



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño de un arreglo
reconfigurable Cassegrain de
tipo espirafase para potenciales
aplicaciones de tecnología móvil
5G y aeroespacial.**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniera en telecomunicaciones

P R E S E N T A

Elena Guzmán Torres

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Oleksandr Martynyuk



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2023

Agradecimientos

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento al Dr. Oleksandr Martynyuk, mi asesor de tesis, por su inestimable apoyo, paciencia y guía durante todo el proceso de este trabajo. Desde el inicio, él me brindó su confianza y me motivó a continuar incluso en los momentos más difíciles. A lo largo del tiempo que trabajamos juntos, pude notar su compromiso y dedicación a pesar de los desafíos que pudieran presentarse en su vida. Gracias a su experiencia, conocimiento y empatía, pude superar mis inseguridades y mis dudas para lograr el trabajo que deseaba. Su calidad humana, motivación y apoyo han sido invaluable para mí. No puedo expresar con palabras lo agradecida que estoy por todo lo que ha hecho por mí. Muchas gracias, Dr. Martynyuk, por guiarme hacia el éxito en este trabajo y por contribuir en la persona que soy.

A mis papás, que les debo más que un agradecimiento por un trabajo de tesis. Gracias por ser mis más grandes fans en cada cosa que hago, realmente todo lo que soy es gracias a ustedes.

A mi papá por tantos años de trabajo invertidos para que mis hermanas y yo pudieramos hacer y tener siempre lo que soñamos y más. Por siempre confiar en que lo que yo hago es lo mejor que alguien puede hacer.

A mi mamá, cuyo amor, guía, inteligencia y comprensión me han hecho la persona que soy, por ser la primera en leer y escucharme hablar sobre este trabajo y por motivarme a siempre seguir adelante. Gracias por todo.

A mi hermana Carla, quien siempre ha sido mi fiel seguidora, aunque a veces no tenga idea de lo que estoy haciendo. Su admiración y apoyo me han motivado a hacer las cosas con mayor cuidado, sabiendo que alguien me está observando. Gracias por ser una de mis mayores motivaciones y por estar siempre a mi lado.

A mi hermana Dani, que escuchó (y escuchará) incanzablemente mis más grandes miedos e inseguridades, y también mis más grandes alegrías, por siempre confiar en mi, por regañarme cuando nadie más lo hace y por llenar el aire de amor con su sola existencia.

A Jesús, mi guía y mi luz en los momentos más oscuros. Gracias por brindarme tu amor incondicional, por hacerme "deshacerme del estrés" recordándome que ningún problema es lo suficientemente grande. Porque al encontrarte, me encontré a mí misma.

A Omar, quien me hizo crecer, por las horas de desvelo que pasamos juntos para lograr nuestros proyectos y ser felices, por siempre motivarme a salir de mis zonas de confort y por creer que siempre puedo con cualquier reto.

A mis abuelitos Alis y Bella, quienes siempre se encuentran detrás de cada éxito que tengo, gracias por todo lo que me han dado desde que llegué al mundo.

A mis amigos Fany, Dali, Mariana, Charly y Katy, quienes me hicieron disfrutar mi trayecto en la Facultad de Ingeniería, todos tras el mismo objetivo: ser ingenieros en Telecomunicaciones. Gracias por compartir conmigo risas, miedos, desvelos, tareas, toppers de comida y ahora tips de la vida adulta. Los llevo siempre conmigo.

A la AAFI y Axolotl, quienes me hicieron encontrar mi camino en la vida universitaria y profesional, ustedes fueron el principal motivador del tema de esta tesis, el Espacio siempre estará presente en mi vida y mi corazón. Antonio y Marco, gracias por ser los amigos que siempre soñé y por seguir siendo mis mentores de vida.

A mi psicóloga Tania quien me dio las herramientas necesarias para superar mis adversidades, por ayudarme en mi proceso de creer en mi y terminar este trabajo.

A mis sinodales, por su tiempo y dedicación en la mejora de este trabajo. Y sobre todo por ser docentes destacables en mi vida académica, sus enseñanzas e imagen me seguirán para el resto de mi vida.

A la UNAM y la Facultad de Ingeniería por darme todo lo necesario para convertirme en Ingeniera en Telecomunicaciones y por otorgarme de los momentos más valiosos en mi vida durante sus aulas.

A los proyectos DGAPA PAPIIT IN114823 IN105823 y IN119420 que fueron de gran ayuda para el desarrollo de este trabajo.

Quiero expresar mi gratitud a la tecnología por ser una herramienta invaluable en mi vida. Sin la tecnología, este trabajo no habría sido posible y no estaría siendo leído por ustedes en este momento.

Por último quiero darle las gracias a la Elena de 2023, quien hizo que pese a las adversidades este trabajo fuera completado, siéntete orgullosa cuando vuelvas a leer estas palabras.

No hay nada malo en no saber quién eres. En realidad, es lo mejor que puedes hacer en algunos momentos. Perderse es la mejor manera de encontrarse a uno mismo.

J.K. Rowling

Índice general

Agradecimientos	III
Objetivo	7
Problema a resolver	7
Aportaciones de la tesis	7
Declaración de autenticidad	8
1. Estado del arte	9
1.1. Introducción	9
1.1.1. Sistemas de comunicaciones móviles de Quinta Generación (5G)	9
1.1.2. Satélites LEO, 5G y Antenas de fase.	14
1.2. Estado del arte de las antenas	16
1.2.1. La antena	16
1.2.2. Tipos de antenas	16
1.2.3. Ecuación de Transmisión de Friis	17
1.2.4. Directividad	19
1.2.5. Ganancia	19
1.2.6. Polarización	19
1.2.7. Impedancia de entrada	20
1.2.8. Ancho de banda	20
1.2.9. Patrón de radiación	20
1.3. Antenas reconfigurables	21
1.3.1. Reconfiguración de polarización	21
1.3.2. Reconfiguración de frecuencia	22
1.3.3. Reconfiguración del patrón de radiación	22
1.4. Antenas en arreglos de fase	23
1.4.1. Tipos de antenas en arreglos de fase	24
1.4.2. Arreglo de escaneo electrónico pasivo (PESA)	24
1.4.3. Arreglo de escaneo electrónicamente activo (AESA)	24
1.4.4. Formación de haz digital (DBF)	24
1.4.5. Formación de haz híbrido (HBF)	25
1.5. Estado del arte de los arreglos reflectivos	26
1.5.1. Desventajas de los arreglos reflectivos	28
1.5.2. Arreglos reflectivo de tipo Cassegrain	28

1.6. Propuesta de diseño	30
1.7. Conclusiones	31
2. Propuesta sistema de alimentación Cassegrain	32
2.1. Antenas reflectoras	32
2.1.1. Tipos de antenas reflectoras	33
2.1.2. Otros tipos de antenas reflectoras	34
2.2. Antena Cassegrain	34
2.2.1. Telescopio vs Antena	34
2.2.2. Geometría de una antena Cassegrain	36
2.2.3. Conceptos equivalentes	37
2.2.4. Principio de equivalencia de fuente	37
2.2.5. Principio de equivalencia de superficie	37
2.3. Cálculo de geometría para Cassegrain clásicas de 38GHz	38
2.4. Diseño de GOC como alimentador	41
2.4.1. Optimización de alimentador con Barra dieléctrica	46
2.5. Eficiencia de iluminación	48
2.6. Conclusiones	56
3. Principio de funcionamiento	58
3.1. Principio de operación	59
3.2. Diseño del elemento del arreglo reflectivo	67
3.3. Desempeño teórico del arreglo	68
3.3.1. Estimación matemática	71
3.4. Conclusiones	72
4. Diseño final y desempeño	73
4.1. Rendimiento simulado del arreglo	73
4.2. Análisis de desempeño red cuadrada	74
4.3. Análisis de desempeño caso triangular	78
4.3.1. A) Giro a 0°	83
4.3.2. B) Giro a 45°	83
4.3.3. C) Giro a 90°	84
4.3.4. D) Giro a 135°	84
4.3.5. Análisis de resultados de diferentes celdas Unitarias	87
4.4. Discusión sobre funcionamiento del arreglo	95
4.5. Conclusiones	98
5. Conclusiones generales	100
Referencias	102

Índice de figuras

1.1. Impacto del 5G. Comisión Europea. "Europe shaping its digital future: European electronic communications code" [Imagen adaptada]. Recuperado de https://ati.ec.europa.eu/news/europe-shaping-5G-vision . [1]	10
1.2. Aplicaciones 5G, Guavus. "Internet of Things (IoT) concept" [Imagen adaptada]. Recuperado de https://www.guavus.com/5G-too-good-to-be-true/internet-of-things-or-iot-concept-5G-internet-high-speed/ [2].	11
1.3. Antena ThinKom Phased-Array para rastrear y comunicarse con el satélite LEO Telesat Phase 1 imagen tomada de https://www.thinkom.com/phased-array-test-telesat-leo/ [3]	14
1.4. Ejemplos de tipos de antenas, a) antena de alambre tipo dipolo, b) antena de parche c) antena de apertura tipo corneta, d) agrupación de antenas tipo microstrip, e) antena reflectora Offset. Onulec. "Tipos de antenas: características y funcionamiento" [Imagen adaptada]. Recuperado de https://www.onulec.com/tipos-de-antenas-caracteristicas-y-funcionamiento/ . [4]	17
1.5. Antena transmisora y antena receptora separadas por R, Pasternack. "Free Space Path Loss Calculator" [Imagen adaptada]. Recuperado de https://www.pasternack.com/t-calculator-friis.aspx . [5]	18
1.6. Patrones de Radiación. a) Representación tridimensional de la radiación de una antena ; b) Plano E ; c) Plano H (imagen de un diseño propio generado en el software Antenna Magus)	20
1.7. Antena en arreglos de fase con elementos idénticos. [Imagen adaptada]. Recuperado de Qiu et al., "PATL: A RFID Tag Localization based on Phased Array Antenna," Sci Rep 7, 44183 (2017). [6]	23
1.8. Phased array tipo PESA instalado en la punta de un avión de combate. "What is a Phased Array Antenna?" Recuperado de [7].	25
1.9. Principio de operación de un arreglo reflectivo [imagen original].	26
1.10. Propuesta de la compañía DNP: Un arreglo reflectivo usado para ampliar el área de cobertura de sus redes 5G. Imagen tomada de https://www.businesswire.com/news/home/20210831005485/es/ [8]	28
1.11. Configuración Geométrica de un Reflector Parabólico Cassegrain. Adaptada de [NOMBRE DE USUARIO O AUTOR], Electromagnetic Spectrum, (2011). [9]	29

1.12. Propuesta de sistema [diseño original]	30
2.1. Diferentes configuraciones de antenas parabólicas, imagen adaptada de [Chuquimarca Yánez, 2015] [10]	34
2.2. a) Telescopio Cassegrain, b) Antena Cassegrain, imagen adaptada de [Hannan, 1961] [11]	35
2.3. Geometría del sistema Cassegrain, imagen adaptada de [Hannan, 1961] [11]	36
2.4. Sistema Cassegrain en CST [Captura de diseño propio de antena simulada en CST Studio]	40
2.5. Parámetros S: frecuencias de corte en Guía de Onda Circular [Captura de diseño propio de antena simulada en CST Studio]	42
2.6. Dimensiones de la Guía de onda circular [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	43
2.7. Patrón de radiación polar de GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	44
2.8. Patrón de radiación 3D de Sistema Cassegrain con GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	44
2.9. Patrón de radiación polar de Sistema Cassegrain con GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	45
2.10. Barra dieléctrica partes [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	46
2.11. Patrón Polar Cassegrain con Barra dieléctrica [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	47
2.12. Patrón 3D Cassegrain con Barra dieléctrica [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	48
2.13. Antena Cassegrain con platos de aire [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	49
2.14. Vista ortogonal de Campo eléctrico en sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	50
2.15. Vista ortogonal de Potencia en sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	50
2.16. Parámetros S, Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	51
2.17. Iluminación de subreflector para primera iteración de sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	51
2.18. Análisis de dispersión: diferencia de potencia de -10db, -12dB, -13dB y -15dB [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	53
2.19. Perdidas de coeficiente de reflexión [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	54
2.20. Mancha de iluminación de reflector principal [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	54
2.21. Plano ortogonal Campo Eléctrico [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	55

3.1. Fig:(a) Arreglo reflectivo de tipo Espirafase basado en resonadores de ranura de anillo con terminales radiales conmutables. (b) Geometría de un solo elemento. Imagen tomada de [12]	59
3.2. Anillos resonantes y circuitos equivalentes, a) anillo completo, b) circuito equivalente de anillo completo, c) modelo simplificado usando placa perpendicular, d) circuito equivalente de modelo simplificado, e) circuito equivalente de modelo simplificado sumando inductores laterales. [Diseño propio]	61
3.3. a) Vista lateral del anillo resonante, b) circuito equivalente. [Diseño propio]	62
3.4. a) Anillo resonante con stub con incidencia de polarización lineal vertical, b) Anillo resonante con stub con incidencia de polarización lineal horizontal c) circuito equivalente [Diseño propio]	63
3.5. Coeficientes de reflexión (Γ_{\perp}) y (Γ_{\parallel}) [Diseño propio]	64
3.6. Anillo con ranura y diodo pin, y circuitos equivalentes [Diseño propio]	64
3.7. Componente vertical y componente horizontal [Diseño propio]	65
3.8. Propuesta de arreglo reflectivo con distribución triangular y elementos de tipo espirafase: a) Distribución de elementos con periodicidad p , b) vista de un elemento diseñado en CST Studio y placa metálica a una distancia d c)vista de un solo elemento con distinción en sus elementos stubs (s1...s8) y diodos (c1...c8) [Diseño propio]	67
4.1. Elemento de arreglo con distribución cuadrada diseñado en CST STUDIO [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	73
4.2. Magnitud de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (roja) con elemento sin placa y con todos los diodos encendidos. a)elemento con stubs normales b)elemento con stubs modificados [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	74
4.3. Elemento de arreglo con distribución cuadrada con stub reducido [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	75
4.4. fig:(a) Fase de coeficiente de reflexión componente vertical (roja) y horizontal (café) con diodos 1 y 5 apagados en arreglo con distribución cuadrada. (b) Magnitud de coeficiente de reflexión Componente vertical (roja) y componente horizontal (café) con diodos 1 y 5 apagados en arreglo con distribución cuadrada. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	76
4.5. fig:(a) Fase de coeficientes de reflexión componente horizontal (café) y vertical (roja) con los diodos 3 y 7 apagados, para arreglo con distribución cuadrada. (b) Magnitud de coeficientes de reflexión componente horizontal (café) y vertical (roja) con los diodos 3 y 7 apagados, para arreglo con distribución cuadrada. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	77
4.6. Onda controlada y no controlada del arreglo bajo incidencia de polarización circular, bajo distribución de elementos cuadrada [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	77

4.7. Elemento red triangular equilateral [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	78
4.8. Mallado de arreglo con distribución triangular equilateral [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	79
4.9. Conexión de diodos por medio de pieza metálica de 25 micrómetros [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	80
4.10. La imagen muestra las curvas de color café y rojo que representan la magnitud de los coeficientes de reflexión para la componente horizontal y vertical, respectivamente. La comparación se realiza para el elemento sin placa y con todos los diodos encendidos.[Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	80
4.11. Fase de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (roja) con elemento sin placa y con diodos horizontales apagados. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	81
4.12. Fase de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (roja) con elemento sin placa y con diodos verticales apagados.[Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	81
4.13. Magnitud de onda controlada y no controlada de elemento sin optimizar. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	82
4.14. Magnitud de onda controlada y no controlada de elemento optimizado.[Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	83
4.15. Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 0° ó 180°. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	84
4.16. Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 45°. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	84
4.17. Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 90°. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	85
4.18. Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 135°. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	85
4.19. Celda unitaria de 4 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un giro de 45° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	87
4.20. Modos floquet celda unitaria de 4 elementos [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	88
4.21. Celda unitaria de 5 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un giro de 36° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	88
4.22. Modos floquet celda unitaria de 5 elementos con ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ de 36° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	89
4.23. Celda unitaria de 5 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un ángulo $\Delta\gamma_x = 72^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	89

4.24. Modos floquet 5 elementos con ángulo de giro $\Delta\gamma_x = 72^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	90
4.25. Celda unitaria de 6 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 30° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	91
4.26. Modos floquet celda unitaria de 6 elementos [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	91
4.27. Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 25.7° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	92
4.28. Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 25.7^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	92
4.29. Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 51.4° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	93
4.30. Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 51.4^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	93
4.31. Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 77.1° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	94
4.32. Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 77.1^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]	94
4.33. Gráfica de pérdidas según el ángulo de desvío [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	96
4.34. Gráfica de pérdida de directividad según el ángulo de desvío [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	97

Índice de tablas

2.1. Tabla con diferentes parámetros de Sistema CassegrainBarra	53
3.1. Valores de elementos que integran el anillo resonante y ranuras, tomados de [12]	68
3.2. Tabla de celdas periódicas según N y sus diferencias angulares $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_y$ [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	70
3.3. Tabla de celdas periódicas según N , m y θ_0 [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	71
4.1. Comparación de parámetros de artículo y valores optimizados: radio interior, radio exterior, longitud del stub y ancho del stub [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	82
4.2. Tabla de valores de ángulo de giro, ángulo de desvío y pérdidas [dB] [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	95
4.3. Pérdida de directividad en función del ángulo de desvío [dB] [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]	97

Objetivo

El objetivo principal de esta tesis es diseñar y simular un sistema de arreglo reflectivo basado en un sistema Cassegrain más compacto, con capacidad readaptativa de cambio de dirección del patrón de radiación, y con un sistema de alimentación y distribución de elementos optimizado. Se busca mejorar el desempeño de las antenas de telefonía móvil y de las estaciones terrestres de rastreo de satélites, con miras a las nuevas tecnologías 5G y la era de las constelaciones de satélites LEO.

Problema a resolver

El problema que se aborda en este trabajo es la necesidad de diseñar antenas con características de radiación modificables y reversibles en tiempo real, que sean más eficientes en términos de consumo de energía, ergonomía y que puedan satisfacer la conectividad del Internet de las cosas, mejorar la automatización de los procesos industriales, el crecimiento de los servicios de entretenimiento, etc. En particular, se busca resolver la ineficiencia de las antenas omnidireccionales actuales y la necesidad de estaciones capaces de rastrear satélites de manera más precisa y eficiente.

Aportaciones de la tesis

Esta tesis presenta una propuesta innovadora y eficiente en términos de diseño y funcionamiento de sistemas Cassegrain. Se diseñó y simuló un arreglo reflectivo reconfigurable de tipo espirafase, basado en elementos resonadores de anillos con terminales radiales conmutables, acomodados en una distribución triangular equilátera, y se desarrolló un sistema de alimentación de tipo Cassegrain optimizado para iluminar el arreglo plano.

El sistema resultante es más compacto y ligero que las antenas parabólicas convencionales y no requiere sistemas mecánicos complejos para cambiar de posición su haz, como ocurre en el caso de las antenas parabólicas, ni necesita un desplazador y módulo transceptor en cada elemento, como ocurre en el caso de los arreglos de fase. Además, esta antena presenta un ancho de banda amplio, lo que la hace una propuesta adecuada para las nuevas tecnologías 5G, y una capacidad de apuntamiento electrónico, lo que la hace adecuada para las estaciones terrestres de rastreo de satélites en la era de las constelaciones de satélites LEO.

En resumen, esta tesis contribuye al desarrollo de antenas cada vez más compactas, eficientes y versátiles para satisfacer las necesidades de conectividad y comunicación en la actualidad y en el futuro.

Declaración de autenticidad

Por la presente declaro que, salvo cuando se haga referencia específica al trabajo de otras personas, el contenido de esta tesis es original y no se ha presentado total o parcialmente para su consideración para cualquier otro título o grado en esta o cualquier otra universidad o publicación. Esta tesis es resultado de mi propio trabajo y no incluye nada que sea el resultado de algún trabajo realizado en colaboración o externamente, salvo que se indique específicamente en el texto.

Elena Guzmán Torres. Ciudad de México, 14 de Marzo del 2023.

1 Estado del arte

1.1. Introducción

En los últimos años, la evolución de las tecnologías de comunicación inalámbrica se ha acelerado, motivada por la necesidad de satisfacer la demanda de mayores velocidades de datos, menor latencia y mayor fiabilidad. Para alcanzar estos objetivos, los elementos que componen los sistemas de comunicaciones deben permanecer en constante innovación.

En particular, las antenas deben poder cubrir una serie de requerimientos cada vez más exigentes, tales como operar en mayores rangos de frecuencias y garantizar características específicas de directividad y ganancia, teniendo en cuenta el diseño y factor de forma del dispositivo final donde se implementan. Debido a la creciente demanda de recursos en los sistemas de comunicación inalámbrica y al aumento en la tasa de datos que se envían y reciben, ha surgido una estrategia tecnológica para hacer frente a estos retos, denominada "5G".

1.1.1. Sistemas de comunicaciones móviles de Quinta Generación (5G)

5G es la red móvil de quinta generación. Es un nuevo estándar inalámbrico global después de las redes 1G, 2G, 3G y 4G. Diseñada para que "todo esté conectado todo el tiempo", incluidas máquinas, objetos y dispositivos. La tecnología inalámbrica 5G ofrece altas velocidades de transmisión de datos, latencia ultrabaja, más confiabilidad y un mayor rendimiento. [13]

Al tener redes masivas que estén monitoreando, censando y enviando grandes tasas de transmisión en tiempo real y con apoyo de tecnología como el Edge computing (la cual reduce la latencia de la red al procesar los datos más cerca del usuario final) se logrará una evolución en múltiples sectores. [14] Algunos de los sectores donde se verá el impacto del 5G se aprecian en la fig.1.2

El sistema 5G tiene diversas aplicaciones que incluyen la gestión del tráfico vehicular, automatización industrial, teleasistencia, operaciones quirúrgicas a distancia, coordinación agrícola y servicios de entretenimiento con mejor rendimiento en juegos en tiempo real [15].

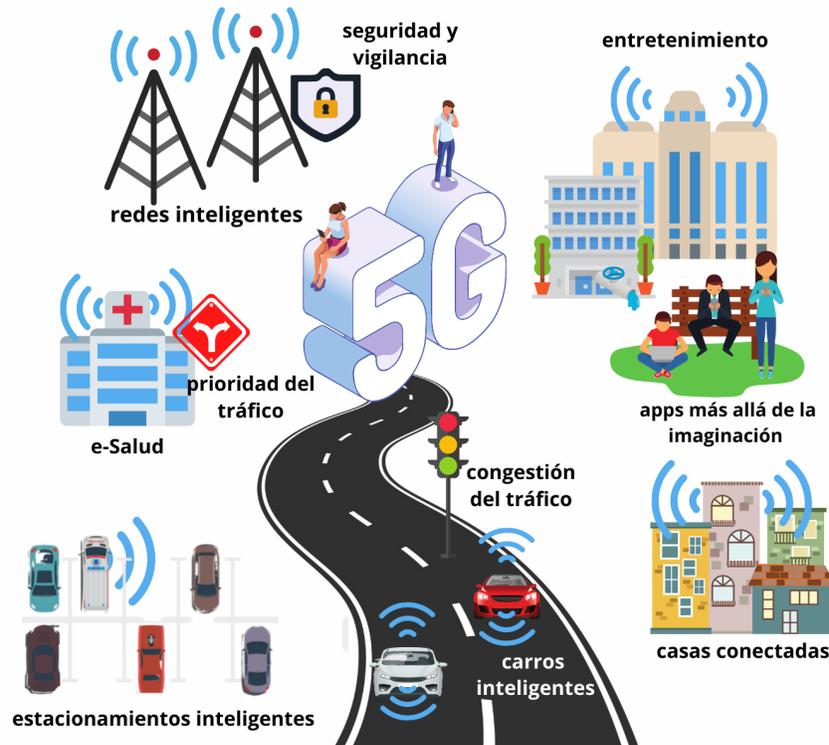


Figura 1.1: Impacto del 5G. Comisión Europea. "Europe shaping its digital future: European electronic communications code" [Imagen adaptada]. Recuperado de <https://ati.ec.europa.eu/news/europe-shaping-5G-vision>. [1]

Además, se espera que el 5G impulse el desarrollo de nuevas tecnologías y servicios en el futuro. Se puede ver un ejemplo de aplicación en la figura [1.2].

5G tendrá un tipo de arquitectura clave llamado Network Slicing o la capacidad que posee el 5G para dividir la red en subredes de forma virtual y que pueden operarse de forma independiente teniendo una infraestructura física común. Lo que permite que cada operador ocupe la red según sus necesidades específicas. [16]

Orange, una empresa de telecomunicaciones española demostró en 2019 la capacidad de esta tecnología dando tres usos diferentes y simultáneos a su red 5G desplegada en Barcelona, incluidas una cámara 360°, varias cámaras de automóviles autónomos y el streaming de un videojuego multijugador, comprobando las fuertes capacidades de la red subdividida. [17]

Con las capacidades que la tecnología 5G ofrece se podrá controlar y monitorizar en tiempo real robots de la cadena de producción de las industrias de forma optimizada, estas capacidades también permitirán que los servicios financieros utilicen un canal de red único para priorizar la seguridad de sus datos y creará una oportunidad para la gestión eficiente de los objetos IoT. [16] Otras tecnologías o aplicaciones que se verán potenciadas son:

- Internet de las cosas (IoT) para industria, transporte y servicios públicos
- Realidad aumentada (AR) y realidad virtual (VR)
- Inteligencia artificial-machine learning
- Big Data
- Data Mining
- Hogares y ciudades inteligentes
- Conexiones entre máquinas (M2M)



Figura 1.2: Aplicaciones 5G, Guavus. "Internet of Things (IoT) concept" [Imagen adaptada]. Recuperado de <https://www.guavus.com/5G-too-good-to-be-true/internet-of-things-or-iot-concept-5G-internet-high-speed/> [2].

