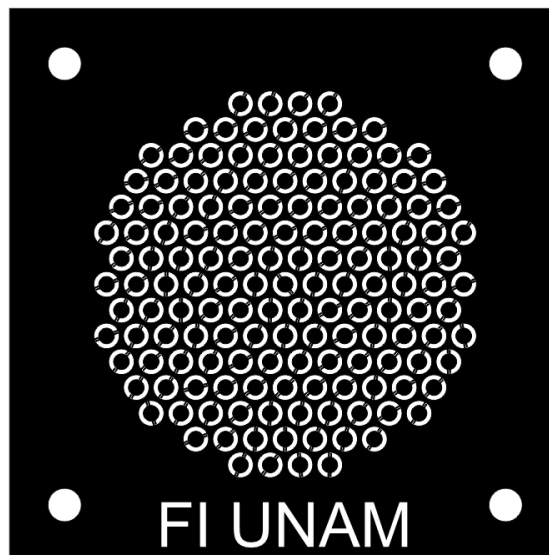
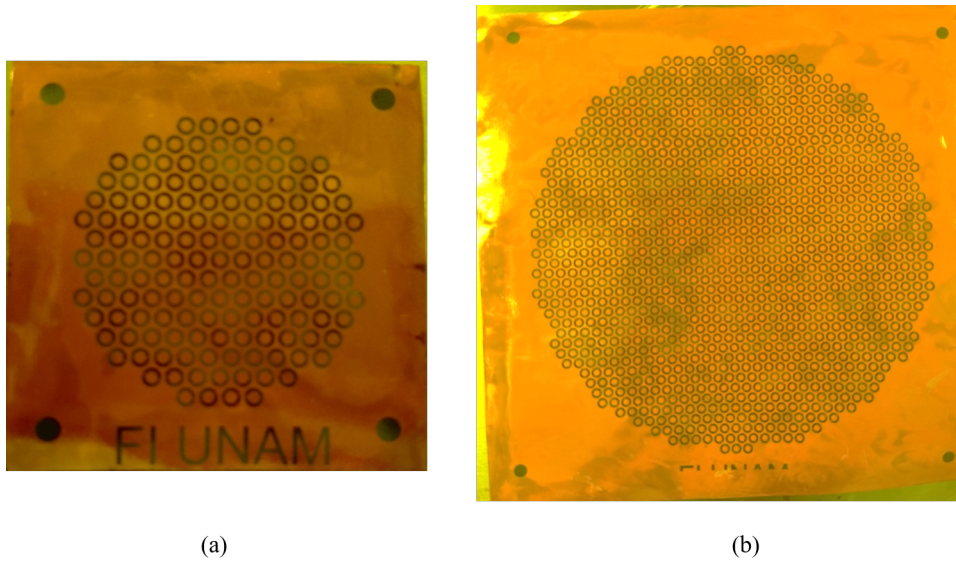
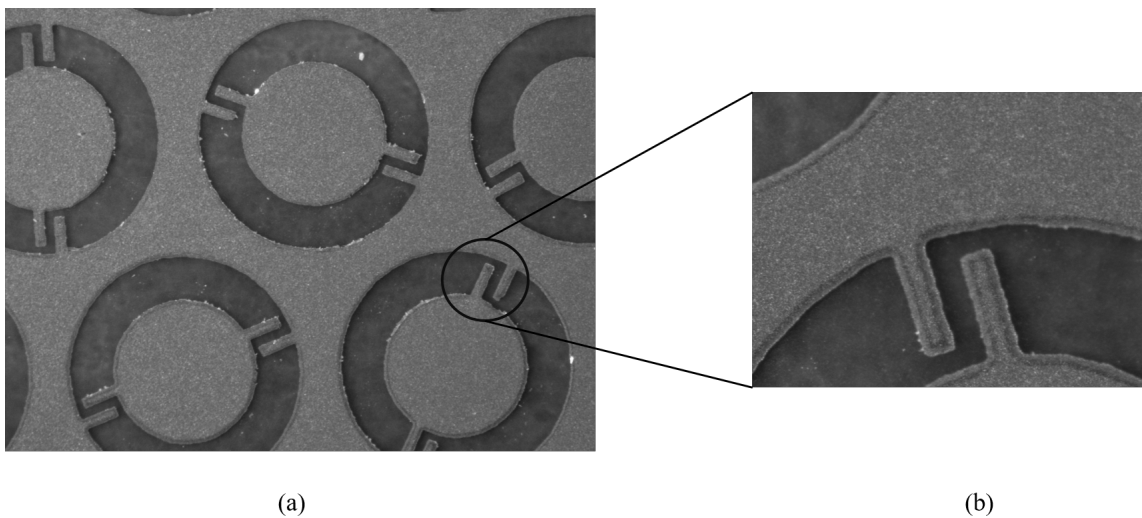