AT&T ha estado desplegando su red 5G desde finales de 2020 y ha implementado la tecnología en algunas zonas del país, principalmente en ciudades importantes como Ciudad de México, Guadalajara y Monterrey, aunque de forma limitada. También lanzó su laboratorio de innovación 5G para promover el ecosistema 5G en México. [18]

En Estados Unidos, AT&T ya cubre más de 250 millones de personas en casi 500 mercados del país en su banda de 850MHz, esto gracias al uso compartido de espectro dinámico (DSS), que permite que 4G LTE y 5G coexistan en la misma frecuencia, aunque limita la velocidad de descarga alrededor de 50 Mbps, ayuda a comenzar la transición entre ambas tecnologías. Además planea ampliar su cobertura y usar la frecuencia de 39 GHz para alcanzar velocidades de 1Gbps. [18]

En octubre de 2020 TV Azteca consiguió un nuevo permiso para usar frecuencias de 5G con fines de experimentación. Su finalidad es enviar señales captadas por sus equipos hacia una "plataforma de producción de contenidos televisivos en forma remota". [19] Además el sistema permitirá la intercomunicación remota entre centro de producción y la locación de grabación.

Actualmente hay casi 500 millones de líneas activas 5G en el mundo, de las cuales la mayoría se encuentra en China, las tres operadoras de ese país, China Telecom, China Mobile, y China Unicom, además de Huawei y ZTE. [20]

En México según el mapa de cobertura Speedtest, ya se encuentran los primeros indicios de cobertura de 5G donde aparecen ciudades como Querétaro, Aguascalientes, Hermosillo, Tijuana, Guadalajara, Chihuahua, Monterrey, y Guanajuato. Siendo Telcel el único operador con cobertura de la nueva red 5G en México y aunque en etapa temprana es proable que la cobertura y la calidad de la red 5G de Telcel en México siga mejorando con el tiempo. [21]

La implementación de la red 5G en México enfrenta desafíos importantes, como la falta de infraestructura y la complejidad regulatoria. A pesar de esto, las empresas no se detienen en seguir desarrollando tecnología de los elementos de la nueva red.

Si bien implementar un modelo de negocio realista será un reto al terminar las pruebas piloto, las empresas siguen avanzando en su desarrollo tecnológico para superar estos desafíos y lograr la implementación exitosa de la red 5G en México. A medida que las empresas en México trabajan arduamente para implementar la tecnología 5G en el país, es importante entender por qué esta tecnología puede revolucionar la forma en que se transmiten los datos.

A través del teorema de Shannon-Hartley ec. (1.1) se puede demostrar cómo el 5G puede alcanzar tasas de transmisión más altas y latencias más bajas en comparación con la 4G. Este teorema describe la tasa máxima de transmisión de información que se puede lograr en un canal de comunicaciones con un ancho de banda (B) y una relación señal a ruido (S/N) dados.

La tecnología 5G utiliza un ancho de banda más amplio que la 4G, lo que permite una mayor tasa de transmisión de información. Además, la 5G también utiliza técnicas de multiplexación y agrupamiento de canales que aumentan la eficiencia de la transmisión de información y reducen la latencia.

Esto significa que los datos pueden ser transmitidos de manera más rápida y con menos retraso, lo que mejora significativamente la experiencia del usuario.

$$C = M * B \log_2(1 + S/N) \quad (1.1)$$

Donde: C es la capacidad del canal en bits/segundo M es el número de canales $B[Hz]$ es el ancho de banda de cada canal S/N es la relación señal/ruido

Para tener mayor capacidad de canal se implementan técnicas que mejoran el sistema. Agregando más señales portadoras (tecnología carrier aggregation) y asignando nuevas bandas de frecuencia se aumenta el ancho de banda (B).

Además del uso de la arquitectura MIMO (entrada múltiple, salida múltiple) el número de canales (M) aumenta pues permite tener múltiples transmisores y receptores que transfieran más datos al mismo tiempo, y el usar de forma adaptativa esquemas de modulación de orden superior mejora la relación señal/ruido S/N. [22]

En comparación con 4G, 5G lleva estas técnicas a un nivel más alto de capacidad y complejidad, e inevitablemente el diseño de la antena de los dispositivos 5G está en un nivel más sofisticado para satisfacer la creciente demanda de mayor ancho de banda, mayor frecuencia y mejor capacidad anti-interferencias.

Como las ondas de 5G son fácilmente atenuadas a largas distancias se necesitan tener una distribución de antenas estratégicas para que las señales se transmitan de manera eficiente alrededor de los obstáculos, pero éste enfoque trae desventajas en la eficiencia energética, pues aunque se consiga un consumo bajo de energía por cada pequeña antena a gran escala aumenta el costo.

Además con la habilitación de 5G y la implementación de nueva y masiva infraestructura el problema de coexistencia de antenas se volverá más complicado de resolver. "Si no se solucionan adecuadamente, los problemas de coexistencia de antenas pueden provocar una reducción del alcance de las comunicaciones, un punto ciego inesperado o incluso una caída esporádica de la calidad de la conectividad." [23]

Para compensar la pérdida del trayecto de la señal y optimizar al máximo la distribución y desempeño de las antenas es indispensable el uso de antenas phased-array o antenas de arreglos de fase, las cuales permiten arreglos de antenas pequeños, con altas capacidades de ganancia y lo más importante, permiten orientar sus características de radiación a conveniencia. Las características y tipos de estos conjuntos de antenas se discuten a detalle más adelante.

Aunque las antenas phased-array se han utilizado en diversas aplicaciones durante décadas, como lo son las aplicaciones marítimas, climatológicas, de detección, espaciales y por supuesto militares, su uso se ha vuelto más importante con la llegada de las nuevas tecnologías inalámbricas móviles.

Las antenas capaces de modificar sus propiedades de manera dinámica, controlada y reversible permiten hacer barridos sin necesidad de movimiento físico (evitando la incomoda y pesada dirección mecánica con servomotores), escanear ángulos del orden de miles de grados por segundo (permitiendo realizar simultáneamente funciones de detección y de seguimiento a varios blancos individuales) maximizando su rendimiento y la eficiencia energética. [24]

1.1.2. Satélites LEO, 5G y Antenas de fase.

La demanda de capacidad 5G supera a lo que puede ofrecer la infraestructura actual, especialmente en áreas escasamente pobladas a las que es difícil acceder.

Durante años, las comunicaciones por satélite había sido tecnología autónoma e independiente de las redes móviles. Pero han comenzando a integrarse con la llegada de la nueva generación de satélites LEO (Low Earth Orbit), los cuales comienzan a ser una extensión indispensable para el 5G y permitirán conectividad a casi cualquier área de cobertura incluyendo las áreas remotas no cubiertas por redes de celular como cerros, minas, granjas, océanos, etc. [25]

Tradicionalmente, el acceso y rastreo de satélites se ha realizado a través de antenas parabólicas debido a su alta ganancia y directividad. Sin embargo, estas antenas no son adecuadas para las constelaciones LEO (órbita terrestre baja), las cuales constan de numerosos satélites que cruzan rápidamente el campo de visión de una estación terrena al mismo tiempo. Como ejemplo, la constelación Starlink ha lanzado más de 2,000 satélites LEO, lo que representa menos del 5% de los que tienen previsto poner en órbita [26]. Por esta razón, el uso de antenas en arreglo de fase se vuelve a considerar como una solución viable.

En junio de 2019 se realizó la prueba de validación para una antena phased-array para comunicaciones por satélite de la empresa ThinAir, la cual ha sido diseñada para aplicaciones comerciales, transporte aéreo comercial y militares. Ésta logró una velocidad de datos de rendimiento dúplex, de 370 Mbps de enlace descendente y 100Mbps de enlace ascendente, con latencia de 20 a 40 ms al hacer contacto con el satélite LEO de Telesat. [27]. Su antena puede verse en fig. 1.3.



Ka2517 en las instalaciones de Allan Park de Telesat en Ontario

Figura 1.3: Antena ThinKom Phased-Array para rastrear y comunicarse con el satélite LEO Telesat Phase 1 imagen tomada de <https://www.thinkom.com/phased-array-test-telesat-leo/> [3]

Como se ha comentado, hasta el momento los arreglos de fase tienen la ventaja de poder reconfigurar el haz en tiempo real y su tamaño, en general, es mucho más pequeño que las antenas de apertura, sin embargo, tienen ciertas desventajas, como lo son el limitado ancho de banda (a comparación de las antenas de reflector parabólico) y la complejidad en su diseño, pues necesitan de un desplazador de fase y un módulo transceptor por cada elemento del arreglo, lo que lo hace costoso. Por lo que existe otro tipo de antenas que toma el principio de los arreglos de fase y las antenas de apertura: los **arreglos reflectivos**. Que también consiguen reconfiguración en tiempo real del haz pero además son de fácil fabricación, conservando sus cualidades de eficiencia y alta ganancia.

El uso y diseño de arreglos reflectivos comenzó en los años 50s y continúa actualizándose día a día, sin embargo continúa con ciertos retos, en los que se encuentra aun el limitado ancho de banda, y un tamaño elevado (en comparación con las antenas de microcinta para aplicaciones móviles) provocado en gran parte por la estructura de alimentación que ilumina el reflector.

Conforme a lo anterior, durante este trabajo se busca estudiar, diseñar y simular un arreglo de fase reflectivo operando en una frecuencia de la banda de 5G que pueda reconfigurar su patrón de radiación mediante giros electrónicos con un sistema de alimentación lo más compacto posible.

Este capítulo está dedicado a la teoría general de los conceptos relevantes para entender las antenas reconfigurables de arreglos reflectivos, así como las ventajas, limitaciones y oportunidades de este tipo de antenas como propuesta para su uso en la cada vez más popular tecnología 5G.

1.2. Estado del arte de las antenas

1.2.1. La antena

La antena es un elemento fundamental en cualquier sistema de radiocomunicaciones, pues es capaz de acoplar la energía de salida de un transmisor hacia el espacio libre, o del espacio libre hacia un receptor. Es un transductor, pues transforma señales eléctricas en ondas electromagnéticas y ondas electromagnéticas en señales eléctricas.

Este elemento conserva sus características tanto en transmisión como en recepción.

La IEEE, siglas en inglés de Institute of Electrical and Electronics Engineers, la define como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”. [28]

En otras palabras, se puede decir que la antena es el elemento de transición entre un medio guiado y el espacio libre. Lo que permite que las comunicaciones a larga distancia sin la necesidad de un cable sean una realidad. Sin ellas el mundo que conocemos no sería posible.

Hay muchos tipos y variedades de antenas, cuyas características son aprovechadas en sus diferentes y diversas aplicaciones.

1.2.2. Tipos de antenas

Según Balanis en [29] las antenas pueden ser clasificadas de la siguiente forma:

- **Antenas de alambre**, constituidas por hilos conductores que soportan las corrientes que originan los campos radiados, por ejemplo los dipolos y monopolos.
- **Antenas de apertura**, cuya terminación o discontinuidad de una estructura guiada deja una superficie abierta sobre la que se produce una distribución de campo, como las antenas de bocina.
- **Antenas reflectoras**, las cuales son formadas por un reflector y una antena situada en el foco del reflector.
 - **Antenas de lentes** formadas por una lente con el objetivo de conformar la radiación de determinada forma.
- **Agrupaciones de antenas**, las cuales se forman mediante el conjunto de más de una antena para conseguir características de radiación específicas que no se obtendrían con algún otro tipo de antena.

Algunos ejemplos de los tipos de antenas anteriores se pueden observar en la fig.

1.4

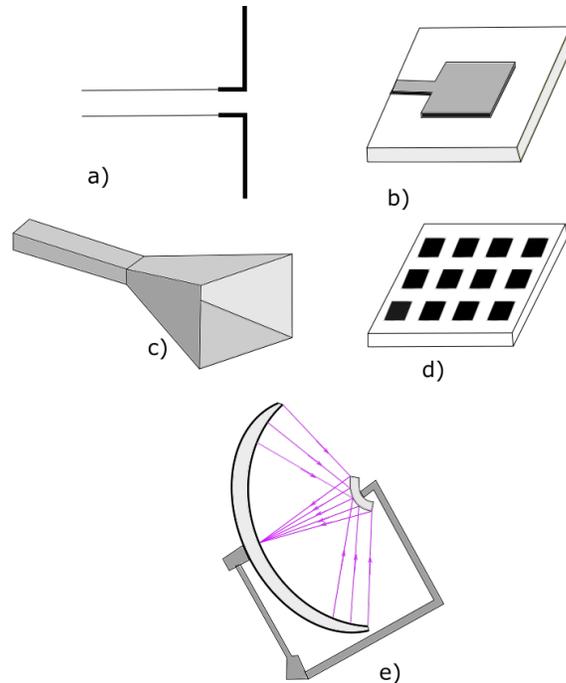


Figura 1.4: Ejemplos de tipos de antenas, a) antena de alambre tipo dipolo, b) antena de parche c) antena de apertura tipo corneta, d) agrupación de antenas tipo microstrip, e) antena reflectora Offset. Onulec. "Tipos de antenas: características y funcionamiento" [Imagen adaptada]. Recuperado de <https://www.onulec.com/tipos-de-antenas-caracteristicas-y-funcionamiento/>. [4]

En éste trabajo, se prestará especial atención a los dos últimos tipos de antenas, las reflectoras y los arreglos de antenas, pues son punto de partida para hablar de las antenas de arreglos reflectivos.

Existen varias características relevantes en una antena que deben tomarse en consideración al momento de elegir la mejor para alguna aplicación. Estos parámetros son propios de cada antena y se encuentran relacionados con la radiación que emite.

A continuación, se presentan y describen los parámetros fundamentales que determinan el comportamiento de una antena.

1.2.3. Ecuación de Transmisión de Friis

El rendimiento de cualquier sistema de radiocomunicaciones se ve afectado por las pérdidas que se presentan en el espacio libre y por la distancia que existe entre el transmisor y el receptor. Para calcular la potencia que recibe una antena (con ganancia G_r) de otra antena (con ganancia G_t) que transmite una cantidad de potencia conocida a una distancia R entre ellas, se utiliza la ecuación de transmisión de Friis. Esta ecuación relaciona la pérdida de trayectoria en el espacio libre, las ganancias de las antenas y las longitudes de onda con las potencias transmitidas y recibidas. La figura [1.5] ilustra esta situación.

La ecuación de Friis en función de la frecuencia puede expresarse de la siguiente manera:

$$P_r = P_t G_t G_r c^2 \left(\frac{1}{4\pi f R} \right)^2 \quad (1.2)$$

Donde: P_r : Potencia de la antenna receptora P_t : Potencia de la antenna transmisora G_t : Ganancia de la antenna transmisora G_r : Ganancia de la antenna receptora c : velocidad de la luz R : distancia entre emisor y receptor f : frecuencia

El desempeño de cualquier sistema de radiocomunicaciones se ve afectado por factores como las pérdidas en el espacio libre y la distancia entre el transmisor y el receptor. Una herramienta clave en el diseño y análisis de estos sistemas es la ecuación de transmisión de Friis, que permite calcular la potencia que recibe una antenna receptora desde una antenna transmisora a una determinada distancia, tomando en cuenta las ganancias de ambas antenas y las pérdidas de trayectoria en el espacio libre. La figura 1.5 ilustra esta situación.

Cabe destacar que la ecuación de Friis en función de la frecuencia permite determinar el nivel de señal que se recibirá en el receptor, lo que resulta fundamental para evaluar el rendimiento del sistema de radiocomunicaciones. Por ejemplo, la ecuación 1.2 indica que a medida que la frecuencia aumenta, la potencia recibida por el receptor disminuye, lo que puede representar un desafío en aplicaciones de alta frecuencia como el 5G, donde las pérdidas por trayectoria son mayores y pueden limitar la comunicación a grandes distancias.

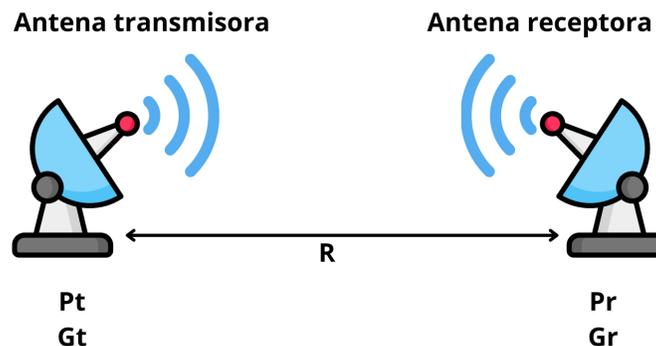


Figura 1.5: Antena transmisora y antena receptora separadas por R , Pasternack. "Free Space Path Loss Calculator" [Imagen adaptada]. Recuperado de <https://www.pasternack.com/t-calculator-friis.aspx>. [5]

Para abordar este problema, se pueden utilizar superficies selectivas de frecuencia para mejorar la potencia recibida por el receptor. Al reemplazar las ganancias de las antenas transmisora y receptora con superficies selectivas, se puede obtener una potencia más alta en el receptor para una determinada frecuencia, lo que resulta beneficioso en aplicaciones donde se requiere comunicación a largas distancias.

1.2.4. Directividad

Según la Norma IEEE de Definiciones de términos para antenas, la directividad de una antena en una dirección determinada se define como: "La relación entre la intensidad de radiación en una dirección determinada de la antena con respecto a la intensidad de radiación promediada en todas direcciones. La intensidad de radiación media es igual a la potencia total radiada por la antena dividida por 4π . Si no se especifica la dirección, se implica la dirección de máxima intensidad de radiación". [28]

La directividad de una fuente no isotrópica también puede entenderse como la relación entre su intensidad de radiación en una dirección determinada y la de una fuente isotrópica.

1.2.5. Ganancia

La ganancia de la antena se relaciona estrechamente con la directividad, pero ésta toma en cuenta la eficiencia de la antena y sus capacidades direccionales. La ganancia de una antena en una dirección determinada se define como "la relación entre la intensidad de radiación, en una dirección dada, y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia entregada por la antena se radiara de forma isotrópica. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia entregada por la antena dividida por 4π ". [29]

1.2.6. Polarización

La polarización de una antena se refiere a la orientación del campo electromagnético de la onda radiada por la misma en una dirección determinada. Según [28], la polarización de una onda electromagnética se define como "la dirección variable en el tiempo y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico", lo que se puede entender como la figura que describe el movimiento de la punta del vector de campo eléctrico en función del tiempo.

La **polarización cruzada** La polarización cruzada de una antena se refiere a la polarización que es ortogonal o perpendicular a la polarización deseada. Por ejemplo, si se desea una polarización circular derecha (RHCP), la polarización cruzada sería circular izquierda (LHCP).

Por otro lado, la polarización cruzada se refiere a la polarización que es perpendicular u ortogonal a la polarización deseada. Por ejemplo, si se desea una polarización RHCP, la polarización cruzada sería LHCP. Es importante señalar que la mayoría de las antenas tienen una polarización preferida, es decir, aquella en la que se espera que funcionen mejor, al menos en su dirección principal de radiación. La polarización cruzada se mide como la diferencia en decibelios entre la intensidad máxima de radiación en la polarización deseada y las polarizaciones cruzadas. Es importante mencionar que aunque una antena puramente polarizada tendría una polarización cruzada de cero, en la práctica siempre hay alguna cantidad de polarización cruzada presente [30].

1.2.7. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se define como "la relación entre la tensión y la corriente en un par de terminales o la relación entre las componentes apropiadas de los campos eléctricos a los campos magnéticos en un punto". [29]

Un concepto de importancia es la adaptación o acoplamiento de impedancia, que consiste en diseñar impedancias de fuente y carga para minimizar la reflexión de la señal o maximizar la transferencia de potencia. En nuestro caso, la impedancia de la fuente de alimentación debe ser igual a la antena. "La capacidad de una antena para aceptar la potencia de una fuente está determinada por la impedancia que presente la antena en su puerto de entrada." [31] De no coincidir se provoca una reflexión de la señal y una transferencia de energía ineficaz. [32]

1.2.8. Ancho de banda

Se entiende por ancho de banda de una antena al conjunto de frecuencias en las que dicha antena es capaz de cumplir con los requisitos de desempeño especificados para una determinada característica. Esto se puede expresar como la proporción del rango de frecuencias en el que la antena funciona de manera adecuada con respecto a las especificaciones establecidas. [28]

1.2.9. Patrón de radiación

Según Balanis, un diagrama de radiación o patrón de antena es una función matemática o una representación gráfica (como se puede observar en la imagen 1.6) de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la región lejana de la antena, donde la forma del patrón no varía en función de la distancia, se observa la variación de la potencia de la señal en relación con el ángulo de llegada y se representa como una función de las coordenadas direccionales. Por lo general, este patrón se expresa en relación al campo eléctrico, aunque también es posible hacerlo en función del campo magnético. [29]

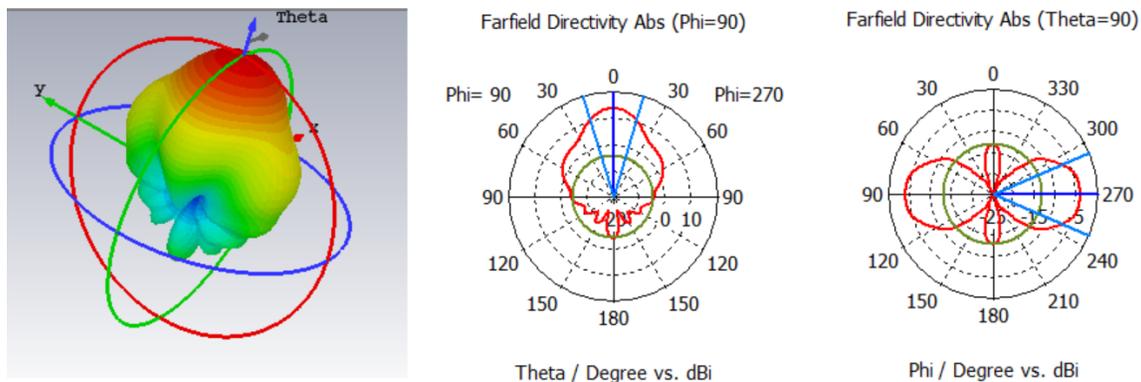


Figura 1.6: Patrones de Radiación. a) Representación tridimensional de la radiación de una antena ; b) Plano E ; c) Plano H (imagen de un diseño propio generado en el software Antenna Magus)

El patrón de radiación de la antena se divide por 'lóbulos', que son regiones cerradas de radiación continua. Los puntos donde no hay radiación son llamados 'Nulos', el lóbulo con mayor concentración de la radiación es llamado 'lóbulo principal' y el resto de lóbulos, si los hay, son llamados lóbulos secundarios o laterales. Según la aplicación, estos pueden considerarse 'parásitos' si se desea que toda la energía se concentre únicamente en el lóbulo principal. [33]

En muchos casos, las antenas tienen un patrón de radiación fijo, Sin embargo, para aplicaciones de 5G, MIMO, entre otras, se requieren antenas que puedan cambiar su patrón de radiación. Es por eso que surge la necesidad de antenas con propiedades reconfigurables.

A continuación, se presentará el estado del arte de las antenas reconfigurables, así como de las antenas en arreglo de fase y de los arreglos reflectivos, como introducción al diseño de un arreglo reflectivo reconfigurable. El diseño del arreglo y del sistema de alimentación de la antena propuesta se discutirán y analizarán en los siguientes capítulos.

1.3. Antenas reconfigurables

Se consideran antenas reconfigurables a aquellas que tienen la capacidad de modificar intencionalmente sus campos electromagnéticos radiados, lo que provoca cambios reversibles en sus características de radiación [24]. Estos cambios pueden ser generados sin alterar las características físicas fundamentales de las antenas, utilizando medios eléctricos y mecánicos como diodos varactores o interruptores electrónicos (tales como diodos PIN o MEMS) [34].

Otras formas de reconfiguración incluyen el uso de materiales inteligentes como los metamateriales, que pueden cambiar sus propiedades eléctricas bajo ciertas condiciones eléctricas o magnéticas; la utilización de estructuras de retroalimentación activa, que ajustan la impedancia de entrada de la antena; y la aplicación de técnicas de redes de adaptación, que modifican los componentes externos de la antena para alterar su respuesta en frecuencia. [35]

En términos generales, se pueden clasificar a las antenas reconfigurables en tres tipos, según su capacidad de modificar ciertas características:

- Antenas con cambio de frecuencia de operación.
- Antenas con cambio de polarización.
- Antenas con cambio de patrón de radiación.

1.3.1. Reconfiguración de polarización

Las antenas con reconfiguración de polarización permiten cambiar entre diferentes polarizaciones, como la polarización lineal y las polarizaciones circular izquierda (LHCP) y circular derecha (RHCP), utilizando una estructura multimodal o una metasuperficie. Estas antenas se utilizan en sistemas de comunicación

inalámbrica para reducir los desajustes de polarización, lo que puede mejorar la calidad de la señal y la capacidad del sistema.

Además, dado que las antenas con polarización LHCP y RHCP están totalmente aisladas entre sí, es posible reutilizar la polarización circular en la misma banda de frecuencia para aumentar la capacidad del canal. Esto es especialmente importante dado que los recursos de espectro son limitados. [36, 37]

1.3.2. Reconfiguración de frecuencia

La reconfiguración de frecuencia en las antenas se refiere a la capacidad de cambiar la frecuencia de funcionamiento de una antena sin alterar sus características de radiación. Esta reconfiguración se puede lograr mediante cambios físicos o eléctricos en las dimensiones de la antena, mediante el uso de interruptores de RF, materiales sintonizables, modificando la longitud eléctrica, la alimentación, la conexión con el plano de tierra y/o la impedancia de la antena. [36]

1.3.3. Reconfiguración del patrón de radiación

Las antenas reconfigurables de patrón de radiación son aquellas que pueden modificar su comportamiento de radiación sin cambiar la frecuencia de operación y la polarización. Esta capacidad de reconfiguración se utiliza para reducir las interferencias causadas por fuentes de ruido, ya que el patrón de radiación se vuelve más selectivo y proporciona una mayor cobertura al receptor deseado. Asimismo, reduce los efectos de desvanecimiento por multitrayectoria y mejora la respuesta en términos de velocidad y precisión. Además, estas antenas pueden ofrecer una amplia banda de frecuencia, mayor capacidad de escaneo y la posibilidad de controlar los lóbulos laterales que normalmente se consideran no deseados.

La reconfiguración del patrón de radiación se logra mediante la capacidad de dirigir la máxima radiación a donde se desea, lo que maximiza la ganancia de la antena en cualquier enlace. Para ello, se utilizan elementos mecánicos, como las antenas en arreglos de fase, que permiten girar y mover la antena con su estructura, o elementos parásitos y cargados reactivamente, que se pueden ajustar eléctricamente para modificar el patrón de radiación [36].