Figura 5.3. Máscara del arreglo reflectivo secundario.





**Figura 5.4.** Arreglos reflectivos fabricados (a) del subreflector y (b) del reflector principal.

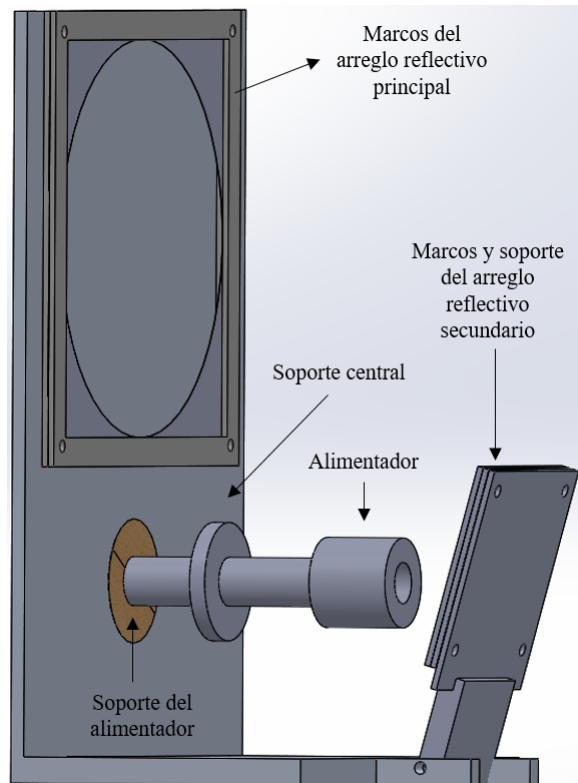


**Figura 5.5.** (a) Elementos reflectivos de los arreglos y (b) acercamiento a las cargas capacitivas.

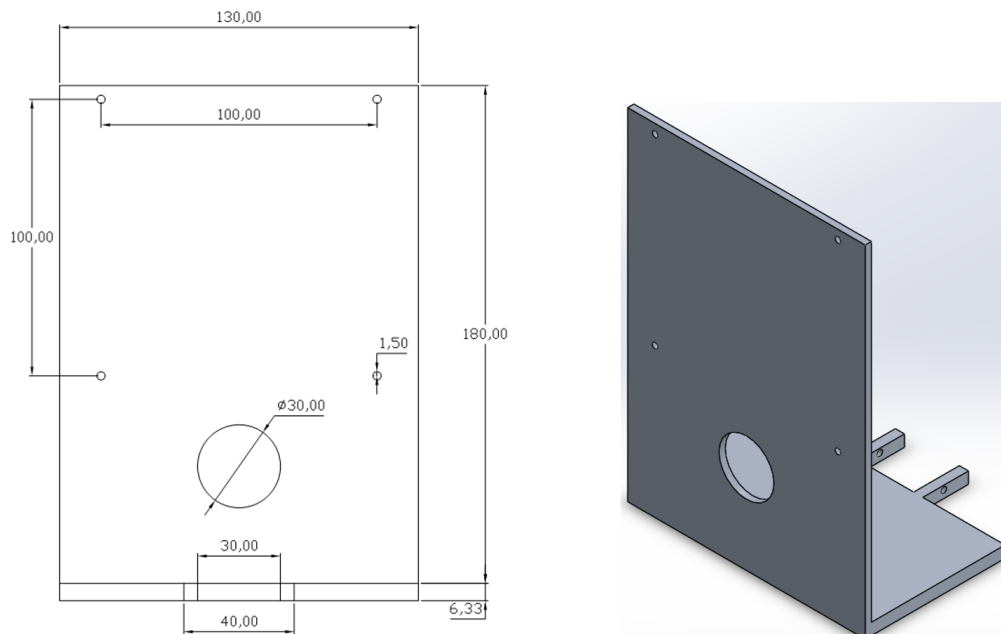
## 5.2. Marcos y soportes de la antena

Para acomodar los arreglos reflectivos y alimentador es necesario contar con componentes que permitan establecer la geometría adecuada. Estos componentes