Hay diversos tipos de diseños de antenas que permiten la reconfiguración del patrón de radiación con el objetivo de adaptarse a los cambiantes requisitos de funcionamiento. Uno de estos diseños son las antenas en arreglos de fase, que se basan en la modulación de las señales que alimentan los elementos radiantes de la antena para controlar la fase y amplitud de las ondas emitidas.

Esto permite ajustar el patrón de radiación y dirigir la energía en una dirección específica para maximizar la ganancia y mejorar la calidad de la señal. Además, las antenas en arreglos de fase ofrecen una alta ganancia y directividad, así como una capacidad de formación de haces adaptable y eficiente [36].

1.4. Antenas en arreglos de fase

Una antena en arreglos de fase es un conjunto de antenas que funcionan como una sola, pero cada una tiene una fase diferente, para lograr desviar el lóbulo principal a la dirección deseada. [7]

Una antena en arreglo de fase se compone de los elementos radiadores.

La forma en la que se puede hacer esta desviación del haz a diferentes ángulos es variar el retardo de la fase con un desplazador en cada elemento del arreglo, como se muestra en fig. 1.7. [7]

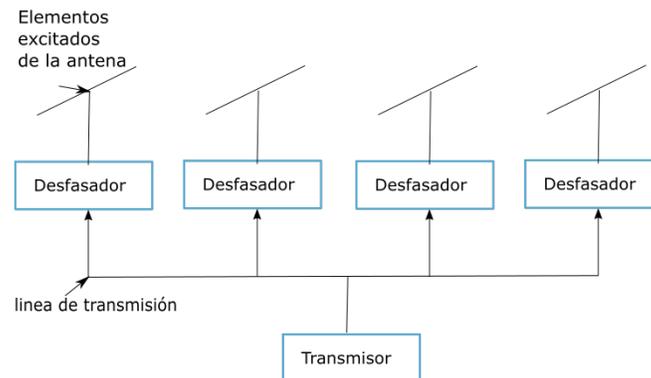


Figura 1.7: Antena en arreglos de fase con elementos idénticos. [Imagen adaptada]. Recuperado de Qiu et al., "PATL: A RFID Tag Localization based on Phased Array Antenna," Sci Rep 7, 44183 (2017). [6]

El cambio de las fases de los elementos provocará interferencia de las ondas electromagnéticas, interactuando de manera constructiva o destructiva, provocando el cambio en el patrón de radiación.

Este método cuenta con grandes ventajas, pues si todos los elementos del arreglo, están contenidos en el mismo plano y la señal con que se alimentan es de la misma fase, entonces se refuerza la dirección perpendicular a ese plano. Si se altera la fase relativa de las señales, se tiene control del movimiento del haz.

Esto puede ser de forma electrónica lo que permite variar el patrón de radiación sin necesidad de mover físicamente el arreglo y teniendo un rápido escaneo.

Al cambiar la fase de los elementos se puede variar el haz de radiación, ensanchándolo para mejorar las funciones de búsqueda o estrechándolo para hacer un seguimiento más preciso de un objetivo.

Además de ahorrar recursos en realizar los movimientos mecánicos para hacer girar los elementos, también asegura la rapidez de poder mover a conveniencia el lóbulo de la antena a donde se necesite en cualquier momento, además de poder

obtener mayores ángulos de escaneo y poder comunicarnos a distancias mucho más grandes.

1.4.1. Tipos de antenas en arreglos de fase

Las antenas Phased Array pueden ser de varios tipos, de manera clásica pueden ser clasificados en activos y pasivos, sin embargo, hay cuatro tipos de uso común:

1. Passive Electronically Steered Array (PESA) ó Arreglo de escaneo electrónico pasivo.
2. Active Electronically Steered Array (AESA) ó Arreglo de escaneo electrónico activo.
3. Digital Beam Forming (DBF) ó Formación de haz digital.
4. Hybrid Beam Forming (HBF) ó Formación de haz híbrido.

1.4.2. Arreglo de escaneo electrónico pasivo (PESA)

El arreglo de escaneo electrónico pasivo (PESA) es un tipo de antena Phased Array que utiliza un solo transmisor para todos los elementos de antena. Cada elemento de antena tiene un elemento que desfasa la señal para controlar el haz de la antena. Estos arreglos de antenas controlados electrónicamente se consideran la primera generación de antenas de arreglos en fase y se han utilizado en diversas aplicaciones militares y comerciales. [7]

1.4.3. Arreglo de escaneo electrónicamente activo (AESA)

Por otro lado, el arreglo de escaneo electrónicamente activo (AESA) es la segunda generación de Phased Array de antenas. Esta configuración tiene transmisores separados para cada elemento de antena, los cuales están controlados por software. AESA es más avanzado que PESA y puede transmitir varias señales a diferentes frecuencias simultáneamente en diferentes direcciones. [7]

1.4.4. Formación de haz digital (DBF)

La formación de haz digital (DBF) utiliza receptores digitales conectados a cada elemento de antena. A medida que los receptores digitalizan la señal en cada uno de los elementos de la antena, los haces de antena se pueden formar digitalmente en un procesador como el FPGA. DBF optimiza los haces al tener mejores lóbulos laterales y puede dirigir los nulos para suprimir interferencias. Además, permite la formación de múltiples haces simultáneos para mirar en varias direcciones al mismo tiempo y la integración y multiplexación de múltiples funciones en la misma apertura. [38]

1.4.5. Formación de haz híbrido (HBF)

La formación de haz híbrido (HBF) es una combinación de PESA y AESA, con elementos conectados a transmisores separados que forman una matriz hecha de la combinación de submatrices. Debido a la presencia de múltiples arreglos, se pueden formar grupos de haces simultáneos usando la formación de haz híbrido.

[7]



Figura 1.8: Phased array tipo PESA instalado en la punta de un avión de combate. "What is a Phased Array Antenna?" Recuperado de [7].

Los arreglos de fase han experimentado un gran avance tecnológico, pero para aprovechar al máximo su potencial, es necesario desarrollar nuevas formas de procesamiento de señales y sistemas de alto rendimiento para manejar los datos de todos los elementos. Sin embargo, el diseño de estos arreglos sigue presentando desafíos en términos de costos, complejidad y tamaño debido a la necesidad de un desplazador para cada elemento y, en el caso de los arreglos activos, a la cantidad de módulos transceptores necesarios para compensar las pérdidas de inserción del desplazador de fase.

Para superar estos problemas, los arreglos reflectantes o reflectarrays se presentan como una atractiva alternativa frente a los sistemas de antenas de apertura convencionales y los arreglos de fase.

1.5. Estado del arte de los arreglos reflectivos

Los arreglos reflectivos resultan ser una alternativa de bajo coste a los arreglos de antenas de fase anteriores y corresponden también a una nueva alternativa de las grandes antenas reflectoras, estos arreglos no solo otorgan un nuevo y más rápido proceso de fabricación sino que en menor tamaño pueden mantener o mejorar el rendimiento de las grandes antenas de apertura.

Los arreglos reflectivos pueden controlar el patrón de radiación al modificar la fase de la onda reflejada, según su geometría y la distribución y posición de sus elementos. [39] Éste tipo de antena consta de un elemento de alimentación y una superficie reflectiva, que tiene la capacidad de controlar y variar la fase del campo reflejado sobre su superficie, logrando así el enfoque deseado del campo a partir de una superficie, normalmente plana.

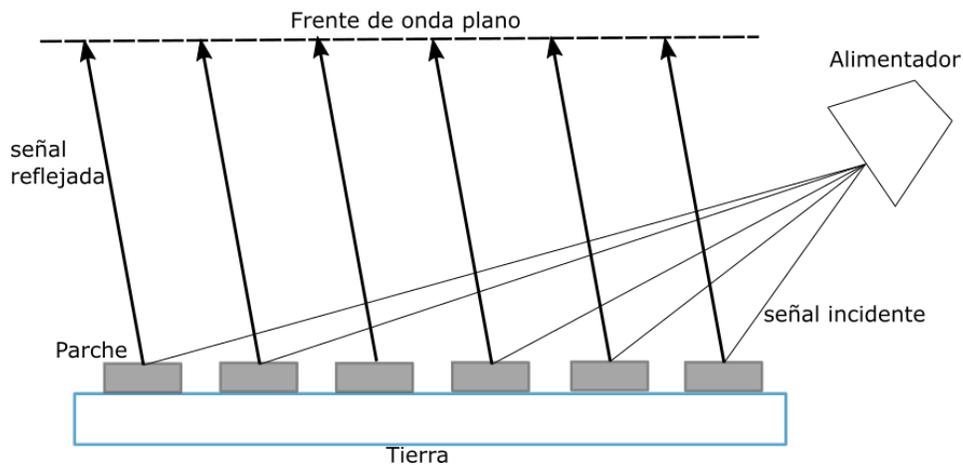


Figura 1.9: Principio de operación de un arreglo reflectivo [imagen original].

La superficie reflectante está compuesta por una disposición de elementos radiantes que no necesitan de un sistema de distribución de energía porque la alimentación es proporcionada por la antena de excitación. Cada elemento del arreglo tiene un elemento desfasador para compensar el desfase de la iluminación de la fuente que llega a cada elemento. [40]

Ya que cada elemento puede introducir un desplazamiento de fase diferente a la onda incidente al formar un frente de onda plano, puede ser redirigida la onda a cualquier dirección. Como se observa en la figura [1.9]

Para conseguir el desplazamiento de fase en un arreglo reflectante, existen diversas técnicas como variar el tamaño de los elementos que conforman el arreglo o utilizar líneas de retardo. Otra técnica es el uso de elementos de tipo espirafase, los cuales emplean elementos metálicos impresos en un sustrato para provocar el desplazamiento de fase mediante la conmutación con diodos. De esta forma, se puede lograr el direccionamiento del haz del arreglo.

Los arreglos reflectivos existen desde los años 60, el primero de ellos fue desarrollado por Berry, Malech, and Kennedy, en el utilizaban elementos de guías de onda rectangulares de corto alcance con longitud variable.

Mediante cortos circuitos cambiando las longitudes de los elementos individuales de las guías de ondas podían cambiar las fases de las señales y ajustarlas para formar diferentes anchos de haces, dada las bajas frecuencias que se utilizaban para las comunicaciones inalámbricas en la época las guías de onda utilizadas hacían del sistema muy grande y pesado, por lo que este concepto de antenas se utilizó décadas después. [41]

Diez años después Phelan desarrolló un nuevo tipo de phased array , en los que utilizó diodos de conmutación, consistía en un elemento de cuatro brazos que formaba una espiral, o un tipo de dipolo cruzado, lo que permitía escanear electrónicamente.

El principio de funcionamiento del reflector de espirales consistía en girar angularmente un elemento radiante de polarización circular, lo que provocaba un cambio proporcional en su fase eléctrica de propagación. Sin embargo, debido al tamaño de la espiral (que tenía una profundidad de un cuarto de longitud de onda) y a los grandes componentes electrónicos (circuitos de polarización de diodos), el reflector de espirales era voluminoso y pesado. Además, el espaciado entre los elementos era mayor que la mitad de la longitud de onda del espacio libre, lo que generaba lóbulos secundarios indeseados y una eficacia deficiente en el funcionamiento del reflector [41].

Fue una gran mejora cuando se inventó el reflectarray de circuito impreso en los 80s, el primer arreglo de este tipo se le atribuye a Malagisi [41]. El arreglo de guías de ondas ahora era remplazado por una placa de circuito dieléctrico con un plano de tierra y elementos impresos en su superficie. Esto hizo que las antenas fueran más delgadas, livianas y menos costosas que los arreglos reflectivos anteriores. [42]

Los elementos pueden ser una serie de simples parches rectangulares, el campo incidente se difracta en los bordes de los parches y se propaga por el material dieléctrico debajo de los parches, los cuales reflejan de regreso la onda al espacio libre. Con diferentes longitudes de los elementos impresos se pueden obtener diferentes impedancias y proporcionar fases distintas y controlar la fase del campo reflejado. El uso de stubs también puede minimizar la polarización cruzada. [41]

Desde entonces, las modificaciones, mejoras e innovaciones de los arreglos reflectivos planos ha avanzado enormemente, en parte por la libertad en el diseño que la geometría de los parches permite y sumado a las mejores capacidades de las herramientas de software para la optimización de los parámetros geométricos de la antena. [42]

El pasado mes de agosto de 2021, la compañía japonesa Dia Nippon Printing Co. (DNP) desarrolló un arreglo reflectivo con el fin de reflejar las ondas utilizadas en las redes de 5G de manera flexible y controlada, permitiendo de esta manera ampliar el área de cobertura de las mismas. Esta innovación tecnológica tiene la ventaja de mejorar la comunicación en áreas donde las ondas de radio suelen tener dificultades para llegar, como en zonas sombreadas por edificios. La figura 1.10 de [8] ilustra dicho arreglo reflectivo.

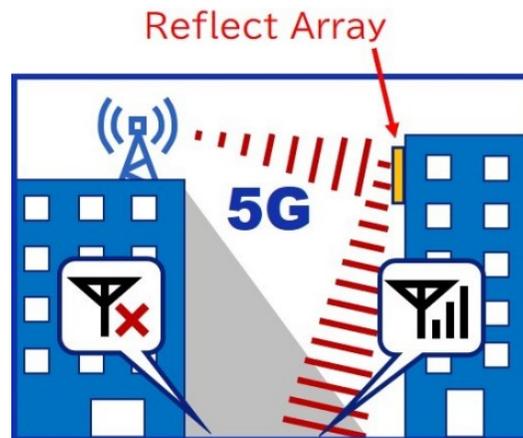


Figura 1.10: Propuesta de la compañía DNP: Un arreglo reflectivo usado para ampliar el área de cobertura de sus redes 5G. Imagen tomada de <https://www.businesswire.com/news/home/20210831005485/es/> [8]

1.5.1. Desventajas de los arreglos reflectivos

Las desventajas principales de los arreglos reflectivos son el reducido ancho de banda (Generalmente no supera el 10%), [41] las distorsiones de la onda reflejada y limitaciones en los ángulos de apertura que causa, en parte, el mismo sistema de alimentación que se encuentra interpuesto entre el propio haz. Por lo que lo ideal es tener un sistema de alimentación lo menos sobresaliente posible.

1.5.2. Arreglos reflectivo de tipo Cassegrain

La mayoría de los reflectarray utilizan el método de alimentación descentrada o de tipo offset para evitar el bloqueo de la alimentación directa, sin embargo, este tipo de configuración desplazada de la alimentación introduce una alta polarización cruzada, y la creación de lóbulos secundarios [43].

Al utilizar una alimentación directa, y debido a los soportes que deben sostener al alimentador, también se da como resultado niveles altos de lóbulo lateral y polarización cruzada. Una solución a ésta situación parte de los reflectores parabólicos tradicionales al utilizar un método de alimentación Cassegrain. [44] En la figura fig. 1.11 se observan los elementos de un sistema de éste tipo.

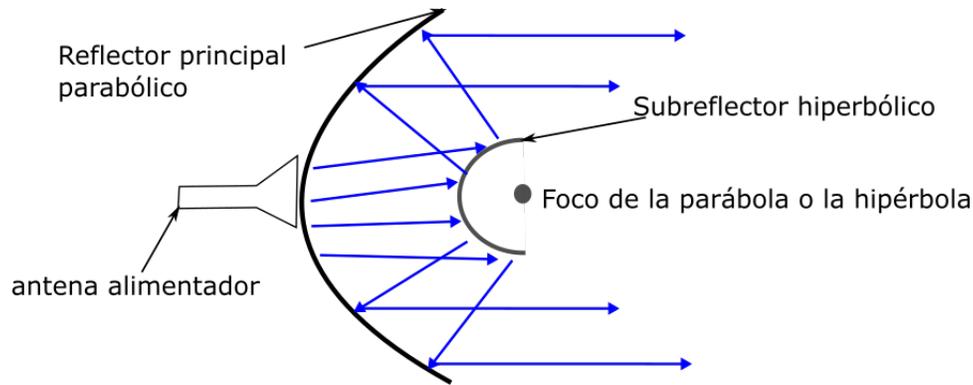


Figura 1.11: Configuración Geométrica de un Reflector Parabólico Cassegrain. Adaptada de [NOMBRE DE USUARIO O AUTOR], *Electromagnetic Spectrum*, (2011). [9]

Para obtener un mayor ancho de banda en un conjunto reflectante, se requiere una gran relación entre el diámetro del conjunto y la distancia focal (relación f/D). Sin embargo, esto implica que la alimentación focal debe sobresalir significativamente de la apertura del conjunto, lo que aumenta su volumen y masa. Para solucionar este problema, se puede utilizar una configuración Cassegrain que permite reducir la altura de la alimentación y mantener una relación efectiva f/D sin aumentar demasiado el tamaño de la antena.

En un estudio realizado en [44], se diseñó un arreglo reflectivo tipo Cassegrain para una frecuencia de 12 GHz con una relación f/D pequeña de 0.2 para aumentar el ancho de banda. La geometría de la alimentación incluyó una guía de onda, una conexión de guía dieléctrica y un subreflector. Sin embargo, debido a la reducción de la relación f/D y a la ubicación subóptima de la estructura de iluminación del arreglo, la eficiencia de la antena fue baja, alcanzando solo el 33.3%.

En [45], se optimizó el diseño anterior utilizando una combinación de un transmitarray, una superficie de cambio de fase y un arreglo reflectivo ubicado en el campo lejano. Esta configuración híbrida proporcionó más grados de libertad en el control de la distribución de apertura del sistema. Si bien se logró una mayor eficiencia de apertura, las desventajas de este diseño incluyen el pesado procesamiento requerido para la optimización de la antena debido a la complejidad del sistema híbrido y un pequeño ancho de banda debido a las características de los elementos de parche y a la relación f/D mayor que el diseño de [44].

1.6. Propuesta de diseño

Se propone un diseño de arreglo reflectivo basado en un sistema Cassegrain más compacto y de mayor flexibilidad en el patrón de radiación que un sistema clásico. El arreglo reflectivo reemplaza el espejo principal del sistema Cassegrain convencional y se compone de una distribución de tipo triangular equilateral, lo que permite ajustar la dirección del patrón de radiación de manera adaptativa.

Además, la implementación del arreglo reflectivo en lugar del espejo principal clásico también contribuye a una mejor iluminación de la apertura y, por tanto, a una reducción de pérdidas.

Finalmente, se busca una construcción compacta del sistema completo, incluyendo la alimentación, el arreglo reflectivo y los demás componentes del sistema Cassegrain, sin elementos sobresalientes ni obstrucciones al haz reflejado para garantizar su eficiencia y precisión en la recepción de señales. Un dibujo de la propuesta se encuentra en la figura [1.12](#)

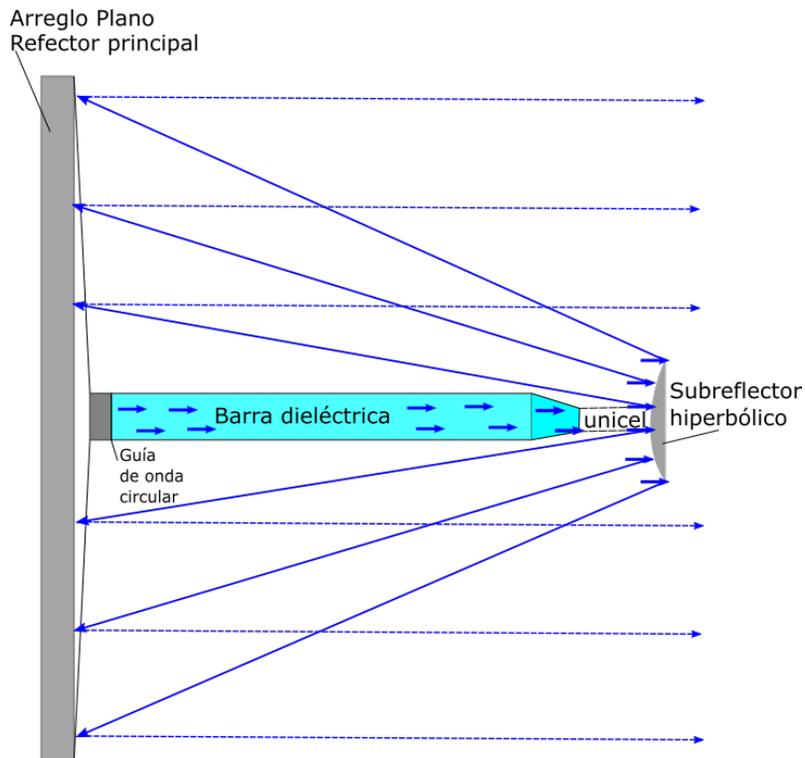


Figura 1.12: Propuesta de sistema [diseño original]

Las aplicaciones y utilidad que ésta antena tendrá es muy amplia y la hace una propuesta completamente actualizada a los requerimientos que las generaciones de nuevas tecnologías demandan.

En los siguientes capítulos, se verá el desarrollo y análisis del sistema Cassegrain, la alimentación y el diseño del arreglo. En el último capítulo, se muestran los resultados de desempeño de las simulaciones de la antena propuesta.

1.7. Conclusiones

- Las antenas con características de radiación modificables y reversibles en tiempo real son necesarias con la llegada del 5G y las nuevas tecnologías.
- Las antenas con mejores desempeños en directividad y ganancia son las parabólicas, pero necesitan sistemas mecánicos complejos, grandes y pesados para cambiar de posición su haz.
- Las antenas en arreglos de fase ahorran recursos al no necesitar estructuras mecánicas para su movimiento, lo que también otorga mayor rapidez en su redireccionamiento y capacidad de mayores ángulos de escaneo, sin embargo son costosas por necesitar un desplazador y modulo transceptor en cada elemento.
- Los arreglos reflectivos son una alternativa de bajo costo, rápida y sencilla fabricación, que mantiene o mejora el rendimiento de las antenas de fase y las antenas reflectoras.
- Las desventajas de los arreglos reflectivos son su reducido ancho de banda y las distorsiones de la onda reflejada.
- La miniaturización de las antenas es una necesidad fundamental en la actualidad para poder adaptarlas a nuestros dispositivos. Para lograr esto, se requiere optimizar la alimentación de los arreglos reflectivos, con el fin de obtener una antena más pequeña, ligera y eficiente. En consecuencia, la investigación en este campo sigue siendo esencial para desarrollar antenas cada vez más compactas y eficaces, y para garantizar que nuestras tecnologías móviles sigan mejorando y evolucionando.
- La finalidad de este trabajo será diseñar y simular en CST un sistema de arreglo reflectivo basado en un sistema Cassegrain más compacto, con capacidad readaptativa de cambio de dirección del patrón de radiación. Al sustituir el espejo principal clásico por un arreglo reflectivo, se optimizará la iluminación de la apertura y se reducirán las pérdidas. Todo el sistema estará diseñado para ser lo más compacto posible, incluyendo la alimentación y el resto de los elementos del sistema Cassegrain, sin elementos sobresalientes ni obstruyentes al haz reflejado. En resumen, se espera que este trabajo presente una propuesta final innovadora y eficiente en términos de diseño y funcionamiento de sistemas Cassegrain.

2 Propuesta de sistema de alimentación tipo Cassegrain

Después de considerar las ventajas de un sistema reflector, se ha decidido utilizar una configuración de doble reflector para construir una antena. En esta configuración, se reemplaza la superficie del reflector principal con un arreglo reflectivo de tipo espirafase con distribución triangular, diseñado para funcionar en la frecuencia central de 38GHz.

Para alimentar el sistema, se empleará una guía de onda circular y una barra dieléctrica. La elección de esta barra no solo mejora las condiciones de alimentación requeridas, sino que también ayuda a reducir el tamaño del sistema en su conjunto. Este capítulo se enfoca en el análisis teórico de la geometría de la antena, utilizando un sistema de tipo Cassegrain.

2.1. Antenas reflectoras

Antes de adentrarnos en el sistema de arreglo reflectivo de tipo Cassegrain, es fundamental comprender los principios de las antenas reflectoras clásicas. Como se vio en el capítulo uno, estas antenas son conocidas por su alta direccionalidad al irradiar, lo que las hace sumamente aplicables en diversas áreas, como radiotelescopios, estaciones terrenas de satélites geoestacionarios, radioenlaces, entre otros.

En términos generales, una antena reflectora está compuesta por dos elementos clave: un alimentador y una superficie reflectante. En las antenas reflectoras clásicas, el alimentador es el elemento activo y el reflector el pasivo. El elemento activo suele ser una antena dipolo, de bocina o de ranura. [29]

Las antenas reflectoras tienen la capacidad de modificar el patrón de radiación de los elementos radiantes. Esto se debe a que, según la posición en la que la energía radiada por el alimentador interactúa con el reflector, la señal será guiada en una dirección particular. [41]

Como se verá en nuestra implementación de diseño en este proyecto, los reflectores pueden ser de muchos tipos y configuraciones geométricas, pero podemos mencionar algunos tipos de antenas reflectoras según su superficie reflectante:

2.1.1. Tipos de antenas reflectoras

- **Antenas reflectoras de plato:** Este tipo de antena utiliza un plato como superficie reflectante. El alimentador suele estar ubicado en el foco del plato, y la señal es reflejada hacia la dirección deseada. [29]
- **Antenas reflectoras de paraboloides:** Estas antenas utilizan una superficie reflectante en forma de paraboloides. La señal es reflejada desde el alimentador ubicado en el foco del paraboloides hacia la dirección deseada. [29]
- **Antenas reflectoras de Cassegrain:** Este tipo de antenas utiliza un sistema de dos reflectores (uno primario y otro secundario) para enfocar la señal. El alimentador suele estar ubicado en el foco del reflector primario, y la señal es reflejada hacia el reflector secundario y luego hacia la dirección deseada. [41]
- **Antenas Reflectoras Gregorianas:** Similar a las antenas Cassegrain, estas antenas utilizan un sistema de dos reflectores (primario y secundario) para enfocar la señal. Sin embargo, en este caso, el reflector secundario está ubicado dentro del primario, lo que permite reducir el tamaño total de la antena. [41]
- **Antena reflectora Off-set o desplazada:** La antena off-set (o desplazada) también es una variante de la antena parabólica, pero en este caso, el alimentador se ubica en un punto fuera del eje de la parábola. Esto permite reducir las obstrucciones del reflector, lo que mejora la calidad de la señal. [29]

En resumen, todas estas antenas comparten la misma geometría parabólica básica, pero difieren en la ubicación del alimentador y en la incorporación de reflectores secundarios para corregir errores y mejorar la calidad de la señal recibida o transmitida. Estas se pueden observar en la figura 2.1

Cabe destacar que existen otros tipos de antenas reflectoras según su superficie reflectante, cada uno con características y aplicaciones específicas, brevemente se mencionan a continuación.