son los soportes y los marcos. En la figura 5.6 se presenta el ensamble de la antena. En la figura 5.7 se muestra el soporte principal que sostiene la antena, junto con su dibujo técnico y las medidas en mm. En la figura 5.8 se muestra el marco del arreglo reflectivo principal y en la figura 5.9, el marco del arreglo reflectivo secundario con espesor de 1.5 mm.

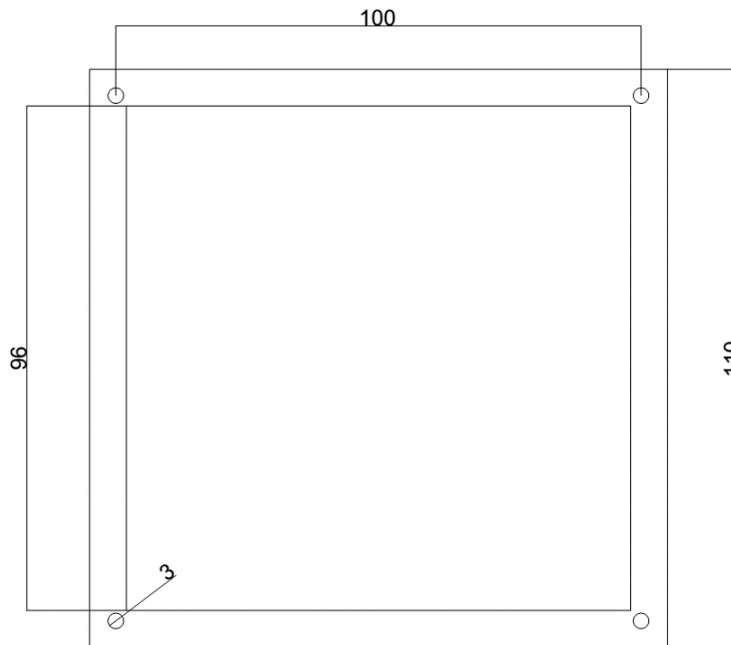
## 5.2. Marcos y soportes de la antena



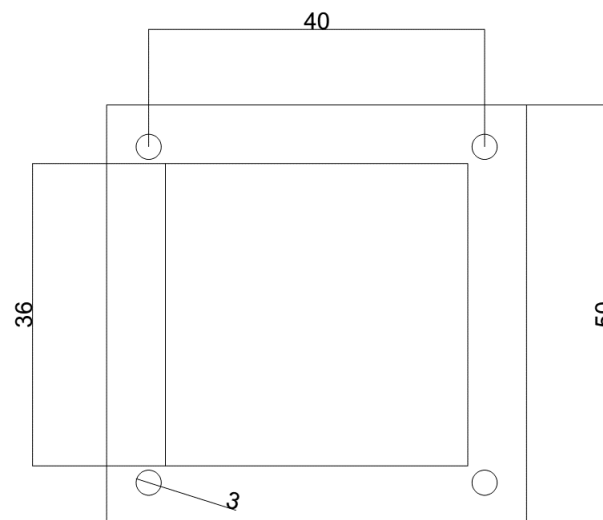
**Figura 5.6.** Componentes de la antena diseñada.



**Figura 5.7.** Dibujo técnico del soporte central de la antena con medidas en mm.



**Figura 5.8.** Marco del arreglo reflectivo principal con medidas en mm.



**Figura 5.9.** Marco del arreglo reflectivo secundario con medidas en mm.

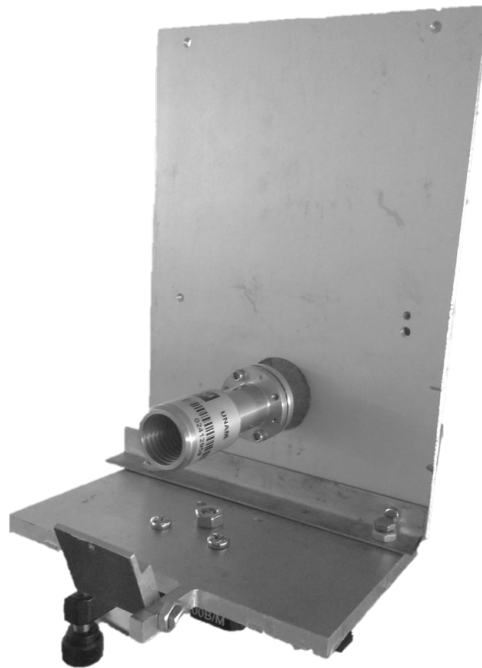
El ensamblado de la antena para su medición se describe en los siguientes pasos:

- Paso 1: Se coloca el alimentador en el soporte central de la antena (figura 5.10).
- Paso 2: Se arma el arreglo reflectivo del subreflector (figura 5.11):

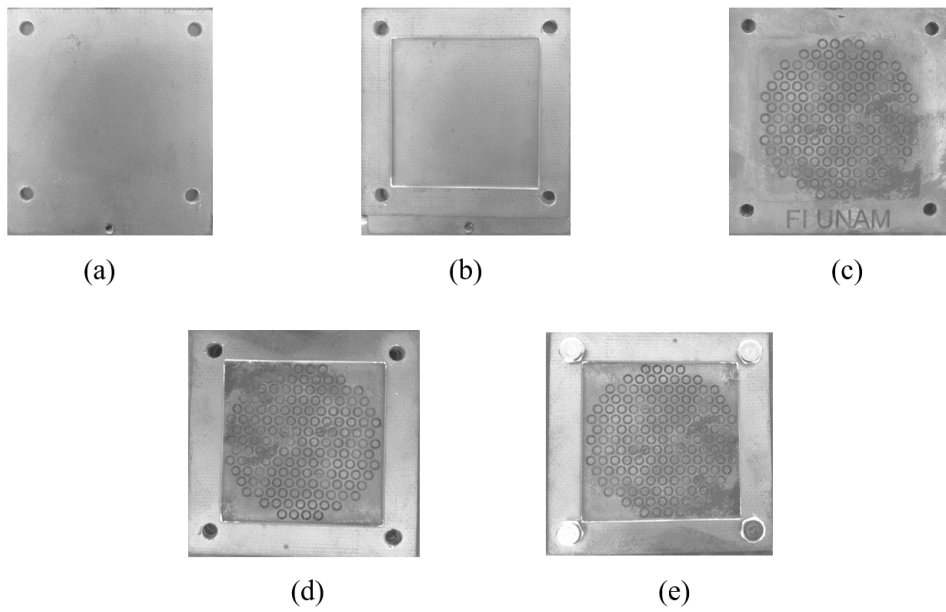
## 5.2. Marcos y soportes de la antena

---

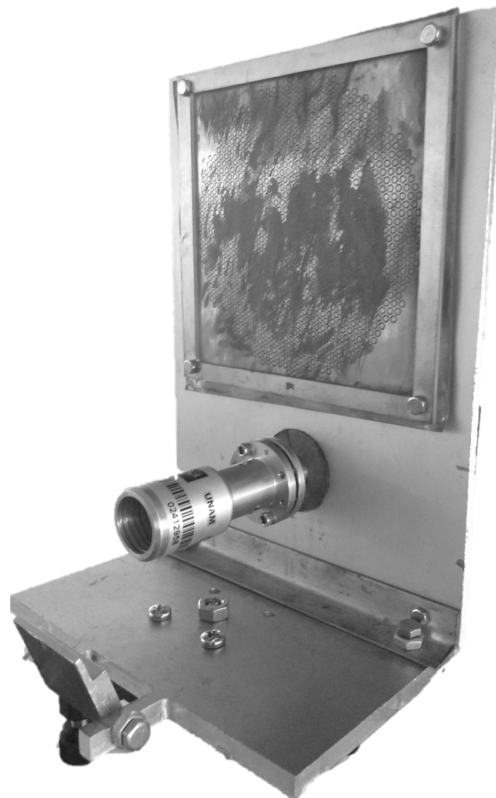
- a. Se coloca la placa trasera del arreglo reflectivo secundario.
  - b. Sobre la placa trasera, se coloca el primer marco que proporcionará la distancia de 1.5 mm entre la placa y el arreglo reflectivo secundario.
  - c. Posteriormente, se coloca el arreglo reflectivo secundario.
  - d. Sobre el arreglo reflectivo secundario, se coloca el otro marco de soporte.
  - e. Al final se colocan los tornillos para mantener todo en su lugar.
- Paso 3: Se toma un marco del arreglo reflectivo principal y sobre éste se coloca el arreglo reflectivo principal. Este marco le brinda la distancia de 1.5 mm entre el arreglo y la placa trasera (figura 5.12).
  - Paso 4: Se coloca el siguiente marco sobre el arreglo reflectivo principal y para ser atornillado sobre el soporte principal de la antena con ayuda de tornillos (figura 5.12).
  - Paso 5: Por último, se atornilla el arreglo reflectivo secundario a su soporte (figura 5.13).