2.1.2. Otros tipos de antenas reflectoras

- **Antenas reflectoras de espejo convexo:** Estas antenas utilizan una superficie reflectante en forma de espejo convexo para reflejar la señal. El alimentador suele estar ubicado fuera del foco del espejo, y la señal es reflejada hacia la dirección deseada. [29]
- **Antenas reflectoras de tipo corner reflector:** Este tipo de antena utiliza una superficie reflectante en forma de esquina, formada por dos planos perpendiculares. La señal es reflejada hacia la dirección deseada. [29]
- **Antenas reflectoras de tipo array:** Estas antenas utilizan un conjunto de elementos reflectantes individuales (como parches, dipolos o ranuras) para formar una superficie reflectante. La señal es reflejada por cada uno de estos elementos hacia la dirección deseada. [29]

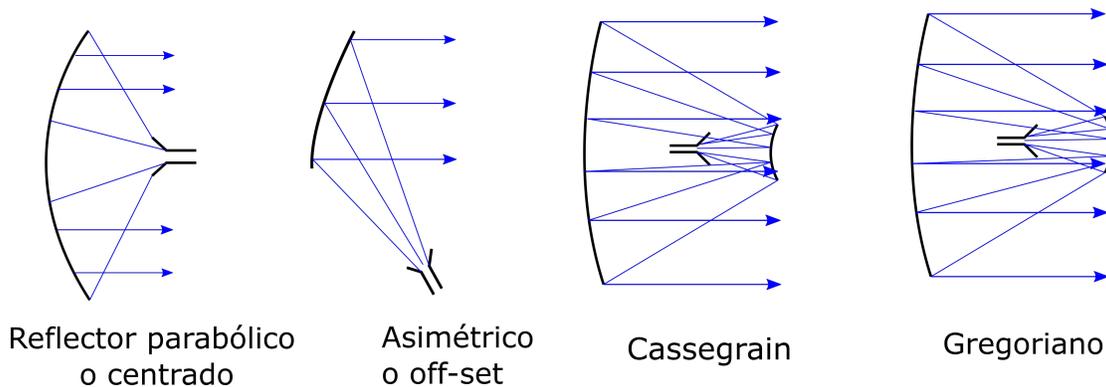


Figura 2.1: Diferentes configuraciones de antenas parabólicas, imagen adaptada de [Chaquimarca Yáñez, 2015] [10]

2.2. Antena Cassegrain

2.2.1. Telescopio vs Antena

La Antena Cassegrain es un tipo de antena reflectora que se utiliza en aplicaciones donde se requiere alta ganancia y directividad, como en sistemas de comunicaciones satelitales y radio telescopios.

Fue inventada por el matemático y astrónomo francés Laurent Cassegrain en el siglo XVII, quien diseñó una antena reflectora compuesta por dos superficies reflectoras, una cóncava y otra convexa, que permitía una mayor eficiencia en la captación de señales de radio. [47]

El telescopio Cassegrain es un tipo de telescopio reflector que sigue siendo utilizado ampliamente en la astronomía moderna, para recopilar y enfocar la luz de los objetos celestes. El telescopio consta de dos espejos, uno grande y cóncavo en la parte posterior, llamado espejo primario, y otro pequeño y convexo en la parte delantera, llamado espejo secundario. [11]

El telescopio Cassegrain funciona de la siguiente manera: cuando la luz proveniente de los objetos celestes ingresa en el telescopio, el espejo primario recoge la luz y la refleja hacia el espejo secundario. Este último refleja la luz a través de un agujero en el centro del espejo primario, formando un haz final de rayos de luz que se enfoca en un punto específico, donde el observador coloca su ojo. Si los rayos de luz entrantes son paralelos al eje del telescopio, el enfoque será nítido y claro, permitiendo al observador obtener una figura clara y detallada de los objetos celestes observados. Como se aprecia en [2.2] [47]

La antena Cassegrain se deriva del diseño del telescopio Cassegrain. En este caso, los reflectores son platos principales y secundarios con superficies similares en forma a las del telescopio. En lugar de un instrumento óptico, la antena de microondas utiliza una pequeña antena de alimentación junto con un transmisor o receptor para transmitir o recibir señales de microondas. [11]

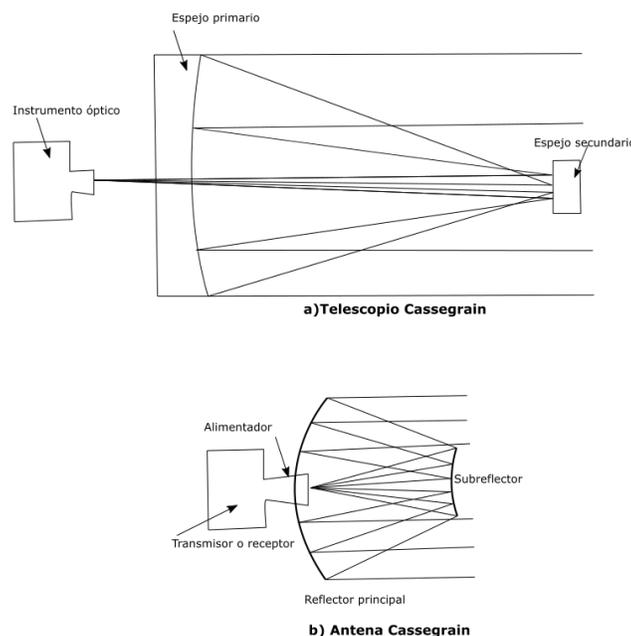


Figura 2.2: a) Telescopio Cassegrain, b) Antena Cassegrain, imagen adaptada de [Hannan, 1961] [11]

2.2.2. Geometría de una antena Cassegrain

La geometría clásica de una antena Cassegrain se basa en el uso de dos reflectores cóncavos, uno grande y otro pequeño. El reflector grande, conocido como reflector primario, está situado en la parte trasera de la antena y recibe la señal electromagnética que proviene de la fuente. La forma cóncava del reflector primario permite que la señal se refleje y se concentre en un punto, que se encuentra en el foco del reflector.

El segundo reflector, conocido como reflector secundario, está situado en la parte frontal de la antena y su forma es convexa. Este reflector recibe la señal concentrada en el foco del reflector primario y la refleja hacia una abertura ubicada en el centro del reflector primario, conocida como el agujero central.

La señal que sale de la antena Cassegrain a través del agujero central puede ser recogida por un receptor colocado en esa posición. El sistema está diseñado de tal manera que la distancia entre el reflector primario y el secundario es la mitad de la distancia focal del reflector primario, lo que permite que la señal sea enfocada en el receptor en el punto focal. El sistema puede observarse en la fig. [2.3](#)

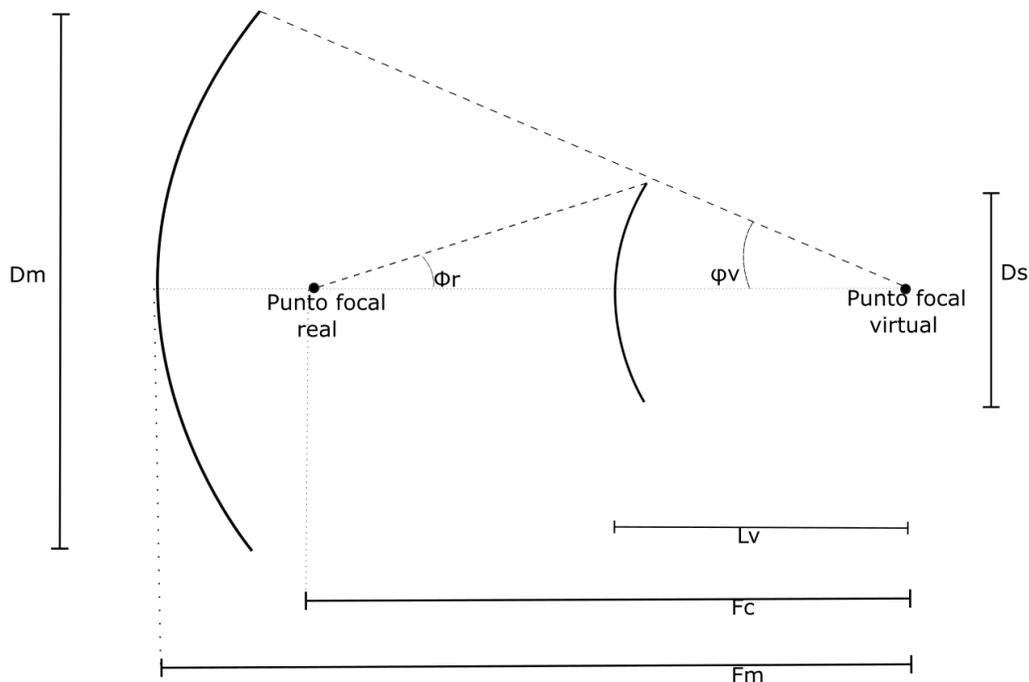


Figura 2.3: Geometría del sistema Cassegrain, imagen adaptada de [Hannan, 1961] [\[11\]](#)

Uno de los primeros y completos análisis de este tipo de antena ha sido realizado por Peter W. Hanna [11] el cual usó la óptica geométrica para obtener la forma de las superficies reflectoras e introdujo principios de equivalencias con resultados bastante precisos, lo que facilita el diseño de antenas de este tipo. Unos de ellos son el principio de equivalencia de fuente y el principio de equivalencia de superficie.

2.2.3. Conceptos equivalentes

2.2.4. Principio de equivalencia de fuente

Este principio establece que se puede reemplazar la fuente de alimentación original de una antena Cassegrain por una fuente de alimentación equivalente, ubicada en la superficie plana equivalente. Esta fuente de alimentación equivalente radiaría la misma energía que la fuente original. De esta forma, se puede analizar y diseñar la antena como si fuera una antena de fuente plana, lo que facilita el cálculo y diseño. [11]

2.2.5. Principio de equivalencia de superficie

Este principio establece que se puede reemplazar la superficie reflectora completa de una antena Cassegrain por una superficie plana equivalente. Esta superficie plana tendría las mismas propiedades reflectoras que la superficie original. De esta forma, se puede analizar y diseñar la antena como si fuera una antena de superficie plana, lo que facilita el cálculo y diseño. [11]

En [11] Hannan presenta tres ecuaciones principales que proporcionan la relación entre la parábola equivalente, con las cuales partiendo de los parámetros independientes pueden ser calculadas todas las demás.

La que proporciona la relación entre la parábola equivalente del reflector primario y la apertura del reflector secundario es la siguiente:

$$\tan\left(\frac{1}{2}\right)\phi_v = \pm\left(\frac{1}{4}\right)\left(\frac{D_m}{F_m}\right) \quad (2.1)$$

donde ϕ_v es el ángulo de apertura del reflector secundario, D_m es el diámetro del reflector primario y F_m es la distancia focal de reflector principal. El signo positivo en el anterior se aplica a las formas Cassegrain, y el negativo a las formas gregorianas.

La siguiente ecuación proporciona la relación entre la parábola equivalente del reflector primario y la parábola del reflector secundario en un sistema Cassegrain:

$$\frac{1}{\tan(\phi_v)} + \frac{1}{\tan(\phi_r)} = 2 \frac{F_c}{D_s} \quad (2.2)$$

En donde ϕ_v es el ángulo de apertura del reflector primario, ϕ_r es el ángulo de reflexión del reflector secundario, F_c es la distancia focal del sistema Cassegrain y D_m el diámetro del reflector principal. Esta ecuación nos ayuda a determinar los valores de los ángulos del sistema.

Por último, la ecuación propuesta por Hannan para calcular la relación entre la distancia del subreflector al punto focal y la diferencia de ángulos de apertura vertical y horizontal se puede expresar como:

$$1 - \frac{\sin \frac{1}{2}(\phi_v - \phi_r)}{\sin \frac{1}{2}(\phi_v + \phi_r)} = 2 \frac{L_v}{F_c} \quad (2.3)$$

Donde L_v es la distancia del subreflector al punto focal virtual y F_c es la distancia entre el punto focal real y virtual, o la distancia focal del reflector primario.

2.3. Cálculo de geometría para Cassegrain clásicas de 38GHz

Para diseñar una antena Cassegrain clásica de 38GHz es necesario considerar diversos parámetros, entre los que se encuentran D_m , F_m , F_c y ϕ_v . Estos parámetros son determinados en función del rendimiento y las limitaciones de dimensiones de la antena.

Una vez obtenidos estos parámetros, es posible proceder al cálculo de otros valores necesarios para el diseño, como son: ϕ_r , D_s y L_v .

Para calcular el diámetro del reflector principal D_m se utiliza la ecuación [2.4](#), la cual relaciona la ganancia de la antena G con el diámetro del reflector principal D_m , a longitud de onda de la señal λ y la eficiencia de apertura ϵ_{ap} . La eficiencia de apertura es una medida de la capacidad de la antena para recoger la energía electromagnética que llega a su apertura y se define como la relación entre la energía que la antena recibe y la energía que llegaría a la apertura si la antena tuviera una apertura perfecta.

$$G[dBi] = 10 \log \left[\epsilon_{ap} \frac{\pi D_m}{\lambda} \right]^2 \quad (2.4)$$

2.3. CÁLCULO DE GEOMETRÍA PARA CASSEGRAIN CLÁSICAS DE 38GHZ39

La ecuación 2.5 es una simplificación de la ecuación 2.4, despejando D_m en función de los otros parámetros. Esta expresión se utiliza para obtener el diámetro del reflector principal a partir de una ganancia deseada de la antena y una eficiencia de apertura conocida. La constante π y la raíz cuadrada en la ecuación se deben a la geometría del reflector y a la relación entre la longitud de onda y el tamaño de la apertura necesaria para obtener la ganancia deseada.

$$D_m = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{10 \frac{G}{10}}{\epsilon_{ap}}} \quad (2.5)$$

Es importante mencionar que la eficiencia de apertura ϵ_{ap} puede verse afectada por varios factores, como la obstrucción del reflector, la rugosidad de la superficie y la desalineación de la antena. Por lo tanto, el valor real del diámetro del reflector principal puede diferir ligeramente del valor calculado con la ecuación 2.5.

Aplicando la ecuación 2.5 con $\lambda = 7.894$ mm para 38 GHz y un valor de ϵ_{ap} recomendado teóricamente entre 0.5 y 0.6 [73], (utilizamos un valor de 0.5 para este cálculo) y una ganancia G de 30 dBi, comúnmente utilizada en sistemas de comunicación de microondas debido a su equilibrio entre el ancho de haz, la resolución angular y el tamaño del reflector, y suficiente para la mayoría de las aplicaciones de comunicaciones por microondas. Se obtiene el siguiente resultado:

$$D_m = \frac{7.894}{\pi} \sqrt{\frac{10 \frac{30}{10}}{0.5}} = 112mm \quad (2.6)$$

C. Granet en [73] sugiere que para obtener mejores resultados, el parámetro F_m debe ser aproximadamente el 5% del diámetro del reflector primario D_m , calculado en la ecuación 2.7:

$$F_m = 0.5(112mm) = 56mm \quad (2.7)$$

Además, se recomienda que el diámetro de la superficie reflectante secundaria D_s sea alrededor del 20% del tamaño del diámetro del reflector primario, como se indica en [73]:

$$D_s = 0.20(112mm) = 22.4mm \quad (2.8)$$

Para calcular el ángulo de apertura de la antena ϕ_v , se utiliza la ecuación 2.9, obtenida a partir de de la ecuación 2.1:

$$\phi_v = 2 \arctan \left(\frac{1}{4 \left(\frac{F_m}{D_m} \right)} \right) \quad (2.9)$$

Aplicando la ecuación [2.9](#) y sustituyendo el valor conocido de $\frac{F_m}{D_m} = 0.5$, se obtiene el valor final de ϕ_v :

$$\phi_v = 2 \arctan\left(\frac{1}{4(0.5)}\right) = 53.1 \quad (2.10)$$

Con estos parámetros calculados, se pueden obtener los valores de [2.1](#), [2.2](#) y [2.3](#) por sustitución, que son: $\phi_r = 29.127$, $F_c = 28.09mm$ y $L_v = 16.9mm$

Finalmente, con los valores obtenidos anteriormente, diseñé los platos en el software CST Studio Suite, como se muestra en la figura [2.4](#)

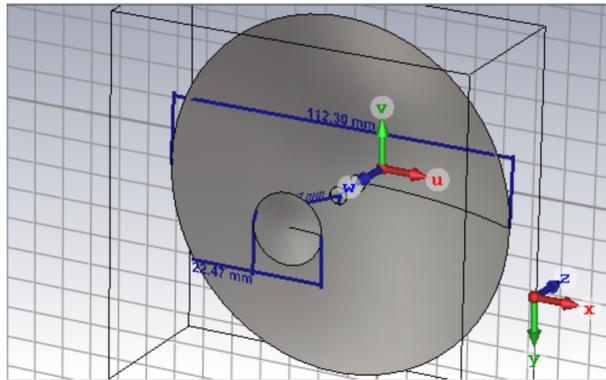


Figura 2.4: Sistema Cassegrain en CST [Captura de diseño propio de antena simulada en CST Studio]

2.4. Diseño de guía de onda circular (GOC) como alimentador de antena Cassegrain

En esta antena, el reflector principal es alimentado por un reflector secundario, que a su vez es alimentado por una guía de onda circular.

Típicamente se utiliza una guía de onda circular para alimentar las antenas Cassegrain porque proporciona una distribución de campo de radiación axial simétrica, lo que significa que el campo eléctrico se distribuye de manera uniforme alrededor del eje de la antena. Esto es importante para lograr una alimentación eficiente de la antena, ya que la distribución de campo debe ser simétrica para evitar pérdidas y distorsiones en el patrón de radiación. [60]

Además, la guía de onda circular también tiene una impedancia de entrada constante y no depende de la posición de la fuente de alimentación. Esto permite una fácil adaptación de impedancia y una mejor eficiencia en la transmisión de señales. [60]

Una guía de onda circular puede soportar diferentes modos de propagación, los cuales se caracterizan por su frecuencia de corte. La frecuencia de corte es la frecuencia más baja en la cual se puede propagar un modo determinado en la guía de onda. [93]

Los modos de propagación en una guía de onda circular dependen de su frecuencia de corte, la cual a su vez depende del diámetro de la guía de onda, el material del que está hecha, y la constante dieléctrica del medio circundante. [94]

Los modos de propagación más comunes en una guía de onda circular son el modo TE (Transversal Eléctrico) y el modo TM (Transversal Magnético). En el modo TE, el campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación de la onda, mientras que en el modo TM, el campo magnético es transversal a la dirección de propagación de la onda. [93]

La elección del diámetro de la guía de onda circular es importante ya que afecta a los modos de propagación que se pueden soportar en la guía y a la frecuencia de operación. Los modos de propagación que se pueden soportar en una guía de onda circular dependen de su frecuencia de corte, que a su vez depende del diámetro de la guía y de la frecuencia de operación. [93]

En general, se desea que la frecuencia de operación esté entre los modos TE₁₁ y TM₀₁ para obtener un campo de radiación de modo fundamental y para minimizar la pérdida de retorno. Además, se debe asegurar que la frecuencia de operación esté por debajo del modo TE₂₁, ya que este modo tiene una frecuencia de corte más alta y, por lo tanto, se propagará en una guía de mayor diámetro. [94]

Esto significa que para que el modo TE21 pueda propagarse en la guía de onda, se requiere un diámetro mayor que para los otros modos.

Por lo tanto, para evitar que se propague el modo TE21 en la guía de onda, se debe elegir un diámetro tal que la frecuencia de operación esté por debajo del modo TE21. Priorizando la propagación del modo dominante TE11 sin poca atenuación, el cual además proporciona una distribución de campo más uniforme en la sección transversal de la guía.

De lo contrario, si la frecuencia de operación es mayor que la frecuencia de corte del modo TE21, la onda se propagará en ese modo, lo que podría afectar el rendimiento de la antena.

Las siguientes ecuaciones de frecuencia de corte de los tres modos de propagación comentados anteriormente [94] son las siguientes:

$$f_{cTE11} = \frac{1,841c}{2\pi a} \quad (2.11)$$

$$f_{cTM01} = \frac{2,405c}{2\pi a} \quad (2.12)$$

$$f_{cTE21} = \frac{2,41c}{2\pi a} \quad (2.13)$$

Donde c es la constante de la velocidad de la luz y a el radio de la guía de onda circular.

Las frecuencias de corte de los modos TE11 Y TM01 se pueden visualizar mejor en la siguiente figura 2.5, de la simulación en el software CST Studio Suite de la guía de onda circular propuesta. Donde nos dice que entre la frecuencia de 33 GHz y 43 GHz solo se propaga el modo TE11, es decir un regimen unimodal y a partir de la frecuencia de 43.1 GHz comienzan a propagarse dos modos y el rendimiento de la guía de onda se verá afectado.

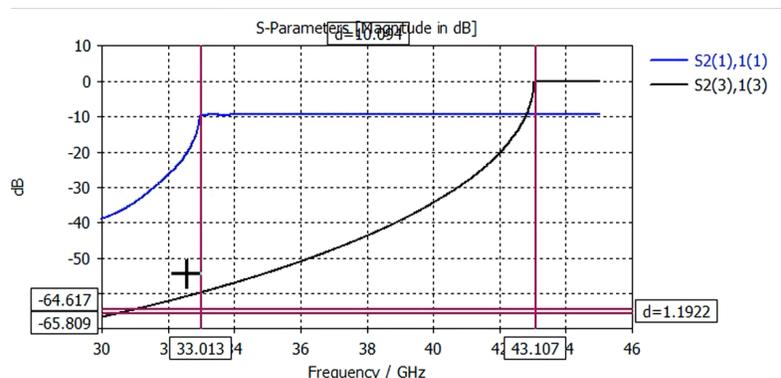


Figura 2.5: Parámetros S: frecuencias de corte en Guía de Onda Circular [Captura de diseño propio de antena simulada en CST Studio]

Para el diseño de mi guía de onda que debe operar en 38GHz, he elegido trabajar con una frecuencia de 33 GHz. Esta elección se basa en el hecho de que la frecuencia de operación deseada se encuentra entre las frecuencias de corte TE11 de 33 GHz y TM01 de 43 GHz, y por debajo de la frecuencia de corte TE21 de 54 GHz. Por lo que de la siguiente ecuación [2.11](#) se puede despejar el radio a

$$a = \frac{1,841 * c}{2\pi(33GHz)} = 2.66mm \quad (2.14)$$

Y obtenemos el diámetro como $d = a * 2$, siendo $d = 5.32mm$

La longitud de la guía de onda se calculó de la siguiente manera: Siendo λ_g la Longitud de onda de la señal electromagnética de guía, cuyo cálculo se obtiene como:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{F_c}{f}\right)^2}} = 15.9mm \quad (2.15)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda de la frecuencia de operación en el espacio libre, F_c es la frecuencia de corte del modo TE11 y f la frecuencia de 38GHz.

Una vez obtenido λ_g , podemos encontrar L (longitud de la guía de onda), donde [73](#) sugiere que sea de $3/4\lambda_g$

$$L = \frac{3}{4} * \lambda_g = 11.9mm \quad (2.16)$$

El diseño de la guía de onda se realizó en el software de CST y el diseño final con las dimensiones calculadas se aprecia en la figura [2.6](#)

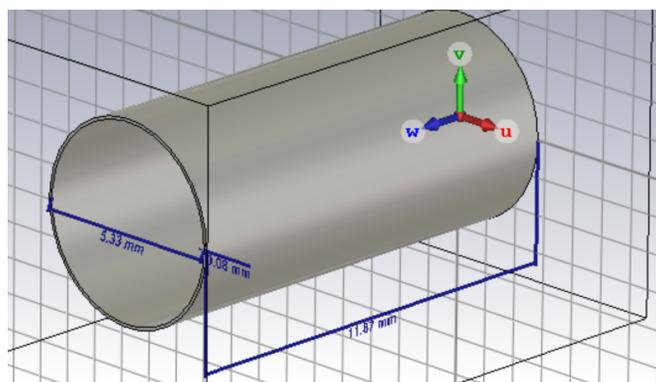


Figura 2.6: Dimensiones de la Guía de onda circular [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

En la figura [2.7](#) se observa el patrón de radiación del extremo abierto de la guía de onda circular diseñada, donde se obtuvo una directividad de 6.78dB, lo que nos produce un lóbulo con un HPBW de 92.7°.