**Figura 5.10.** Paso 1 del armado de la antena.



**Figura 5.11.** Armado del arreglo reflectivo secundario (Paso 2).



**Figura 5.12.** Armado del arreglo reflectivo principal (Paso 3 y 4).



**Figura 5.13.** Vista lateral de la antena ensamblada.

### 5.3. Patrón de radiación medido de la antena

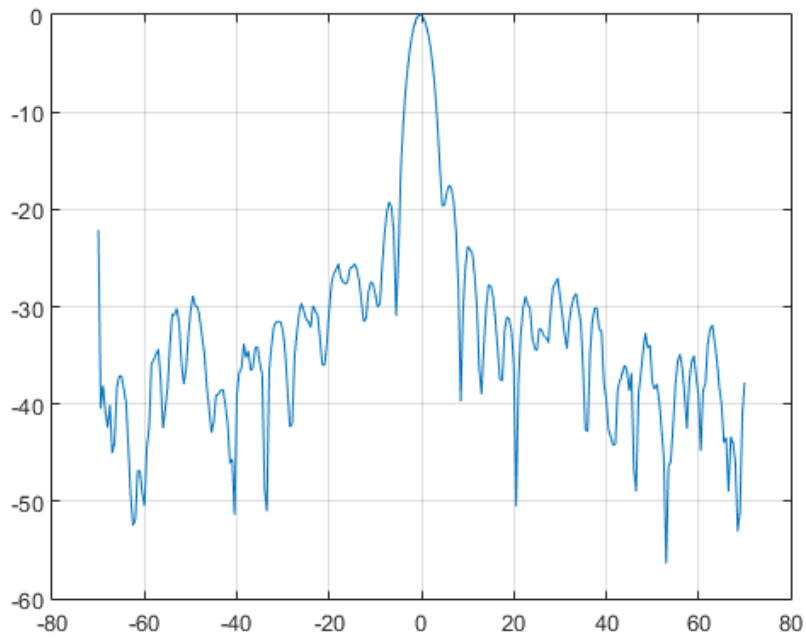
Con el fin de observar el patrón de radiación de la antena fabricada, se utiliza un Analizador de Redes Vectorial Agilent 8361A. Éste dispositivo se configura considerando una frecuencia central de 50 GHz, en una banda de 42 GHz a 60 GHz.

El patrón de radiación resultante de la antena se exhibe en la figura 5.14. En la figura 5.15 se muestra la comparación del patrón de radiación teórico y medido. Mientras que en la figura 5.16 se muestran el nivel de los lóbulos laterales de ambos patrones de radiación. El ancho del lóbulo principal del patrón de radiación medido es de  $3.8^\circ$ . Se observa también que el lóbulo principal está recorrido medio grado hacia la izquierda, es decir está centrado en  $-0.5^\circ$ . El nivel de lóbulos laterales es disparado, por un lado se tiene  $-19.23^\circ$  y por el otro  $-17.52^\circ$ . En la tabla 5-1 se hace un resumen de la comparación del patrón de radiación teórico y medido.