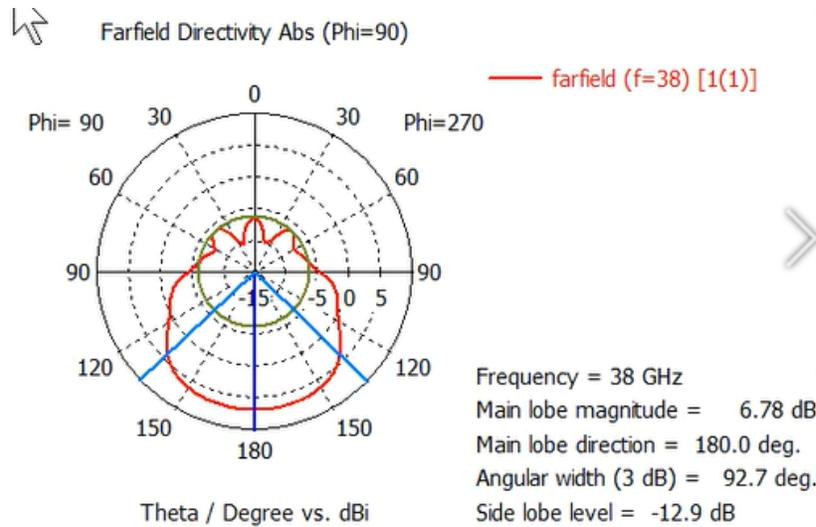


Figura 2.7: Patrón de radiación polar de GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Al implementar esta guía de onda en nuestro sistema Cassegrain previamente diseñado obtenemos una directividad de 21dBi , estos resultados que se observan en las figuras [2.8](#) y [2.9](#)

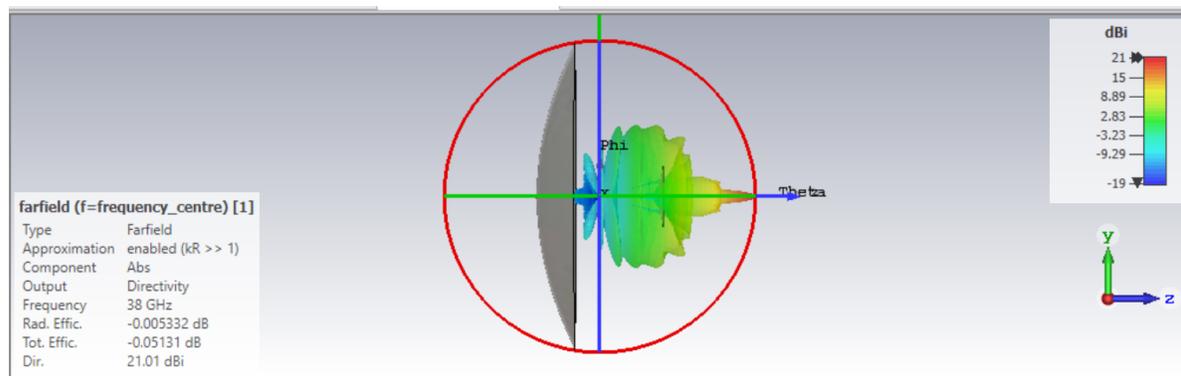


Figura 2.8: Patrón de radiación 3D de Sistema Cassegrain con GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

La directividad obtenida es baja comparada con un sistema ideal debería tener una directividad de 36dBi, la cual puede ser calculada con la la siguiente ecuación [2.17](#) :

$$\text{Directividad} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \times A_{\text{efectiva}} \quad (2.17)$$

donde A_{efectiva} para el caso ideal, es el área física de la antena y corresponde al plato principal.

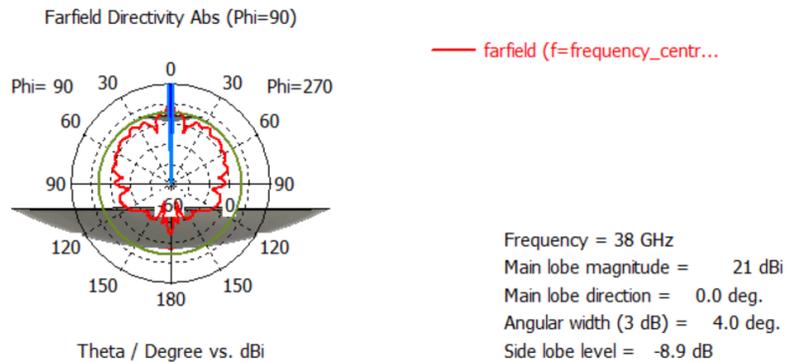


Figura 2.9: Patrón de radiación polar de Sistema Cassegrain con GOC [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Es evidente que esta pérdida es debida al alimentador, cuyo ancho del lóbulo principal es muy amplio. Por lo tanto, es necesario estrechar el lóbulo de la GOC para mejorar la directividad del sistema.

Podría sugerirse el cambio del excitador por una antena de mayor abertura como una corneta en lugar de una guía de onda, sin embargo esta opción no es la óptima, ya que si ensanchamos el alimentador, nuestros elementos del arreglo se verán perjudicados con el bloqueo de iluminación que este elemento provocaría.

Otra opción para solucionar este problema es ensanchar el plato principal, lo que mejoraría la ganancia y la directividad de la antena. No obstante, esta solución no cumple con nuestras condiciones, ya que queremos mantener la antena lo más pequeña posible. Además, hay que tener en cuenta que nuestro plato principal es, en realidad, un arreglo de antenas, lo que implica una mayor complejidad, coste y pérdidas debido al mayor número de diodos involucrados en la fabricación.

Según la ley general de las antenas, para estrechar el lóbulo de una antena debemos aumentar su tamaño en el plano ortogonal a la dirección en la que queremos estrecharla. Sin embargo, hay una excepción a esta regla que se aplica a las antenas Yagi o barras dieléctricas. Al aumentar la longitud de una Yagi con más elementos o al aumentar la longitud de la barra en la dirección de propagación de la onda en el mismo plano, se logra estrechar el lóbulo principal. Afortunadamente, esta excepción será utilizada en nuestro caso, logrando conservar nuestra inicial guía de onda circular.

2.4.1. Optimización de alimentador con Barra dieléctrica

La barra dieléctrica es un tipo de antena de onda superficial. Su peso y tamaño las hace adecuadas para el rango de las ondas milimétricas y son un buen complemento a las guías de ondas, abriendo posibilidades por mejorar su desempeño. Aunque hay diferentes configuraciones, la barra dieléctrica es normalmente cónica o con una sección transversal rectangular o circular.

La antena elegida para este sistema será cónica, con una sección transversal circular, y se alimentará con nuestra guía de onda circular. La elección de una antena cónica se debe al hecho de que el sistema funciona con polarización circular, por lo que resulta prudente utilizar una antena cónica con guía de onda circular, ya que de esta manera se cumplen las mismas condiciones para ambas componentes de la polarización circular.

La barra dieléctrica funciona de tal modo que el modo TE₁₁, que se propaga en la guía de onda circular al salir a la parte dieléctrica, se convierte en onda superficial, esta viaja a lo largo de la estructura dieléctrica y se transforma en una onda completamente limitada, cuya energía está confinada principalmente en la región dieléctrica, para que al terminar el recorrido sea una onda de espacio libre.

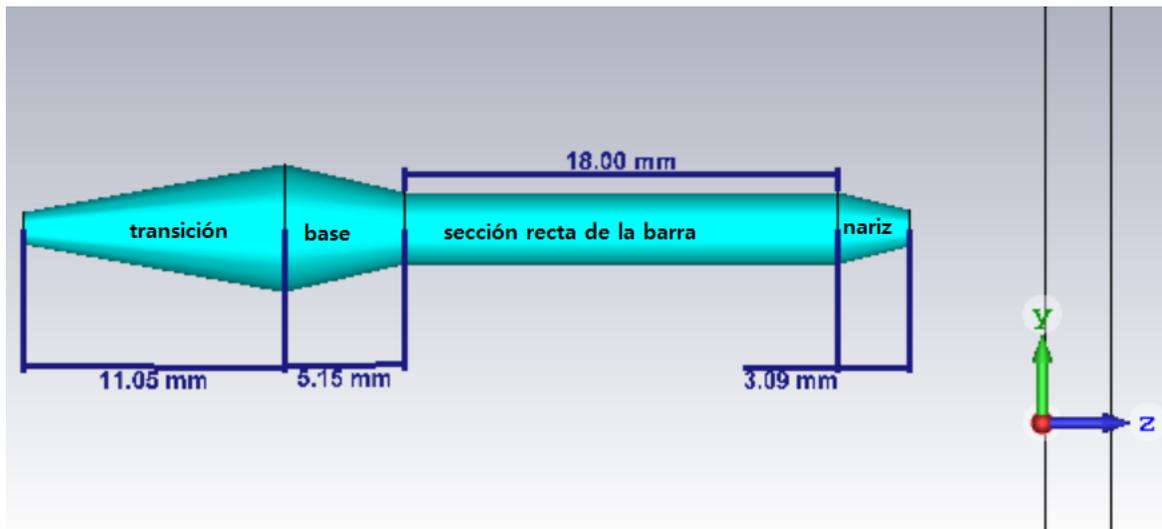


Figura 2.10: Barra dieléctrica partes [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

La barra dieléctrica se compone de cuatro secciones: la primera es la sección de adaptación, esta se encuentra dentro de la guía de onda, como se observa en la figura 2.10 su forma cónica ayuda a ser una transición suave entre la guía de onda vacía y la guía de onda rellena con el dieléctrico. Al estar llena de aire, la guía de onda necesita una transición como está para provocar una coincidencia de impedancia entre ella y la barra dieléctrica.

La siguiente parte es la base, o el cono de alimentación, que se encuentra después de la apertura de la guía de onda y antes de la sección recta de la barra, la cual mejora la eficiencia de la excitación al establecer la onda superficial, la cual se irradia a lo largo de la sección recta.

Por último, está la nariz o el cono terminal, el cual reduce la reflexión que provoca la transacción de la onda superficial a la onda del espacio libre, y reduce las reflexiones de la onda que podría provocar una discontinuidad abrupta del dieléctrico al medio.

Todos estos elementos, no son otra cosa que métodos de transformadores suaves cuyas funciones ya se mencionaron.

Para el diseño de la barra se consideró el espacio que se tenía desde la apertura de la guía de onda hasta el plato secundario, y se consultó diferentes artículos donde se diseñaron antenas de este tipo para considerar las recomendaciones de medidas de cada elemento.

Aunque existen formas de diseño que consideran el coeficiente de desaceleración, la aproximación realizada tuvo resultados favorables.

El sistema con la barra dieléctrica tiene los siguientes resultados después de simularlos en CST Studio, en la figura 2.11 y 2.12:

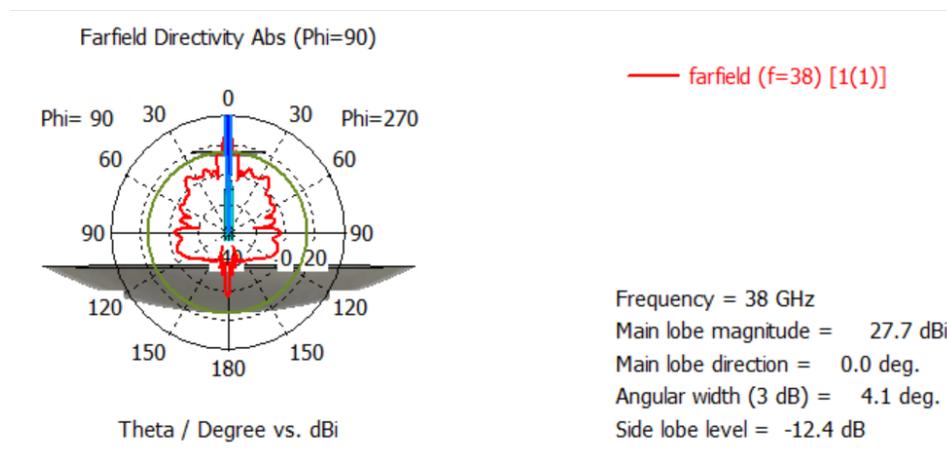


Figura 2.11: Patrón Polar Cassegrain con Barra dieléctrica [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

En los resultados se observa el aumento de directividad que paso de 21dBi a 27.7dBi con el uso de la barra dieléctrica, lo que disminuyo 3 veces el ancho del lóbulo inicial de la GOC. Comprobando que la implementación de la antena dieléctrica cumplió su objetivo principal.

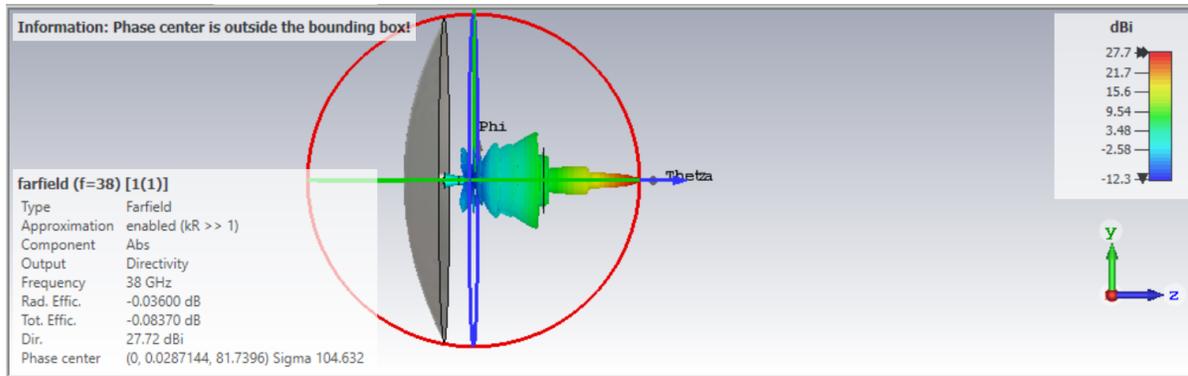


Figura 2.12: Patrón 3D Cassegrain con Barra dieléctrica [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Además, se propone utilizar esta barra como soporte del subreflector, agregando la longitud faltante mediante un segmento de dieléctrico. Para ello, se pueden emplear materiales como el uniel, cuya constante dieléctrica ϵ es similar a la del aire $\epsilon \approx 1$. De esta manera, se elimina la necesidad de utilizar una gran estructura de sujeción en una configuración tradicional. Con este nuevo modelo de antena se realizó un análisis de eficiencia para buscar el mejor desempeño.

2.5. Eficiencia de iluminación

Para realizar un análisis de desempeño más preciso, se puede utilizar un plato de aire en lugar del plato parabólico (que luego será reemplazado por nuestro arreglo). Esta técnica nos permite seleccionar un plano para el análisis y visualizar la distribución del campo reflejado por el hiperboloide en la superficie del plato de aire, lo que facilita su comprensión. La Figura 2.13 muestra este proceso. En nuestra primera aproximación, nos proponemos alcanzar una disminución de -10dB en el campo electromagnético en los bordes. Será el mismo proceso con el subreflector.

Se busca un nivel de -10dB en el borde del subreflector para asegurarse de que la iluminación en esa zona no sea demasiado débil en comparación con la iluminación en el centro del subreflector. Si la diferencia de potencia entre el centro y el borde del subreflector es muy grande, esto puede afectar la directividad del sistema. En general, se busca una iluminación uniforme en todo el subreflector para maximizar la eficiencia y el rendimiento del sistema.

La correcta iluminación del subreflector es esencial, ya que puede suceder que el campo radiado por el alimentador sobrepase el subreflector al llegar al espejo hiperbólico y se irradie hacia el espacio libre. En este caso, toda la potencia se pierde en lugar de reflejarse en el hiperboloide, lo que resultaría en pérdidas para

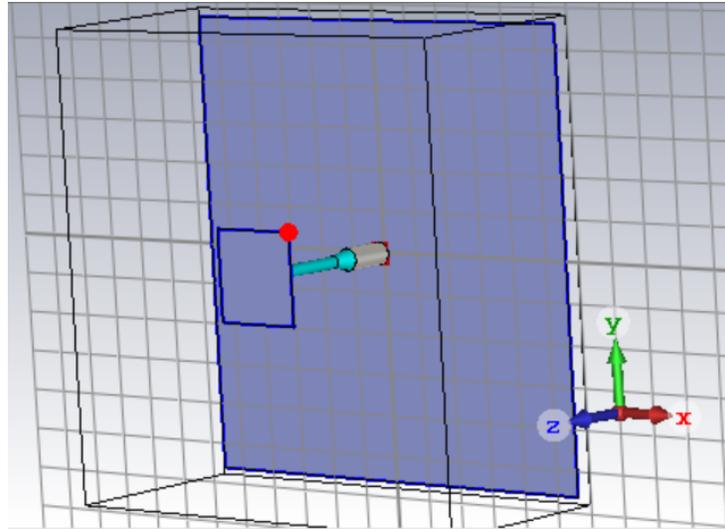


Figura 2.13: Antena Cassegrain con platos de aire [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

el sistema.

Observamos este efecto en el sistema Cassegrain inicial, en el que no se utilizaba una barra dieléctrica, lo que resultaba en una baja directividad, ya que la mayoría de la potencia traspasaba el subreflector.

Para abordar este problema, visualizamos la distribución del campo electromagnético con la nueva barra y los platos de aire, buscando un nivel de -10dB de campo electromagnético en el borde del subreflector.

Al analizar la radiación del campo eléctrico desde el plano ortogonal como se observa en la Figura 2.14, encontramos el centro de fase, ya que se aprecian superficies que emanan de la guía de onda formando arcos, y el centro de estos arcos se encuentra aproximadamente en la abertura de la guía de onda.

El centro de fase es un concepto importante en la teoría de antenas y se refiere al punto en el que las ondas emitidas por la antena están en fase. En el caso de la barra dieléctrica utilizada para alimentar una antena Cassegrain, el centro de fase se refiere a la posición de la barra dieléctrica en relación con el punto focal de la antena. [112]

Es importante colocar la barra dieléctrica en el centro de fase para garantizar que la onda emitida por la antena tenga la máxima ganancia posible y un patrón de radiación óptimo. Si la barra dieléctrica no se encuentra en el centro de fase, se pueden producir desfases en la onda emitida por la antena, lo que puede provocar pérdidas en la ganancia y en la calidad del patrón de radiación.

La distribución de potencia provocada por nuestra barra, vista desde el plano ortogonal, muestra una concentración de potencia típica y esperada para este tipo

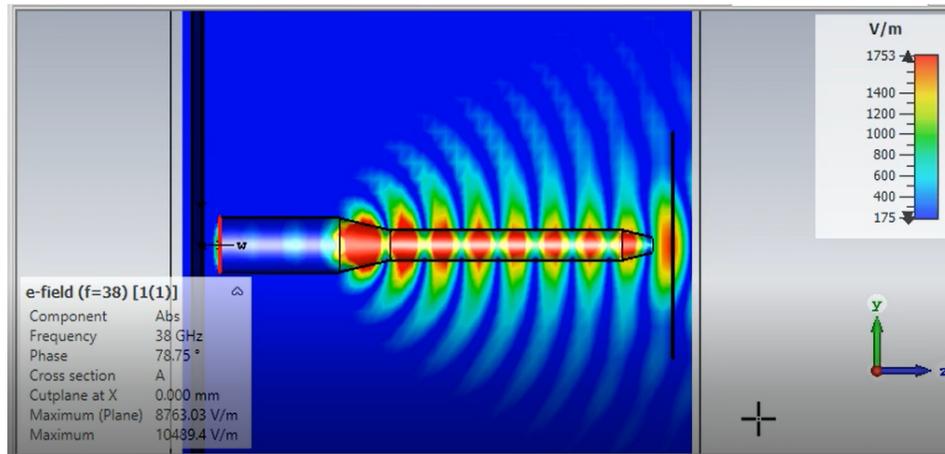


Figura 2.14: Vista ortogonal de Campo eléctrico en sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

de antena, como se puede observar en la Figura 2.15. Lo que nos habla de un buen diseño inicial de barra dieléctrica.

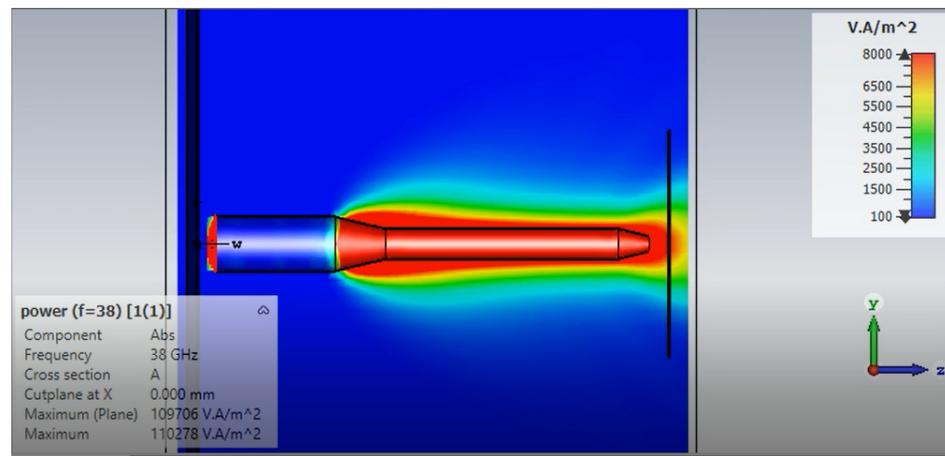


Figura 2.15: Vista ortogonal de Potencia en sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

También se analizaron los parámetros de dispersión de el sistema en conjunto, los cuales se pueden observar en la figura 2.16. Analizando que para la frecuencia de operación de 38GHz tenemos un buen coeficiente de reflexión, por debajo de -25dB, con el mejor desempeño se encuentra en la frecuencia de 42.8GHz, con un coeficiente de reflexión aproximado de -40dB. Lo ideal sería realizar una optimización para desplazar esta curva hacia la izquierda, acercándola a nuestra frecuencia de operación en los 38GHz.

Sin embargo para esta primera iteración se obtuvo una iluminación no uniforme e insuficiente de nuestra pieza subreflector, la cual se observa en la figura 2.17. Si antes el caso era el desbordamiento en el subreflector, ahora la iluminación

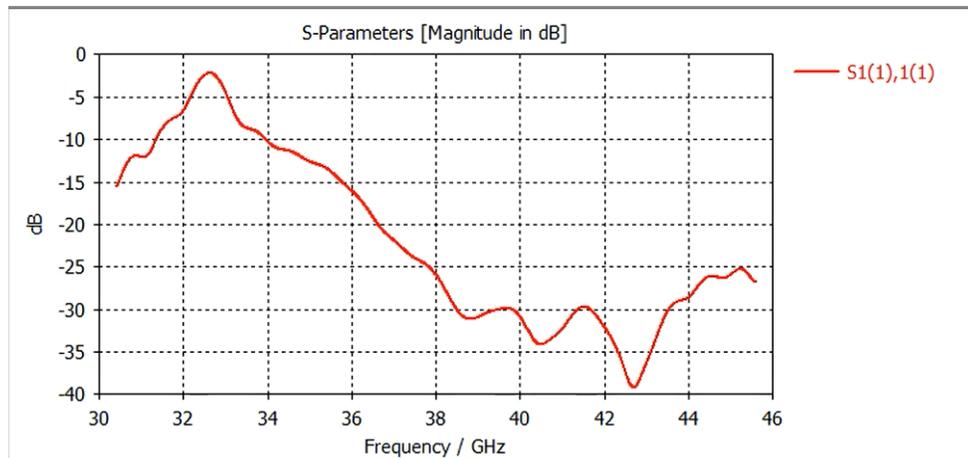


Figura 2.16: Parámetros S , Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

resulta decadente.

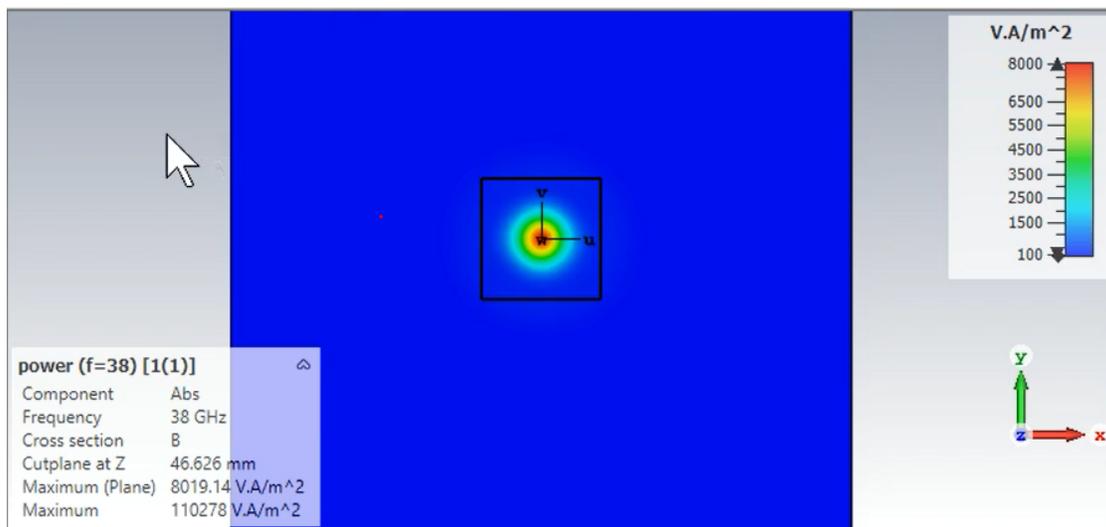


Figura 2.17: Iluminación de subreflector para primera iteración de sistema Cassegrain con ROD [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Para abordar esta problemática, se ajustó la longitud uniforme de la barra dieléctrica para buscar obtener una densidad de potencia específica en la orilla del subreflector, con valores de -10, -12, -13 y -15 dB menor que en el centro. De esta manera, se buscó mejorar la iluminación de la pieza subrefletores y del plato principal, lo que resulta crucial para lograr una buena directividad de la antena.

Es importante destacar que la densidad de potencia deseada en la orilla del subreflector tiene un impacto directo en la cantidad de energía reflejada hacia el plato principal y, por ende, en la directividad de la antena. Al obtener una iluminación más uniforme de la pieza subrefletores, se puede mejorar la directividad del sistema y, en última instancia, su rendimiento general.

Para lograr obtener las diferencias de potencia específicas en el subreflector se realizó una optimización en el Software de CST Studio, donde se fue variando el parámetro de la longitud uniforme de la barra dieléctrica hasta obtener los resultados esperados de diferencias de potencia. Los cuales se encuentran en la siguiente tabla 2.1:

Tabla 2.1: Tabla con diferentes parámetros de Sistema CassegrainBarra

Densidad de potencia [dB]	Longitud de barra [mm]	Directividad [dBi]	Tamaño de la mancha de iluminación [mm]	Coefficiente de reflexión [dB]
-10	17.1	27.21	100x86	-15.02
-12	17.7	27.46	100x86	-14
-13	18.0	27.72	100x84	-15.06
-15	21.66	27.29	66x80	-10.4

A modo de resumen se muestran las simulaciones de las diferentes iluminaciones del plato principal que se obtuvieron con los diferentes tamaños de barra en la figura 2.18. Todos estos diseños fueron realizados con una distancia focal constante de 56mm y un tamaño constante de subreflector de 22mm de diámetro. Únicamente se cambió la longitud uniforme de la barra dieléctrica.