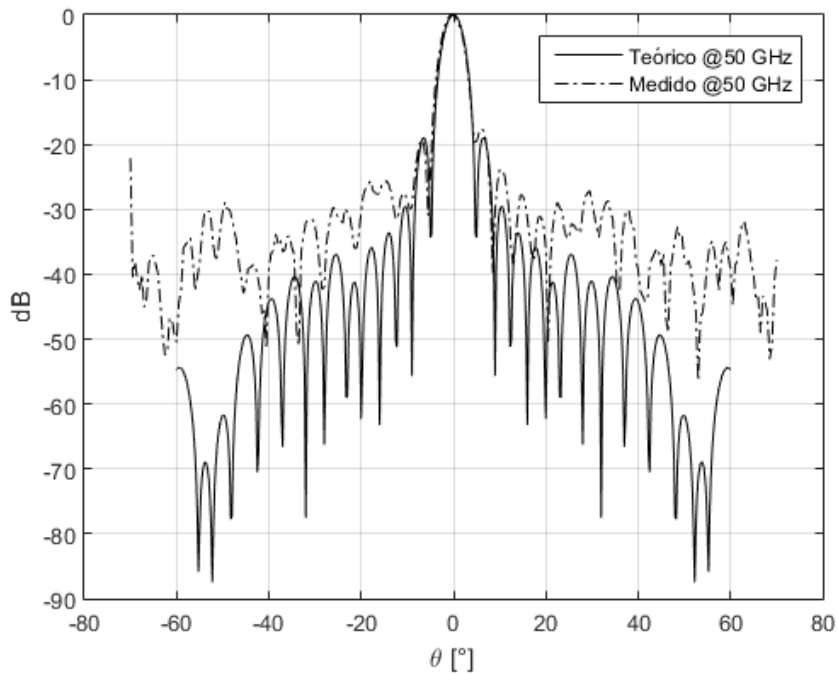
**Tabla 5-1.** Comparación del patrón de radiación teórico y medido

	Teórico	Medido
Nivel de lóbulos laterales [dB]	-18.95	-19.23/-17.52
Ancho de lóbulo principal	$4^\circ$	$3.8^\circ$

### 5.3. Patrón de radiación medido de la antena



**Figura 5.14.** Patrón de radiación medido de la antena .



**Figura 5.15.** Comparación del patrón de radiación medido y el patrón de radiación teórico.

#### 5.4. Ganancia y eficiencia de la antena

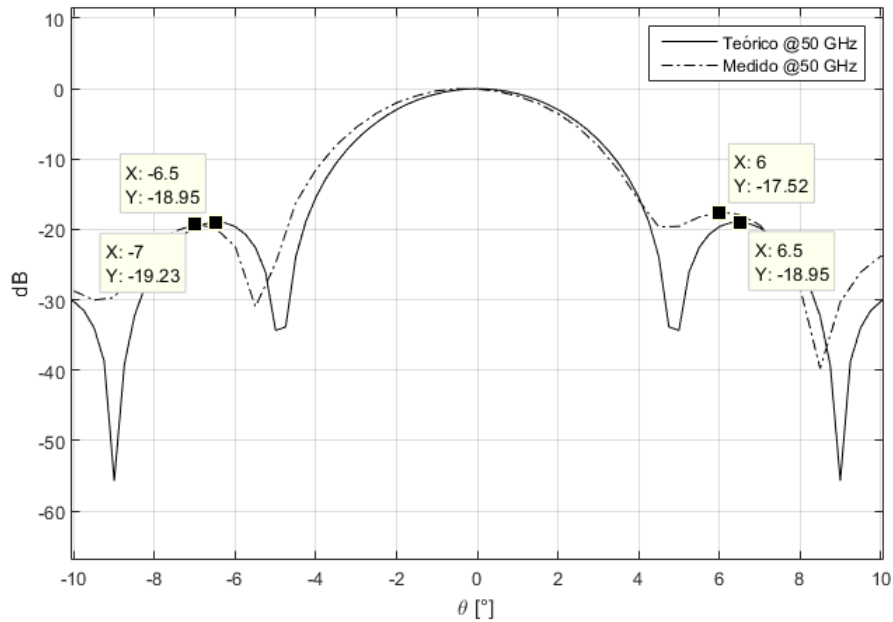


Figura 5.16. Medición de los lóbulos secundarios de los patrones de radiación.

### 5.4. Ganancia y eficiencia de la antena

La ganancia teórica de la antena se calculó en el capítulo anterior dando como resultado 33.19 dB en la frecuencia de 50 GHz. La ganancia medida ( $G_m$ ), se calcula con ayuda de la ecuación 5.1.

$$G_m = G_a \left( \frac{E_{max}^a}{E_{max}^A} \right)^2 \quad (5.1)$$

Donde  $G_a$  es la ganancia del alimentador que es de 54.96 (17.4 dB),  $E_{max}^a$  y  $E_{max}^A$  son la máxima intensidad de campo eléctrico en la antena y el alimentador, respectivamente.

La eficiencia de apertura resultante se puede calcular como:

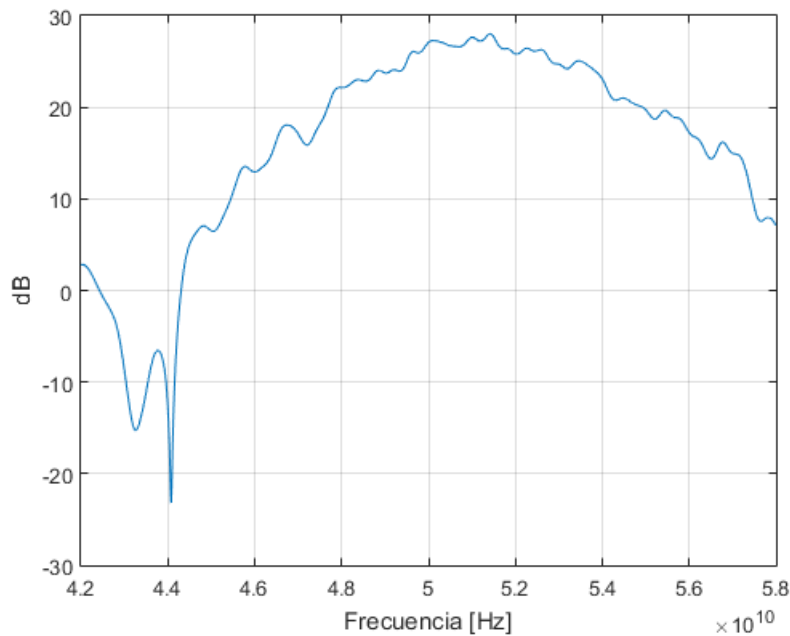
$$\eta_A = \frac{G_m}{G_T} \quad (5.2)$$

En la figura 5.17 se calcula la ganancia medida para la banda de frecuencias de 42 GHz a 58 GHz. Al observar esta figura, es evidente que la ganancia máxima no se tiene en 50 GHz, se tiene a 51.42 GHz

Los resultados de los cálculos de la ganancia teórica y medida, así como de la eficiencia de apertura se muestran en la tabla 5-2 para 50 GHz y para 51.42 GHz.

Al analizar los resultados se observa una reducción de la ganancia medida respecto de la teórica de 6.1 dB en 50 GHz y de 5.42 dB en 51.42 GHz. Por otro





**Figura 5.17.** Ganancia medida de la antena.

**Tabla 5-2.** Ganancia y eficiencia de la antena

Frecuencia [GHz]	50	51.42
Ganancia teórica	33.19	33.44
Ganancia medida	27.08	28.02
Eficiencia de apertura	0.245	0.2868

lado, la eficiencia de apertura es mayor en la frecuencia de 51.42 GHz con un valor de 28.02 %, mientras que en 50 GHz es de 24.5 %.

Al observar el patrón de radiación, la distribución de amplitud teórica es similar a la obtenida en la práctica ya que no se observa un incremento significativo en el nivel de los lóbulos secundarios.

También, el patrón de radiación obtenido tiene un ligero desplazamiento de  $0.5^\circ$ , provocado por un desalineamiento de la antena alimentadora respecto al eje sobre el que se encuentra el arreglo reflectivo secundario.

## 5.5. Conclusiones

La antena fabricada posee las siguientes características a una frecuencia de 50 GHz:

- El ancho del lóbulo principal es de  $3.8^\circ$

## 5.5. Conclusiones

---

- El nivel de lóbulos secundarios es disparejo, para uno se tiene -19.23 dB y para otro se tiene -17.52 dB.
- La ganancia obtenida es de 27.08 dB.