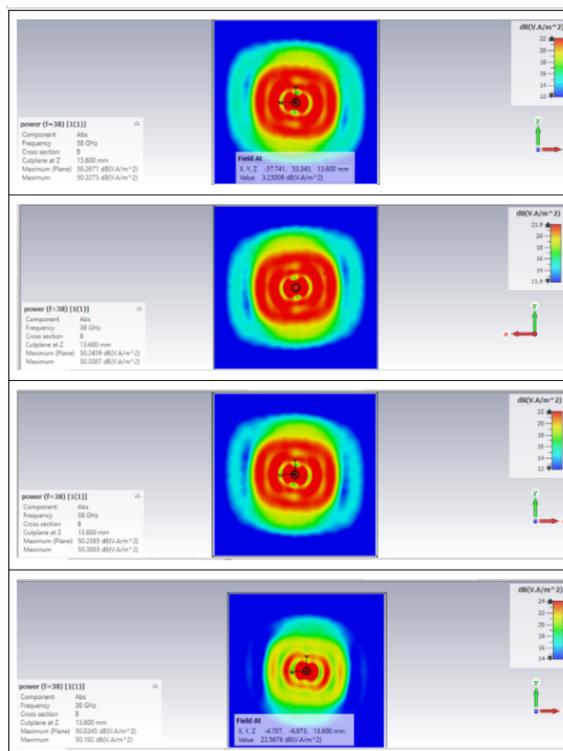


Figura 2.18: Análisis de dispersión: diferencia de potencia de -10db, -12dB, -13dB y -15dB [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

El mejor desempeño de las variaciones de la longitud de la barra dieléctrica se presentó para el tamaño de 18mm, donde se buscaba tener en la orilla del subreflector una distribución de potencia de -13dB.

Este sistema tuvo coeficiente de reflexión de -15dB para la frecuencia de operación de 38GHz como se puede ver en el resultado de la simulación de la figura 2.19, esto significa que alrededor del 3% de la onda regresa hacia nuestro alimentador. Aun así seguimos teniendo un coeficiente de reflexión bastante pequeño y funcional para nuestra aplicación.

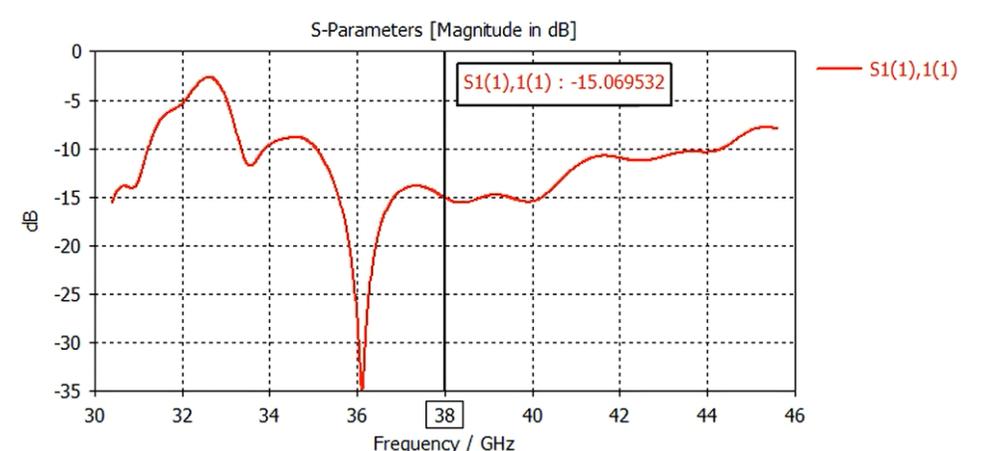


Figura 2.19: Perdidas de coeficiente de reflexión [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Se obtuvo una directividad de 27.72dB para el sistema, y una área de iluminación uniforme con un tamaño del área de iluminación del plato principal de 100x84mm, que se visualiza en la figura 2.20.

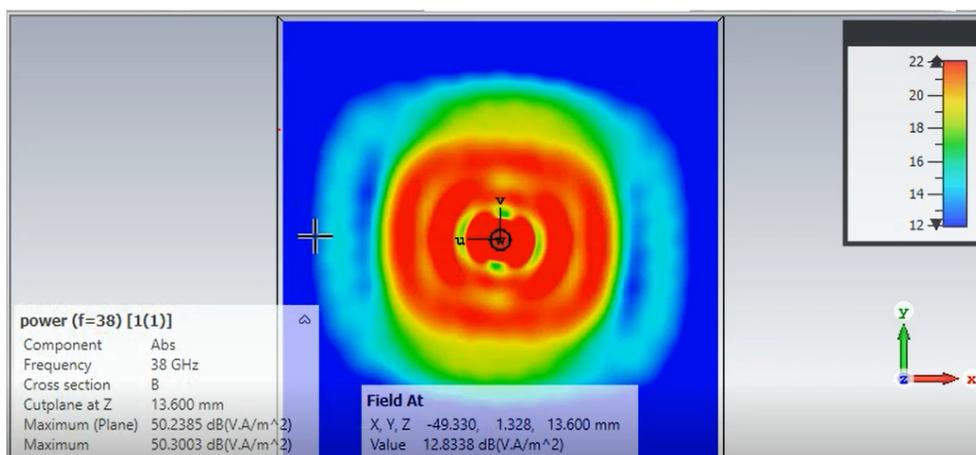


Figura 2.20: Mancha de iluminación de reflector principal [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

En la ilustración de la iluminación del plato principal en la figura 2.20, se puede

observar una mancha roja con curvas de color verde en su interior que sugieren una pérdida de potencia y, por ende, una iluminación no uniforme.

Para entender mejor esta situación, es necesario analizar el plano ortogonal del sistema y observar la distribución del campo eléctrico en la figura 2.21. Al hacerlo, se puede notar que hay una zona cercana al alimentador donde no llega radiación, lo que debilita el frente esférico que se dirige al plato principal, interrumpiendo la iluminación en ciertas áreas. Estos puntos se corresponden con las manchas verdes en la figura 2.20.

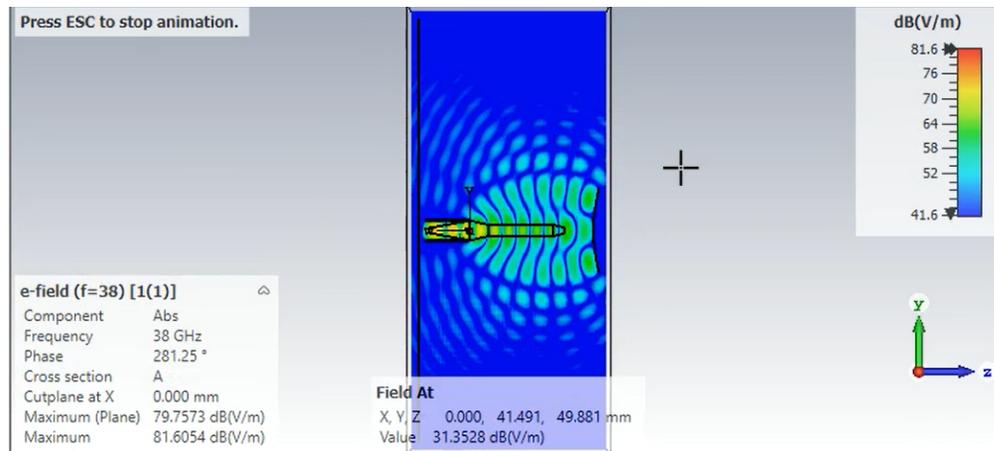


Figura 2.21: Plano ortogonal Campo Eléctrico [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

El tamaño de la mancha obtenida en nuestra antena determinará el tamaño del arreglo plano que utilizaremos. Para poblado del arreglo, usaremos elementos desplazadores de fase. Es importante destacar que, si quisiéramos elaborar esta antena físicamente, idealmente deberíamos reducir su tamaño.

Una forma de obtener una mancha más pequeña, uniforme y concentrada sería reducir la potencia de la guía de onda con barra, lo que disminuiría la reflexión. Sin embargo, para lograr esto se requeriría optimizar el subreflector, lo que es un problema complejo y que no será abordado en este trabajo.

En este trabajo, asumimos que la iluminación de nuestro reflector plano es adecuada. Por lo tanto, procederemos a construir un arreglo de elementos espirafase con distribución triangular, que poblaremos en toda la superficie del diseño que será de 8x10cm.

El análisis de diseño y discusión sobre el funcionamiento de este arreglo se encuentra en el siguiente capítulo.

2.6. Conclusiones

- Las antenas reflectoras son ampliamente utilizadas debido a su capacidad para concentrar la radiación en una dirección específica, mejorando la ganancia y directividad de la antena. Estas antenas se componen de un reflector que refleja la radiación hacia el foco, y una fuente radiante colocada en el foco para generar la onda electromagnética.
- Existen distintos tipos de reflectores en antenas, cada uno con sus ventajas y desventajas, como los reflectores parabólicos, planos, cóncavos y convexos. Cada tipo de reflector es utilizado en aplicaciones específicas, y su diseño y construcción dependen de factores como la frecuencia de operación, la ganancia deseada, y las limitaciones de espacio y costo.
- La antena Cassegrain y el telescopio Cassegrain comparten el mismo principio de diseño, en el que la radiación se refleja en dos superficies curvas para concentrarla en un punto focal. Aunque la antena Cassegrain se utiliza para la transmisión y recepción de ondas electromagnéticas, y el telescopio Cassegrain para la observación de objetos celestes, ambos sistemas se benefician de la alta ganancia y directividad que proporciona la concentración de la radiación en un punto focal.
- Hannan propone la utilización de conceptos equivalentes para el diseño de una antena Cassegrain, en el que la fuente y la superficie reflectante son reemplazadas por fuentes equivalentes y superficies efectivas. Esto permite simplificar el diseño de la antena y obtener un mejor rendimiento, al considerar los efectos de los elementos secundarios de la antena y reducir la complejidad de la fuente radiante.
- La configuración de los elementos de la antena Cassegrain se puede definir con dos parámetros por reflector, que son independientes del resto. Sin embargo, existen otros parámetros dependientes e independientes que deben ser considerados para definir completamente el sistema, como los diámetros y ángulos del reflector, la distancia focal del reflector principal, la distancia entre el punto focal real y virtual y la distancia del subreflector al punto focal virtual. Es esencial tener en cuenta todos estos parámetros para asegurar un buen desempeño de la antena Cassegrain en la aplicación deseada.
- Se implementó una barra dieléctrica de teflón en nuestra configuración para mejorar la directividad de la guía de onda, lo cual constituye una excepción a la ley general de las antenas y nos permite estrechar el lóbulo principal

sin aumentar su tamaño en el plano ortogonal. Además, esta barra puede utilizarse como soporte del subreflector, eliminando la necesidad de una gran estructura de sujeción en una configuración tradicional.

- El mejor desempeño en la distribución de potencia se logró con una barra dieléctrica de 18mm de longitud y una distribución de potencia de -13dB en la orilla del subreflector. Además, el coeficiente de reflexión de -15dB obtenido en la simulación indica que el sistema es funcional para la aplicación deseada, con solo alrededor del 3% de la onda regresando hacia el alimentado.

- La determinación del tamaño de la mancha de nuestra antena es crucial para seleccionar el arreglo plano adecuado, y el uso de elementos desplazadores de fase para poblar el arreglo es una opción recomendada. Sin embargo, en la práctica, se debe reducir el tamaño de la antena y optimizar el subreflector para obtener una mancha más pequeña y uniforme.

- En este trabajo, se asume que la iluminación del reflector plano es adecuada, lo que permite la construcción de un arreglo de elementos espirafase con distribución triangular. El análisis y discusión sobre este arreglo se abordará en el siguiente capítulo.

3 Principio de funcionamiento del arreglo reflectivo propuesto

Los avances tecnológicos han permitido que el desarrollo de arreglos reflectivos de tecnología de microcinta sean más fáciles de fabricar y, como resultado, se han visto reducidos su volumen, peso y costo. En el capítulo anterior, se obtuvieron las características dimensionales del plato principal del sistema Cassegrain a diseñar, el cual será poblado por un arreglo reflectivo de elementos periódicos de tipo espirafase.

En este trabajo, se utilizan anillos con terminales ranuradas o stubs que emplean el principio de espirafase para ajustar la fase de la onda reflejada en arreglos reflectores mediante elementos de retardo controlados. Es importante destacar que existen otras técnicas para lograr este ajuste de fase. No obstante, se ha demostrado que el uso del principio de espirafase permite obtener un ancho de banda mayor y reducir el nivel de polarización cruzada, como se ha reportado en [74] y [111].

Un ancho de banda mayor permite que el arreglo funcione en un rango más amplio de frecuencias, lo que es beneficioso para aplicaciones que requieren frecuencias múltiples. La reducción del nivel de polarización cruzada es importante para prevenir interferencias entre señales polarizadas de forma diferente. Esto es crítico para sistemas de comunicación satelital, donde es esencial que las señales polarizadas lleguen al receptor de manera uniforme para evitar la pérdida de la señal.

En [12], se propone un arreglo reflectivo de tipo espirafase con resonadores de ranura de anillo y terminales conmutables o stubs, el cual sirve de punto de partida para el diseño del arreglo en este trabajo. Su autor lo diseñó originalmente para trabajar en la frecuencia de 36.5 GHz y utilizó un arreglo con rejilla periódica cuadrada. El cual se muestra en la siguiente figura 3.1.

En nuestro proyecto, se parte del diseño inicial del arreglo propuesto en [12] y se adaptan las dimensiones de los elementos para trabajar en la frecuencia de 38GHz. Además, se opta por cambiar a un arreglo con distribución de elementos de tipo triangular equilátero, lo que permite obtener un mejor desempeño utilizando menos elementos en comparación con la distribución cuadrada propuesta por el autor original.

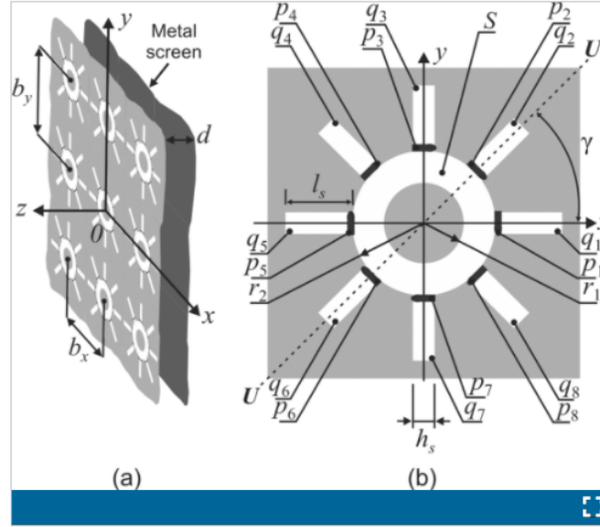


Figura 3.1: Fig:(a) Arreglo reflectivo de tipo Espirafase basado en resonadores de ranura de anillo con terminales radiales conmutables. (b) Geometría de un solo elemento. Imagen tomada de [12]

3.1. Principio de operación

Un arreglo reflector se compone de una placa metálica con elementos ranurados que contienen cargas reactivas sobre un sustrato dieléctrico, y una segunda placa metálica a una cierta distancia detrás del dieléctrico, como se ilustra en la Figura 3.1. Los elementos en el arreglo se organizan en una red cuadrada (o triangular en el caso de nuestro diseño) con una periodicidad entre elementos de p .

En nuestro proyecto, se alimenta el arreglo con una onda plana incidente de polarización circular con una frecuencia de 38GHz. La onda incidente que se propaga hacia el arreglo se puede expresar como:

$$E_i = E_0(a_x + ja_y)e^{jkz} \quad (3.1)$$

Donde E_i es la amplitud de la onda electromagnética incidente en el i -ésimo elemento del arreglo, E_0 es la amplitud o magnitud máxima de la onda electromagnética incidente, y a_x y a_y son las componentes de la amplitud compleja de la onda electromagnética incidente en el plano x y y respectivamente.

Según [12], la onda reflejada en un arreglo reflectivo se puede entender como la suma de dos ondas polarizadas circularmente.

$$E_r = 0.5E_0e^{2j\lambda}(\Gamma_{\parallel} - \Gamma_{\perp})(a_x - ja_y)e^{-jkz} + E_r = 0.5E_0(\Gamma_{\parallel} + \Gamma_{\perp})(a_x + ja_y)e^{-jkz} \quad (3.2)$$

Esta onda se describe mediante la ecuación (3.2), en la que se utiliza una onda incidente plana de polarización circular de 38GHz. En la ecuación (3.2), se observa que la onda reflejada tiene una polarización igual a la de la onda incidente en el primer término y que el sentido es contrario en el segundo término. Los coeficientes de reflexión de la componente paralela y ortogonal al eje del stub con diodo abierto son Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} , respectivamente.

Cuando se menciona que el stub está con diodo abierto, se refiere a que el diodo que se encuentra en el stub se encuentra en un estado de alta impedancia, lo que significa que el diodo no permite la circulación de corriente en esa dirección. En esta configuración, el stub actúa como un resonador de microondas, lo que puede generar un efecto de reflexión en la onda incidente y modificar su dirección de propagación.

La onda incidente se descompone en dos polarizaciones lineales desfasadas 90°, lo que hace que una sea paralela al stub con diodo abierto y otra sea perpendicular.

Además, se puede descomponer la onda incidente en dos polarizaciones lineales desfasadas 90°. Esto hace que una de las ondas sea paralela al stub con el diodo abierto, mientras que la otra es perpendicular.

En el primer término de la ecuación (3.2), se observa que la fase depende de la posición angular Γ del stub con diodo abierto y que tiene una polarización igual a la de la onda incidente. Por otro lado, en el segundo término, se puede ver que el sentido es contrario al de la onda incidente y que no se tiene control sobre la fase de esta onda.

Para tener control sobre la fase de la onda reflejada en el arreglo reflectivo, es necesario cumplir con una condición específica. De acuerdo con la ecuación (3.2), para lograr control sobre la onda reflejada, es necesario que los coeficientes de reflexión, paralelo y ortogonal al stub con diodo abierto, estén desfasados 180°. Esto se puede lograr si se cumple con la siguiente condición:

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

Esto significa que se debe encontrar una manera de reflejar una de las componentes de la onda incidente por el elemento del arreglo, mientras que la otra componente cruza el arreglo sin sufrir desfase.

Para lograr esto, es necesario que el anillo esté en resonancia con la onda incidente. Es importante recordar que el comportamiento de un arreglo reflectivo en resonancia es similar al de un filtro pasa banda. Si el anillo resuena en la frecuencia de operación indicada, se logrará que el anillo y sus ranuras sean transparentes para una de las componentes de la onda.

Para obtener una diferencia de fase de 180° entre las componentes de la onda, es necesario ajustar la posición de la pantalla metálica detrás del arreglo reflectivo a una distancia d específica, de modo que una de las componentes recorra una distancia de $\lambda/4$. De esta manera, se logrará que la onda reflejada tenga la fase deseada y se pueda controlar su dirección de propagación.

Para comprender mejor el proceso que se produce en los anillos resonantes, se analiza a continuación un único anillo resonante, como se muestra en la figura 3.2, el cual es excitado por una onda electromagnética de polarización vertical.

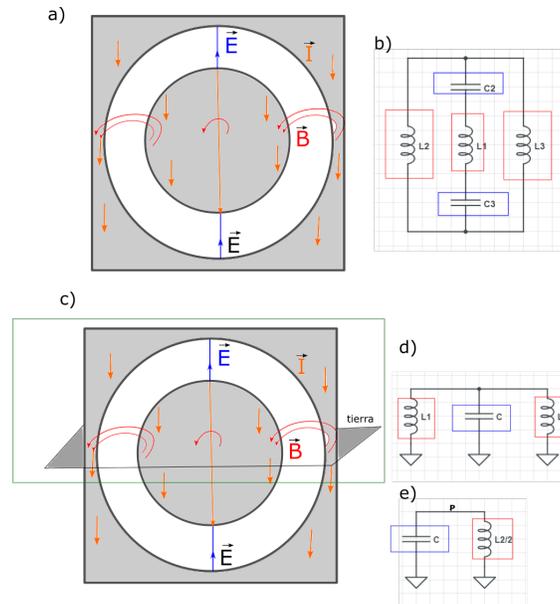


Figura 3.2: Anillos resonantes y circuitos equivalentes, a) anillo completo, b) circuito equivalente de anillo completo, c) modelo simplificado usando placa perpendicular, d) circuito equivalente de modelo simplificado, e) circuito equivalente de modelo simplificado sumando inductores laterales. [Diseño propio]

El perímetro del anillo se elige para que coincida con la longitud de onda de operación. La onda incidente genera un campo eléctrico E y un campo magnético H que inciden sobre el anillo. La componente E produce una diferencia de potencial entre los puntos superior e inferior del anillo, lo que genera una corriente que fluye a través de los metales externos del anillo, creando vórtices de campo magnético. Esta acumulación de campo magnético se comporta como un inductor.

Además, el voltaje inducido por el campo eléctrico entre los bordes de la ranura produce dos capacitores.

En el centro del anillo, ocurre algo similar y se genera otro inductor, pero dado que el anillo es lo suficientemente grande y el inductor es tan pequeño, se puede despreciar. El circuito equivalente se puede ver en la figura 3.2 (b).

Debido a la simetría del anillo, es posible simplificar el modelo al agregar una placa metálica perpendicular (tierra) que atraviese el centro del anillo y sea ortogonal al campo eléctrico de la onda incidente, como se muestra en la figura 3.2 (c). Al sumar los inductores laterales, el circuito equivalente es un circuito LC paralelo, como se muestra en la figura 3.2 (e).

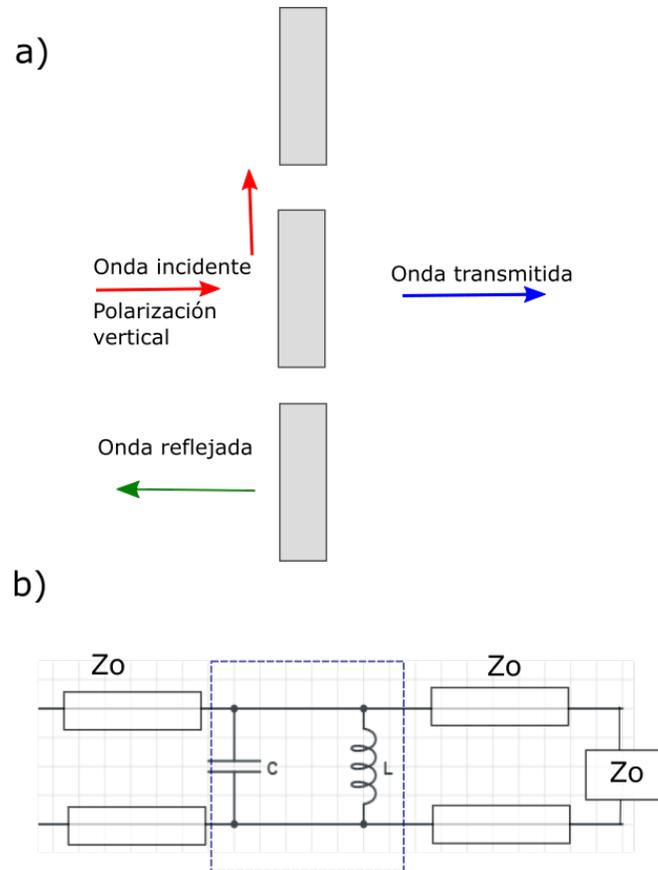


Figura 3.3: a) Vista lateral del anillo resonante, b) circuito equivalente. [Diseño propio]

En la figura 3.3 a) se muestra la vista lateral del anillo y la placa metálica, así como la onda incidente de polarización vertical, la onda reflejada y la onda transmitida. En la figura 3.3 b) se muestra el circuito equivalente correspondiente, el cual consta de líneas de transmisión y el circuito LC paralelo.

Cuando el circuito LC resuena, su impedancia de entrada se vuelve infinita. Esto se debe a que, en la frecuencia de resonancia, la línea no está cortocircuitada, lo que hace que aparezca un circuito abierto y la onda simplemente atraviese el elemento. La resonancia ocurre cuando el perímetro de anillo es aproximadamente igual a la longitud de onda.

Debido a la simetría de la estructura actual, todas las polarizaciones, ya sean verticales o horizontales, pasan a través del elemento. Por lo tanto, los coeficientes de reflexión Γ_{\parallel} y Γ_{\perp} son iguales ($\Gamma_{\parallel} = \Gamma_{\perp}$). En este caso, la onda controlada no está presente y la onda controlada está casi en su plena magnitud.

Para lograr un desfase de 180° entre las componentes, se requiere modificar la estructura actual mediante la adición de stubs o ranuras, tal como se muestra en los incisos a) y b) de la figura 3.4.

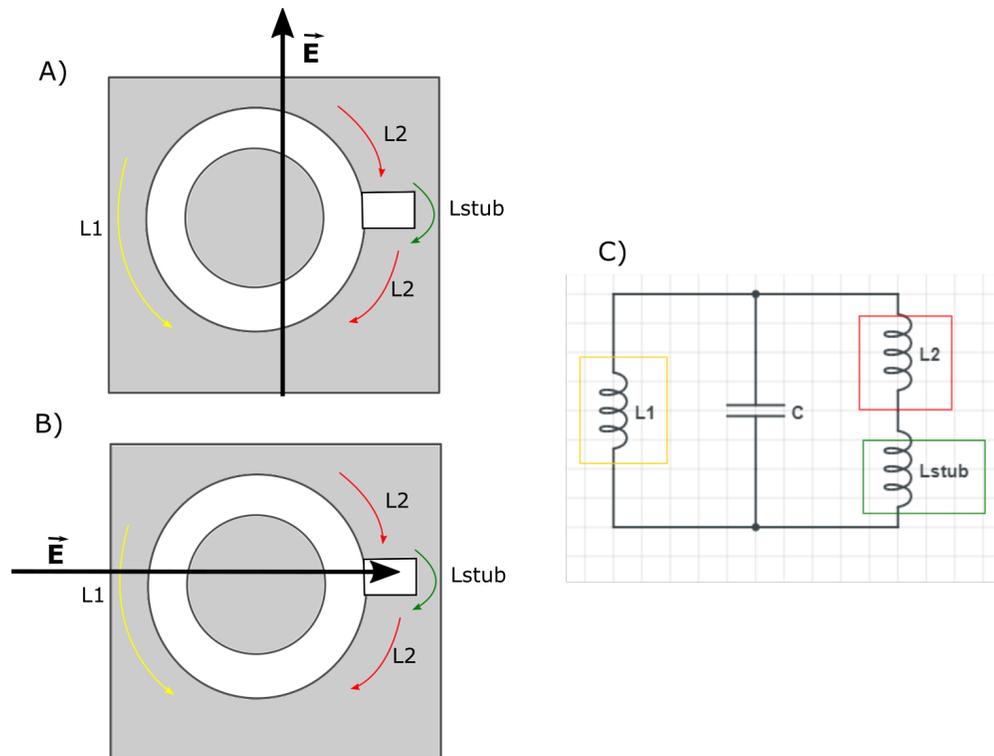


Figura 3.4: a) Anillo resonante con stub con incidencia de polarización lineal vertical, b) Anillo resonante con stub con incidencia de polarización lineal horizontal c) circuito equivalente [Diseño propio]

En el caso de la polarización vertical (inciso a) de la figura 3.4), se observa la reaparición del inductor L2 debido a la acumulación de campo magnético producido por el flujo de corriente entre los metales externos del elemento. Sin embargo, la presencia del stub aumenta la inductancia total, lo que puede ser modelado como un inductor adicional, Lstub.