Al comparar el patrón de radiación teórico con el medido, se puede resaltar un recorrimiento del lóbulo principal de  $0.5^\circ$ .

Otra observación importante es que la ganancia máxima de la antena no se produjo a 50 GHz, sino a 51.42 GHz. A la frecuencia de 50 GHz se obtiene una eficiencia de 24.5% y una ganancia de 27.08 dB, mientras que para 51.42 GHz se tiene una eficiencia de 28.6% y una ganancia de 28.02 dB.



# Referencias

- [1] ROGERS CORPORATION, *Data Sheet RT/duroid 5880*,  
<http://www.rogerscorp.com/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf>



## Conclusiones generales

En este trabajo se diseñó, optimizó, fabricó y midió una antena con doble arreglo reflectivo en configuración offset para la banda U. La antena esta basada en elementos reflectivos que son anillos ranurados con cargas capacitivas. La antena tiene una configuración Gregory debido a que, después de varias iteraciones en el proceso de diseño, se encontró que con esta configuración se obtienen antenas más compactas.

Los elementos reflectivos se analizaron mediante su circuito eléctrico equivalente que permitió obtener una primera aproximación de su respuesta en frecuencia. Posteriormente, estos circuitos eléctricos fueron optimizados para obtener un nivel de onda no controlada menor a -20 dB y trasladados a una estructura física real. En el software de simulación electromagnética, la estructura del anillo es optimizada de manera que la estructura pueda soportar ángulos de inclinación de la onda incidente de hasta  $58^\circ$  sin que el nivel de onda no controlada suba. Además, se obtiene la respuesta de la estructura al variar el ángulo de rotación de las las cargas capacitivas. Después de esta optimización se obtiene un nivel de onda no controlada menor a -20 dB en un ancho de banda de 6 GHz cuando la onda incidente tiene un ángulo de inclinación menor de  $40^\circ$ . Para ángulos mayores de inclinación se reduce el ancho de banda a 3 GHz.

Una vez optimizado el elemento reflectivo, se sustituyeron los reflectores de la antena por arreglos reflectivos conmpuestos por anillos. El arreglo reflectivo principal tiene un diámetro de 96.18 mm y posee 1101 elementos reflectivos. El arreglo reflectivo secundario tiene un diámetro de 34.74 mm y 151 elementos. Posteriormente, se realiza una optimización de los ángulos de giro de las cargas del arreglo reflectivo secundario, con el fin de maximizar la eficiencia. Como consecuencia de esta optimización se obtiene una eficiencia de apertura de 85.99% y una ganancia teórica de 33.19 dB. También se calcula el patrón de radiación teórico donde se observa que el nivel de lóbulos laterales es de -18.95 dB y un ancho de haz principal de  $4^\circ$ .

La fabricación de los arreglos reflectivos está basado en el proceso de fotolitografía. Se fabricaron los marcos y los soportes para colocar los componentes de la antena de manera adecuada. Posteriormente se midieron los parámetros de desempeño de la antena fabricada donde se obtuvo un ancho de haz de  $3.8^\circ$  a -3 dB, un nivel de lóbulos laterales de -17.52 dB y -19.23 dB y un corrimien-

to del lóbulo principal de  $0.5^\circ$ . Además posee una eficiencia de  $24.5\%$  y una ganancia de  $27.08$  dB a  $50$  GHz.

Al comparar el patón de radiación simulado con el de la antena fabricada, se observa un estrechamiento del lóbulo principal de  $0.2^\circ$ . Además, podemos concluir que la distribución teórica de la amplitud sobre los reflectores es similar a la obtenida en la práctica, ya que no se observa un incremento significativo en el nivel de lóbulos secundarios. El corrimiento del lóbulo principal lo podemos atribuir a errores de fabricación que provocaron que el alimentador se desalineara respecto al eje del arreglo reflectivo secundario.

El desempeño de este tipo de antenas depende, en gran medida, de la geometría de la antena. El desalineamiento de los elementos puede ocasionar que la antena no trabaje de manera correcta. Además, trabajar en altas frecuencias lo hace más complicado, un pequeño corrimiento del orden de milímetros puede ocasionar un defasamiento significativo de la onda radiada.