Este aumento de la inductancia provoca una disminución en la frecuencia de resonancia, de acuerdo con la ecuación (3.4).

$$F = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

En el caso de la polarización horizontal, el campo eléctrico en el stub es aproximadamente cero, ya que el campo eléctrico sobre un conductor perfecto es nulo (figura 3.4). Por lo tanto, podemos considerar que el stub colocado horizontalmente solo afecta la polarización vertical.

Con la presencia del stub, los coeficientes de reflexión gamma paralelo (Γ_{\parallel}) y gamma ortogonal (Γ_{\perp}) ahora son diferentes y están desfasados, como se muestra en la figura 3.5. Sin embargo, todavía no se logra el desfase de 180° entre las componentes.

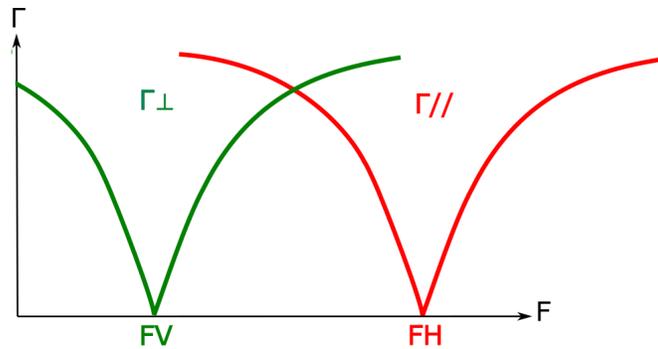


Figura 3.5: Coeficientes de reflexión (Γ_{\perp}) y (Γ_{\parallel}) [Diseño propio]

Se necesita entonces que las ranuras en nuestro elemento puedan realizar conmutación. Para realizar la conmutación de los stubs en los elementos del arreglo de este proyecto se hará uso de diodos PIN. La ubicación del diodo pin dentro del elemento se encuentra justo en la parte de unión del anillo y del stub, como se puede ver en la figura 3.8 inciso a).

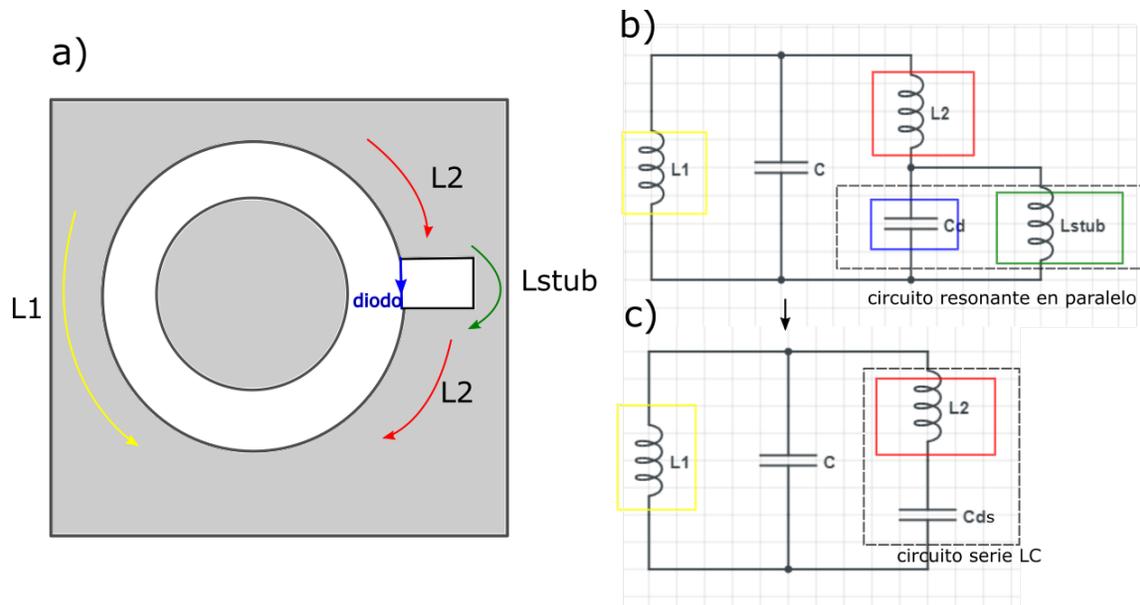


Figura 3.6: Anillo con ranura y diodo pin, y circuitos equivalentes [Diseño propio]

Se decidió utilizar diodos PIN en este proyecto debido a su capacidad para cambiar entre un estado de alta impedancia y un estado de baja impedancia en tiempos muy cortos, lo que permite la conmutación a altas frecuencias de manera eficiente. Aunque existen otras opciones para realizar la conmutación, como interruptores de RF, relés o transistores de alta frecuencia, cada una de ellas tiene sus propias ventajas y desventajas a considerar. Por ejemplo, los interruptores de RF pueden presentar mayores pérdidas de inserción, mientras que los relés suelen ser más grandes y pesados que los diodos PIN.

Para lograr la conmutación de los stubs en los elementos del arreglo de este proyecto, es necesario que las ranuras puedan cambiar entre su estado metalizado y desmetalizado. Para ello, se utilizarán diodos PIN ubicados en la parte de unión del anillo y del stub, tal como se muestra en la figura 3.8 inciso a).

Cuando el diodo se encuentra en estado de baja impedancia, es decir, cerrado, se produce un cortocircuito en el stub y éste se metaliza para ambas polarizaciones, quedando inhabilitado como si solo existiera el anillo resonante simple. Por otro lado, cuando el diodo está en estado de alta impedancia, es decir, abierto, presenta una capacitancia C_d como se muestra en el circuito equivalente del inciso b) de la figura 3.8.

La combinación de este capacitor con la inductancia L_{stub} forma un circuito resonante en paralelo que, en frecuencias mayores a la frecuencia de resonancia, se comporta como un capacitor equivalente C_{ds} .

El inductor L_2 y el capacitor C_{ds} forman un circuito en serie, como se muestra en el inciso c) de la figura 3.8. En la frecuencia de resonancia, este circuito en serie puede ser reemplazado por un cortocircuito, y la reflexión en corto circuito es de -1.

De esta manera, en la frecuencia de resonancia, la componente vertical se refleja con un coeficiente de reflexión $\Gamma_{\perp} = -1$, tal como se puede observar en la curva verde de la figura 3.7. Por otro lado, como el diodo es indiferente a la polarización horizontal, la componente horizontal atravesará el diafragma sin reflejarse y su coeficiente de reflexión será $\Gamma_{\parallel} = 0$, como se observa en la curva roja de la figura 3.7.

La incorporación de diodos PIN permitirá la conmutación de los stubs en los elementos del arreglo, y la combinación de inductancias y capacitancias en frecuencia de resonancia permitirá lograr el desfase de 180° entre ambas componentes.

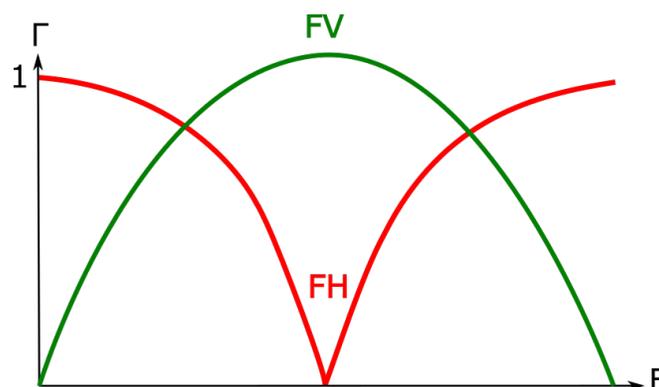


Figura 3.7: Componente vertical y componente horizontal [Diseño propio]

En la figura 3.8 inciso a), se muestra un elemento utilizado en un arreglo que utiliza el principio de espirafase. Este arreglo se compone de un stub y una placa reflectora colocada a una distancia de $\frac{\lambda g}{4}$ detrás del sustrato del elemento.

El objetivo de colocar la placa reflectora a esa distancia es lograr que los coeficientes de reflexión de las ondas reflejadas tengan una diferencia de fase de 180° , suprimiendo así la polarización cruzada.

Cuando incide una onda polarizada paralela al stub y otra ortogonal a este, la componente vertical es reflejada con un coeficiente de reflexión aproximadamente de -1 (considerando las pérdidas causadas por el diodo), mientras que la componente horizontal continúa propagándose hasta encontrar la placa reflectora.

La componente horizontal recorre una distancia de $\frac{\lambda g}{4}$ hasta la placa y pierde 90° de fase. La placa metálica representa un corto circuito, donde la onda paralela se refleja con un coeficiente de reflexión de -1, es decir, que se agrega una fase de 180° .

Después de reflejarse, la onda regresa haciendo nuevamente el recorrido de $\frac{\lambda g}{4}$ y pierde otra vez -90° de fase. Al sumar las fases anteriores de -90° , 180° y -90° , se obtiene una fase total de 360° o 0° con un coeficiente de reflexión de $\Gamma_{\parallel} = 1$.

De esta forma, se cumple la condición de $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$ que asegura que la onda no controlada será lo más pequeña posible, garantizando que la onda reflejada en el stub tenga una polarización cercana a la polarización original.

En resumen, el arreglo reflectivo con la placa reflectora a $\frac{\lambda g}{4}$ detrás del sustrato del elemento permite suprimir la polarización cruzada y minimizar la onda no controlada, cumpliendo la condición $\Gamma_{\parallel} = -\Gamma_{\perp}$.

Nuestro diseño de elemento se basa en el arreglo reflectivo descrito en la referencia [12], el cual utiliza 8 stubs por cada elemento del arreglo. A pesar de ser más complejo, este elemento sigue el mismo principio que el mostrado en la figura 3.8.

Su funcionamiento puede entenderse como un anillo con 4 stubs, de los cuales 3 están cerrados y 1 está abierto. Cada ranura está separada por un ángulo de 45° entre sí. Cuando el diodo en 45° ($p2$) en la figura 3.1, inciso b), está abierto y el resto están cerrados, la onda sentirá que el diafragma ha girado 45° y aparecerá una fase de 90° en la onda controlada.

Si el diodo abierto es $q3$, (diodo a 90° en la figura 3.1) y todos los demás diodos están cerrados, aparecerá una fase de 180° en la onda reflejada.

En la referencia [12], utilizan 4 pares de stubs simétricos respecto $U'U$ en la figura 3.1. Estos pares se encienden simultáneamente, es decir, cuando se enciende el diodo $q2$ (45°), también se enciende el diodo $q6$ (225°).

El uso de pares es una optimización propuesta por [12] para disminuir la polarización cruzada. Sin embargo, incluso con 8 stubs, el elemento tendrá cuatro

ángulos de giro y cuatro fases.

3.2. Diseño del elemento del arreglo reflectivo

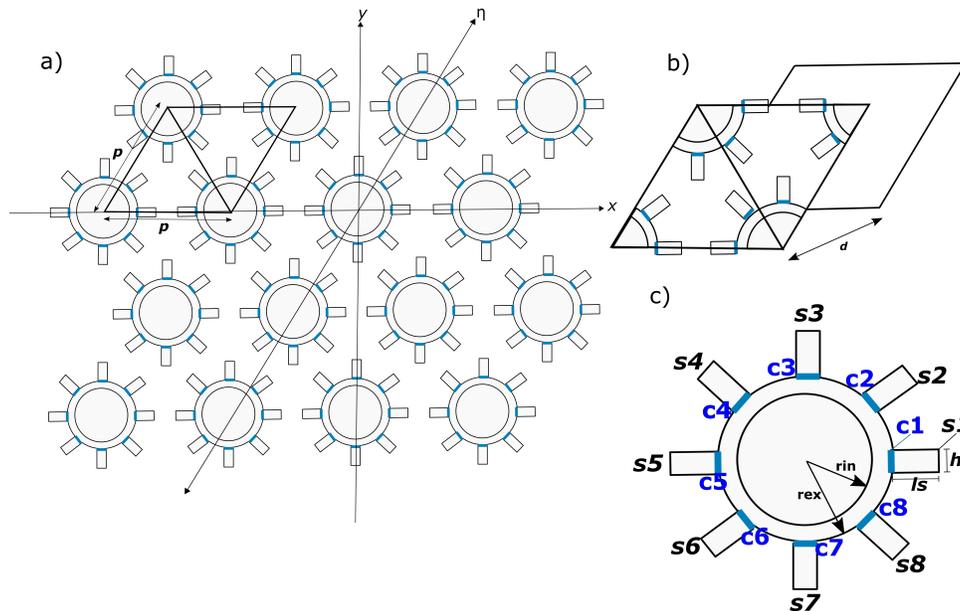


Figura 3.8: Propuesta de arreglo reflectivo con distribución triangular y elementos de tipo espirafase: a) Distribución de elementos con periodicidad p , b) vista de un elemento diseñado en CST Studio y placa metálica a una distancia d c) vista de un solo elemento con distinción en sus elementos stubs ($s1...s8$) y diodos ($c1...c8$) [Diseño propio]

En la figura [3.8](#), se muestra en el inciso a) la propuesta de distribución del arreglo reflectivo de tipo triangular equilátero, donde cada elemento del arreglo es colocado en los nodos de una cuadrícula triangular equilátera con periodicidad p a lo largo del eje x y η .

El inciso b) muestra la representación del elemento diseñado en CST Studio bajo las condiciones de contorno "unit cells". Las condiciones "unit cells" son un tipo de condiciones de contorno utilizadas en simulaciones periódicas, y permiten reducir la complejidad del modelo y acelerar el tiempo de simulación. Estas condiciones se aplican a una "unidad básica" del arreglo, que se replica periódicamente en todo el dominio de la simulación.

En el inciso c), se aprecia el elemento del anillo con sus dimensiones de radio interior r_i y radio exterior r_{ex} cuenta con 8 stubs radiales conmutables a 45° entre cada ranura adyacente ($s1, s2, s3, s4, s5, s6, s7, s8$.) con longitud l_s y anchura h_s , además de los diodos ($c1, c2, c3, c4, c5, c6, c7, c8$).

Los elementos del arreglo están impresos sobre un sustrato con permitividad dieléctrica relativa ϵ_r , y un espesor de dieléctrico h , y están situados a una distancia

d de una pantalla metálica que tiene las mismas dimensiones que el arreglo, tal como se muestra en el inciso c) de la figura 3.8.

Los valores de radios y longitudes del stub fueron tomados de la referencia [12] como punto de partida para el diseño del arreglo, y se optimizaron posteriormente para la frecuencia de 38GHz. Los valores del autor se encuentran en la tabla 3.1.

Tabla 3.1: Valores de elementos que integran el anillo resonante y ranuras, tomados de [12]

ri	1.1 mm
rex	1.5 mm
ls	0.49 mm
hs	0.296 mm
ϵr	2.9
h dieléctrico	0.025 mm
d	2.85 mm

Para la simulación del arreglo reflectivo triangular equilátero se utilizó CST Studio Suite®. El circuito equivalente del diodo se modeló con un valor de 7 K Ω y 0.035 pF en el estado de alta impedancia (abierto) y de 2 Ω para el estado de baja impedancia (cerrado). [12]

El elemento del arreglo se diseñó mediante dos romboides sobrepuestos con longitud de lado p , altura h (la altura del triángulo equilátero) y un ángulo de inclinación de 60°, como se muestra en la figura 3.8 inciso b.

El romboide inferior representa el sustrato dieléctrico, mientras que el superior es de metal conductor y se perfora para formar el anillo resonante y los stubs. Un tercer romboide metálico de las mismas dimensiones se colocó detrás de los elementos a una distancia d .

Aunque no se simulará un arreglo periódico finito para llenar el plato principal del sistema Cassegrain debido a limitaciones computacionales, se pueden analizar celdas unitarias que contengan varios elementos diseñados con configuraciones específicas para probar el desempeño del arreglo.

3.3. Desempeño teórico del arreglo

El arreglo consiste en una serie de anillos con stubs que se agrupan en celdas unitarias, cada una con un número específico de anillos con ranuras. El número de anillos que debe incluir cada celda unitaria depende del ángulo de escaneo deseado. Cuando una onda de polarización circular incide de forma normal en el arreglo, se produce una onda reflejada cuya dirección se determina por los ángulos de elevación y de azimut θ_0 y φ_0 , respectivamente, en el sistema de coordenadas esféricas. Para dirigir la onda reflejada, los elementos del arreglo deben asegurar una distribución de fase lineal con pendientes k_x y k_η , a lo largo de los ejes x y η respectivamente, para dirigir la onda reflejada en la dirección deseada y obtener el mejor rendimiento del arreglo. [75]

En nuestro caso, la distribución de elementos es de tipo triangular equilateral, y las diferencias angulares entre las celdas adyacentes a lo largo de los ejes x y η están dadas por las ecuaciones 3.5 y 3.6:

$$\psi_x = -kpsin\theta_0 \cos\varphi_0 \quad (3.5)$$

$$\psi_\eta = -kpsin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \frac{\pi}{3}) \quad (3.6)$$

Aquí k es el número de onda, que se calcula como se muestra en la ecuación 3.7, y p es el periodo, que se calcula como se muestra en la ecuación 3.8. Para evitar lóbulos de difracción, el valor de p debe ser menor que el valor dado en la ecuación (3.9) :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.7)$$

$$p = \frac{2 * \lambda}{\sqrt{3}} \quad (3.8)$$

$$p < \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\lambda_\theta}{1 + \sin(\theta)} \quad (3.9)$$

Para entender mejor las ecuaciones que describen la diferencia de fase entre las celdas adyacentes en el arreglo, podemos utilizar las ecuaciones 3.12 y 3.13. Estas ecuaciones nos permiten calcular la diferencia de fase para cada eje del arreglo, que está relacionada con las ecuaciones 3.10 y 3.11. La diferencia de fase entre celdas adyacentes también puede expresarse en términos de la diferencia de fase en cada eje, ψ_x y ψ_η . [75].

$$\Delta\gamma_x = -\frac{\psi_x}{2} = -\frac{kpsin\theta_0 \cos\varphi_0}{2} \quad (3.10)$$

$$\Delta\gamma_\eta = -\frac{\psi_\eta}{2} = -\frac{kpsin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \pi/3)}{2} \quad (3.11)$$

Además, es importante tener en cuenta la condición vista anteriormente en la posición angular del elemento que condujo a un desplazamiento de fase adicional de $2(\gamma)$ en la onda controlada. A partir de esta condición, podemos obtener las diferencias angulares utilizando las ecuaciones 3.12 y 3.13.

$$\Delta\gamma_x = \frac{\psi_x}{2} \quad (3.12)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\psi_\eta}{2} \quad (3.13)$$

Para resumir, las ecuaciones 3.10 y 3.11 nos permiten calcular la diferencia de fase para cada eje del arreglo, mientras que las ecuaciones 3.12 y 3.13 nos permiten obtener las diferencias angulares entre celdas adyacentes. Estas ecuaciones

son importantes para comprender el funcionamiento del arreglo y el desplazamiento introducido entre las celdas.

Dentro de la celda unitaria, los anillos se distribuyen de forma adyacente, siguiendo una distribución triangular equilátera, lo que otorga a cada elemento una posición angular determinada por los estados de impedancia de los diodos en sus stubs. Conforme se van añadiendo elementos a la celda unitaria, el ángulo de rotación (γ) va aumentando.

La diferencia angular entre las celdas adyacentes respecto al eje x y el eje η se puede expresar mediante las ecuaciones 3.14 y 3.15:

$$\Delta\gamma_x = \frac{\pi n}{N} \quad (3.14)$$

$$\Delta\gamma_\eta = \frac{\pi n}{M} \quad (3.15)$$

En estas ecuaciones, $N \cdot M$ representa el número de elementos que componen la celda unitaria en las direcciones del eje x y el eje η , respectivamente, y n es un número entero.

Aunque nuestro arreglo se puede tratar como un arreglo infinito con una celda periódica grande que contiene $N \times M$ elementos, en la simulación en CST STUDIO se desarrollaron diferentes diseños de celdas unitarias periódicas, solo añadiendo elementos a lo largo del eje x

Esto significa que $\Delta\gamma_\eta = 0$ y habrá una sola celda en el eje η ($M=1$), para todos los casos. En consecuencia, se obtienen celdas unitarias de $N \times 1$ elementos, donde N está en un rango de 1 a 7.

En la tabla 3.2 se presentan los valores de N , n y las diferencias angulares $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_\eta = 0$ entre celdas para cada caso:

Tabla 3.2: Tabla de celdas periódicas según N y sus diferencias angulares $\Delta\gamma_x$ y $\Delta\gamma_\eta$ [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

N	n	$\Delta\gamma_x$	$\Delta\gamma_\eta$
4	1	45	0
5	1	36	0
5	2	72	0
6	1	30	0
7	1	25.7	0
7	2	51.4	0
7	3	77.1	0

3.3.1. Estimación matemática de la dirección de propagación de la onda reflejada

Para determinar la dirección de la onda reflejada en cada celda unitaria, es necesario resolver las ecuaciones (3.10) y (3.11) para obtener los valores de θ_0 y φ_0 correspondientes a cada caso. Debido a que no hay rotación a lo largo del eje θ_0 , la ecuación (3.16) es cero. Además, aplicando la ecuación (3.6) se deduce que si la ecuación (3.17) es cero, entonces $\cos(\varphi_0 - \pi/3) = 0$, lo que lleva a una $\varphi_0 = 150$ grados.

$$\Delta\gamma_n = 0 \quad (3.16)$$

$$-kp \sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - \pi/3) = 0 \quad (3.17)$$

Al resolver la ecuación (3.18) para θ_0 , se obtiene la ecuación (3.19), que pueda usarse para calcular θ_0 (3.20) para cualquier celda unitaria con N elementos. Esta ecuación se utiliza para generar la tabla (3.3) de celdas periódicas según N , n y θ_0 .

$$\Delta\gamma_x = -\frac{kp \sin\theta_0 \cos(150)}{2} \quad (3.18)$$

Despejando θ_0

$$\theta_0 = -\arcsin\left(\frac{\frac{4}{\sqrt{3}}\Delta\gamma_x}{kp}\right) \quad (3.19)$$

$$\theta_0 = -\arcsin\left(\frac{2 * \Delta\gamma_x}{\pi}\right) \quad (3.20)$$

Tabla 3.3: Tabla de celdas periódicas según N , m y θ_0 [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

N	n	θ_0
4	1	30
5	1	23.57
5	2	53.13
6	1	19.47
7	1	16.59
7	2	34.82
7	3	58.94

La tabla muestra los ángulos de desviación del que es capaz de generar el arreglo teóricamente, pero debe comprobarse mediante la simulación del arreglo optimizado para una frecuencia de 38GHz con red triangular equilateral.

En el siguiente capítulo, se presentarán los análisis y resultados de cada caso de celda periódica para demostrar que los elementos son capaces de desviar la onda reflejada en la dirección deseada. También se incluirá el análisis de características del elemento original para una red con distribución cuadrada, diseñada en [75], así como la optimización para nuestras condiciones de diseño y el análisis de una celda unitaria con solo un elemento. Se demostrará, en conclusión, las capacidades y limitaciones de nuestro arreglo reflectivo.

3.4. Conclusiones

- Se optó por un arreglo con distribución de elementos triangular equilátero en lugar de uno cuadrado, lo cual permitió lograr el objetivo con un 15 % menos de elementos y con una mayor eficacia en la eliminación de los lóbulos indeseados.
- Se logró determinar el circuito equivalente de un solo elemento del arreglo, lo que permitió conocer su comportamiento y la influencia de cada parte en sus características, siendo información importante para su optimización.
- La propuesta del arreglo reflectivo con elementos de tipo espirafase, colocados en una cuadrícula triangular equilátera con periodicidad p a lo largo de los ejes x y η resultó ser una opción eficiente para lograr el control de la fase de la onda reflejada.
- La distribución adyacente de los anillos en la celda unitaria, con una posición angular progresiva (γ) para cada elemento, permite el control del desplazamiento de fase adicional de la onda controlada.
- La capacidad del arreglo para desviar la onda reflejada en la dirección deseada se demostró matemáticamente mediante el análisis de diferentes casos de celdas periódicas, lo cual confirma los límites de escaneo teóricos del diseño propuesto.
- En el próximo capítulo se presentarán los resultados de simulación y análisis para comprobar la capacidad del arreglo reflectivo diseñado para desviar la onda reflejada en la dirección deseada. También se realizará una comparación con el arreglo original de distribución cuadrada, diseñado en [75], y se demostrará cómo la optimización y la distribución triangular equilátera permiten reducir el número de elementos necesarios para lograr el objetivo del arreglo. Estos análisis y resultados serán fundamentales para demostrar las capacidades y limitaciones del arreglo reflectivo propuesto.

4 Diseño final y desempeño del arreglo reflectivo

4.1. Rendimiento simulado del Arreglo reflectivo reconfigurable

En este último capítulo, se presenta el análisis de desempeño del arreglo diseñado en CST STUDIO SUITE. En primer lugar, se llevó a cabo un análisis exhaustivo del elemento original para una red con distribución cuadrada, con el objetivo de obtener resultados lo más cercanos posible a los originales. A partir de este análisis, se procedió a realizar el diseño y optimización del elemento, cuyos parámetros pueden consultarse en la tabla (3.2) del capítulo 3. En este capítulo, se presentarán los valores modificados para nuestro diseño, los cuales se detallan en la tabla 4.1. La figura 4.1 muestra el elemento diseñado.

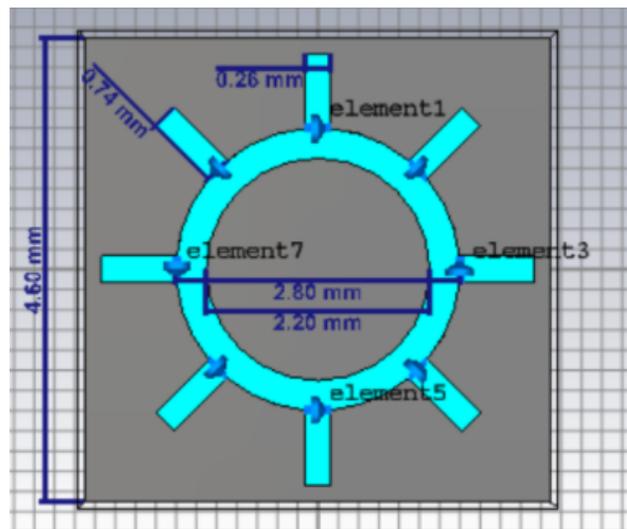


Figura 4.1: Elemento de arreglo con distribución cuadrada diseñado en CST STUDIO SUITE [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

4.2. Análisis de desempeño de elemento de arreglo reflectivo reconfigurable de tipo espirafase con distribución de elementos cuadrada.

En primer lugar, se analiza la celda unitaria de un arreglo reflectivo reconfigurable de tipo espirafase con distribución de elementos cuadrada. Esta celda se somete a excitación de polarización lineal y se establecen todos los diodos en estado de baja impedancia. Bajo estas condiciones, los coeficientes de reflexión de la componente horizontal y la componente vertical (curva café y curva roja, respectivamente) deberían ser iguales. Sin embargo, se observa que las curvas no son completamente idénticas, como se muestra en el inciso a) de la figura 4.2. Esta pequeña diferencia se debe a errores de cálculo, que pueden atribuirse a los efectos de los diodos.

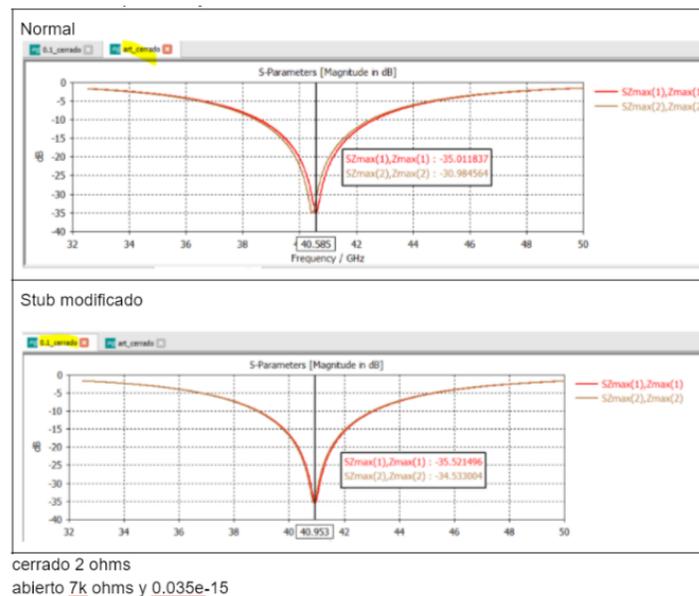


Figura 4.2: Magnitud de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (rojo) con elemento sin placa y con todos los diodos encendidos. a) elemento con stubs normales b) elemento con stubs modificados [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Para mitigar estos errores, se propone reducir el ancho del stub en los puntos donde se conectan los diodos. Esto se logra colocando cuadros metálicos de 0,1 x 0,1 mm a cada lado del stub en los 8 stubs, tal como se muestra en la figura 4.3. Finalmente, se obtienen curvas de coeficientes de reflexión prácticamente idénticas para ambas componentes, como se puede observar en el inciso b) de la figura 4.2.

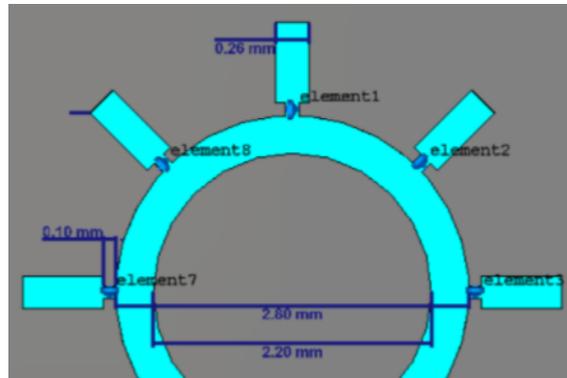


Figura 4.3: Elemento de arreglo con distribución cuadrada con stub reducido [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Una vez corregida la situación con los elementos metálicos adicionales en cada stub, se procedió a realizar un análisis del mismo elemento agregando una placa metálica a una distancia de 2.85mm propuesta en el artículo anteriormente mencionado. Se realizó una rotación del elemento, comenzando por apagar los diodos horizontales que se encuentran en 0° y 180° (elementos 3 y 7 de la figura 4.1).

Las fases de los parámetros S se muestran en la figura 4.4, donde las curvas de color café y roja representan los coeficientes de reflexión de las componentes horizontal y vertical, respectivamente. Se observa que la fase de la componente vertical pasa por cero, lo que nos proporciona la diferencia de fase esperada de 180° entre ambas componentes.

Se llevó a cabo una simulación adicional, apagando esta vez los diodos 1 y 5 de los stubs que se encuentran a 90° y 270° , donde también se obtuvo una diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión horizontal y vertical. En este caso, la curva café de la figura 4.5 representa el coeficiente de reflexión de la componente horizontal, y es esta la que pasa por cero.

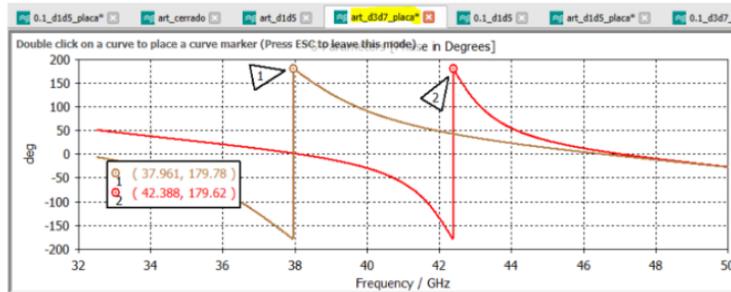
De esta manera, se puede concluir que el elemento funciona según lo esperado, es decir, con excitación lineal y placa, y respondiendo de acuerdo a los stubs que se prenden o apagan.

Continuamos ahora con el análisis del funcionamiento de nuestro elemento, esta vez utilizando polarización circular y considerando la pantalla metálica. El objetivo es comprobar que la fase de la onda controlada depende del ángulo de giro.

Como se mencionó anteriormente, la onda reflejada puede expresarse como la suma de dos ondas polarizadas circularmente. La primera de ellas, llamada onda controlada, tiene la misma dirección de rotación que el vector de campo eléctrico de la onda incidente, y su fase depende del ángulo de giro. Esta onda es la que nos interesa para poder controlar la dirección de la onda reflejada, por lo que debe tener un valor mayor a -1dB.

Diodos abiertos: stubs a 0° y 180°

a) Fase



b) Magnitud

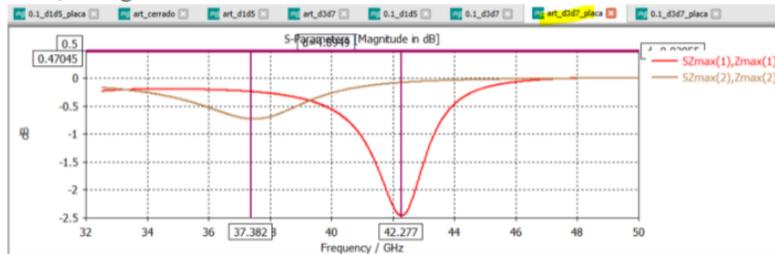


Figura 4.4: fig:(a) Fase de coeficiente de reflexión componente vertical (roja) y horizontal (café) con diodos 1 y 5 apagados en arreglo con distribución cuadrada. (b) Magnitud de coeficiente de reflexión Componente vertical (roja) y componente horizontal (café) con diodos 1 y 5 apagados en arreglo con distribución cuadrada. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

La segunda componente tiene una dirección opuesta al vector de campo eléctrico, y su fase no se puede controlar. Por lo tanto, es deseable que esta componente esté lo más suprimida posible, con valores por debajo de -20 dB para nuestra frecuencia de interés.

Cabe destacar que, en la onda reflejada, se debe obtener un cambio de fase que sea el doble del ángulo de giro, tal y como se mencionó anteriormente.

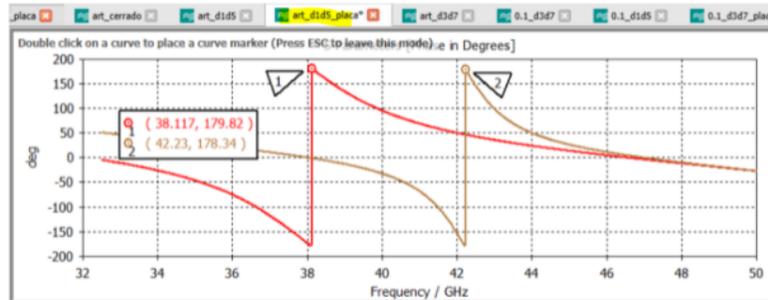
Realizamos el análisis del elemento con excitación de polarización circular, apagando los diodos de los stubs horizontales 3 y 5, que se encuentran a 0 y 180° . Los resultados se muestran en la figura [4.6](#).

La onda controlada, que es nuestra onda de interés para controlar la dirección de la onda reflejada, tuvo un nivel de aproximadamente -0.50 dB en ambas frecuencias de interés, 38.7 GHz y 38 GHz, lo que indica un buen desempeño del elemento. Por otro lado, la onda no controlada tuvo un nivel de -34 dB para la frecuencia de 38.7 GHz y por debajo de -10 dB para la frecuencia de 38 GHz. Dado que nuestra meta es suprimir esta componente lo más posible, estos resultados son satisfactorios.

Cabe destacar que los resultados no coinciden directamente con la frecuencia de 36.5 GHz para la que el elemento fue diseñado inicialmente en el artículo. Esto podría ser resultado de errores de cálculo, pero es favorable para nuestro trabajo

Diodos abiertos: stubs a 90° y 270°

a) Fase



b) Magnitud

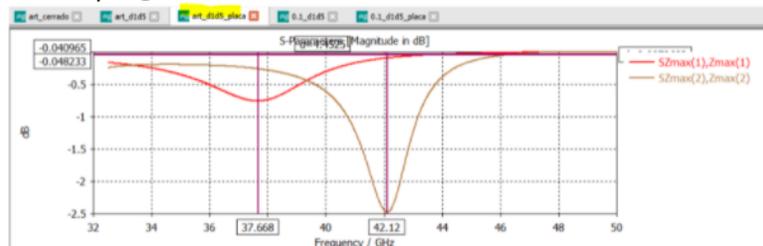


Figura 4.5: fig:(a) Fase de coeficientes de reflexión componente horizontal (cafe) y vertical (roja) con los diodos 3 y 7 apagados, para arreglo con distribución cuadrada. (b) Magnitud de coeficientes de reflexión componente horizontal (cafe) y vertical (roja) con los diodos 3 y 7 apagados, para arreglo con distribución cuadrada. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

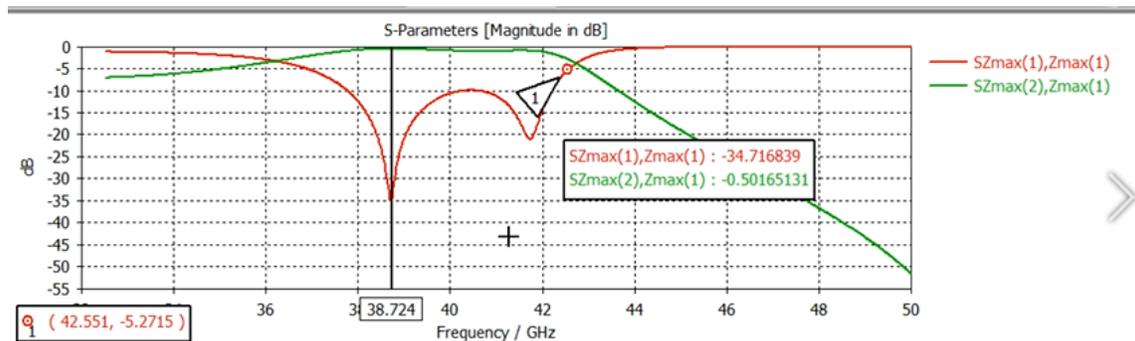


Figura 4.6: Onda controlada y no controlada del arreglo bajo incidencia de polarización circular, bajo distribución de elementos cuadrada [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

actual, ya que nos interesa trabajar con una frecuencia de 38GHz.

El diseño original del elemento era para una distribución de tipo cuadrada rectangular, pero al utilizar una distribución triangular equilátera, las características de nuestro arreglo se ven favorecidas. Esto se debe a que hay una distancia mayor entre cada elemento del arreglo, lo que permite que la misma área pueda

ser poblada con menos elementos, reduciendo así las pérdidas causadas por los errores de cálculo y los diodos de cada elemento. Cada elemento que se ahorra representa una reducción de 8 diodos.

Al verificar el correcto funcionamiento del arreglo de distribución cuadrada con los parámetros dados por el artículo, podemos considerar que, al modificar y optimizar para la geometría triangular equilateral, los resultados también deberían ser confiables, siempre y cuando se respeten las teorías subyacentes.

4.3. Análisis de desempeño de elemento de arreglo reflectivo reconfigurable de tipo espirafase con distribución de elementos tipo triangular equilateral.

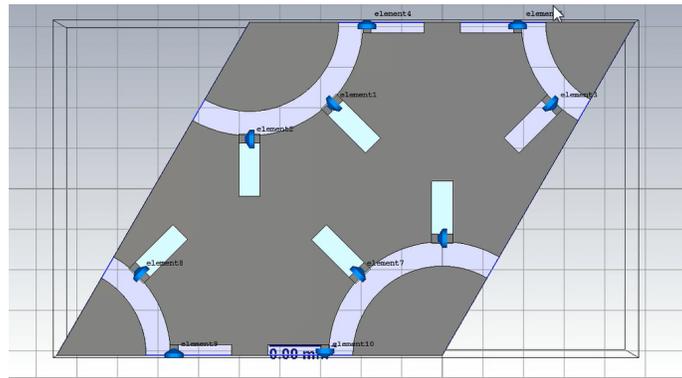


Figura 4.7: Elemento red triangular equilateral [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Es importante tener en cuenta que cambiar la geometría de distribución de los elementos implica ajustar el diseño de la celda. Por lo tanto, es necesario realizar un nuevo análisis bajo incidencia de polarización lineal para obtener los coeficientes de reflexión de las componentes horizontal y vertical y buscar una diferencia de fase de 180° entre ellas. Si se logra esto, se procederá con el análisis de polarización circular para demostrar si se tiene control sobre la dirección de la onda reflejada y en qué condiciones.

Si no se obtiene un desfase de 180° entre las componentes del coeficiente de reflexión vertical y horizontal (como se logró en la distribución cuadrada con los parámetros utilizados), será necesario realizar un ajuste en el diseño de la celda, ya sea mediante la modificación de las dimensiones del radio del anillo resonante o de los stubs.

Inicialmente, se utilizó el mismo diseño de parámetros que en la celda con distribución cuadrada, con la excepción de que la celda se construyó dentro de

un romboide en lugar de un cuadrado. Esto implica dividir o cortar los stubs horizontales para lograr la distribución triangular equilateral. La figura 4.7 muestra el rediseño de la celda y la figura 4.8 muestra el mallado de la celda unitaria en condiciones de cell units, mostrando el arreglo y su distribución.

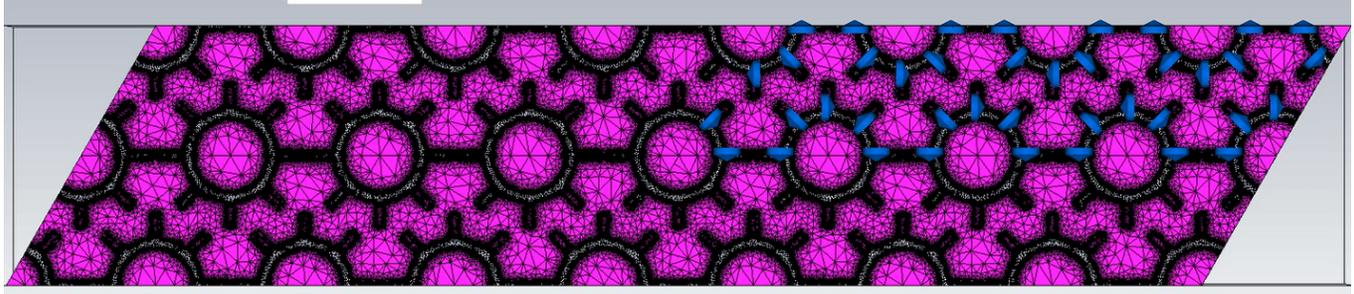


Figura 4.8: Mallado de arreglo con distribución triangular equilateral [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

En la nueva configuración triangular, cada uno de los ocho stubs necesitará cuatro diodos en lugar de dos como antes. Estos diodos, llamados C4, C5, C9 y C10 en la Figura 4.7, tienen que tener un valor total de $7 \text{ K}\Omega$ y 0.035 pF cuando están en su estado de alta impedancia (abierto) y 2Ω o 1Ω cuando están en su estado de baja impedancia (cerrado).

Para que los valores de resistencia y capacitancia de los nuevos diodos sumen lo mismo que los diodos anteriores, cada uno de los nuevos diodos tendrá la mitad de la capacitancia y el doble de la resistencia.

Los nuevos diodos se conectan en un extremo del stub a la parte metálica, y en el otro extremo quedan conectados al aire, justo en la mitad de la parte ancha del stub.

Es importante tener en cuenta que este cambio en la configuración implica que los valores de los diodos deben ajustarse para asegurar que la celda funcione correctamente.

En las primeras etapas de diseño, se intentó conectar los extremos de los nuevos diodos a una pieza metálica de 25 micrómetros en lugar de dejarlos conectados al aire, como se muestra en la figura 4.9. Sin embargo, se encontró que este enfoque introducía errores de cálculo debido a la presencia de un trozo de metal de 50 micrómetros entre los dos stubs horizontales, por lo que se decidió volver a conectar los stubs directamente al aire.

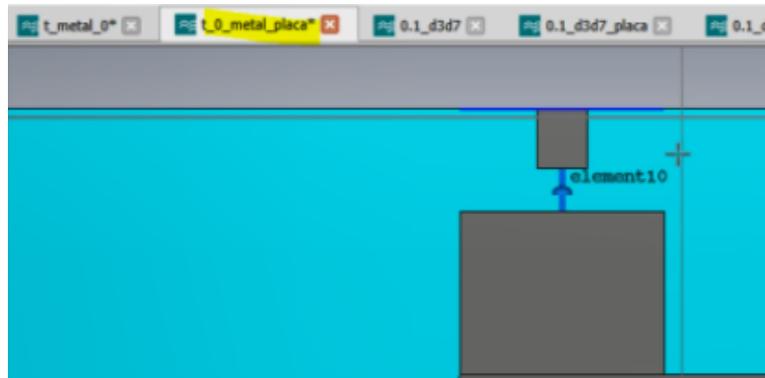


Figura 4.9: Conexión de diodos por medio de pieza metálica de 25 micrómetros [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Siguiendo el mismo enfoque utilizado para la celda de distribución cuadrada, se comenzó analizando el caso de incidencia de polarización lineal, sin placa y con todos los nuevos diodos cerrados. La figura 4.11 muestra que ambas componentes son idénticas, con niveles de -16dB para 38GHz y hasta -40dB para 39.5 GHz

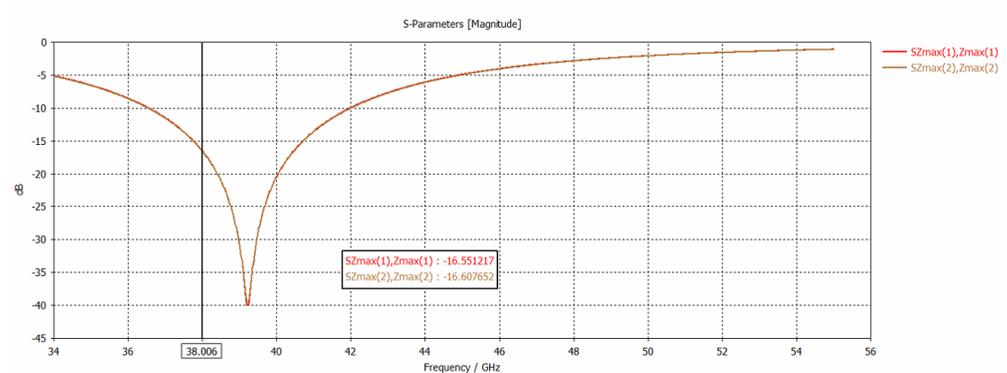


Figura 4.10: La imagen muestra las curvas de color café y rojo que representan la magnitud de los coeficientes de reflexión para la componente horizontal y vertical, respectivamente. La comparación se realiza para el elemento sin placa y con todos los diodos encendidos.[Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Este es un buen desempeño para la frecuencia de trabajo a utilizar, por lo que se continuó con el análisis del siguiente caso: Observar el desfase entre las componentes vertical y horizontal apagando los nuevos 4 diodos, es decir el stub a 0° y 180° .

Al calcular la diferencia de fases de los coeficientes de reflexión de las componentes vertical y horizontal obtenidas en la figura 4.11, se obtuvo una diferencia de 183° , muy parecida a la esperada de 180° .

De la misma forma se realizó otra simulación, esta vez apagando los diodos de los stubs a 90° y 270° , obteniendo una diferencia de fase entre componentes vertical y horizontal de exactamente 180° , tal como se aprecia en la figura 4.12.

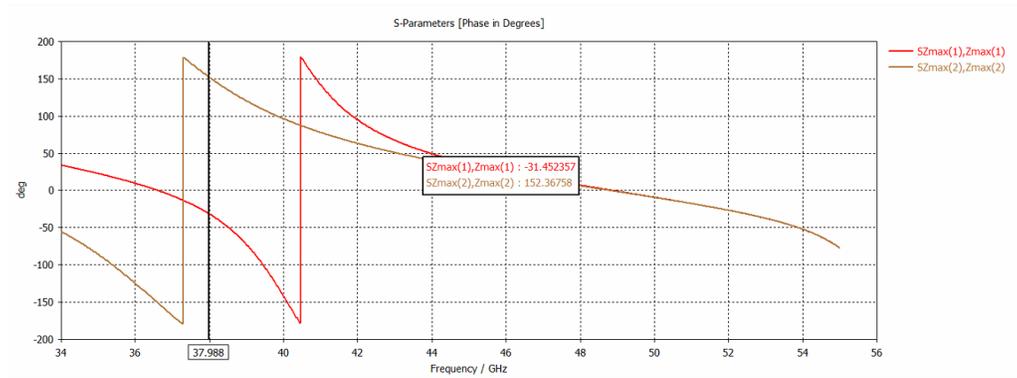


Figura 4.11: Fase de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (roja) con elemento sin placa y con diodos horizontales apagados. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

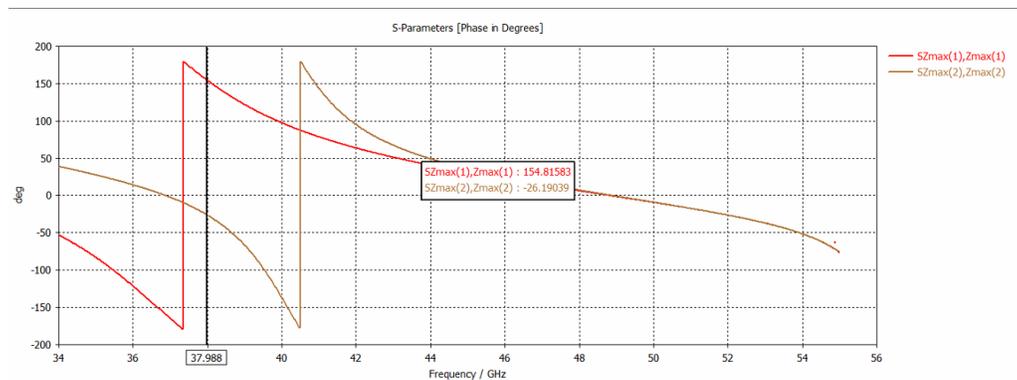


Figura 4.12: Fase de coeficientes de reflexión, componente horizontal (café) y componente vertical (roja) con elemento sin placa y con diodos verticales apagados. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Tras comprobar el funcionamiento del elemento con incidencia lineal, se prosiguió con los análisis de la celda bajo excitación de polarización circular. Al examinar las magnitudes para la onda controlada y no controlada bajo esta configuración, se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura [4.13](#).

En dicha figura, el nivel de la onda controlada tiene un valor de -1dB de 38GHz a casi 42GHz, pero la onda no controlada (roja), tiene un valor de aproximadamente -12dB para la frecuencia de 38GHz, con un nivel por debajo de los -20dB para las frecuencias de 38.5 GHz a 39GHz, alcanzando el más bajo en 38.7GHz con -37dB.

Lo ideal sería lograr que la mayor parte de la curva de la onda no controlada (roja) estuviera debajo de los -20dB (para estar lo más atenuada posible). Y que estuviera centrada a la frecuencia de trabajo de 38GHz para asegurar el mayor ancho de banda posible.

Por lo que se realizaron diferentes simulaciones para la optimización del ele-

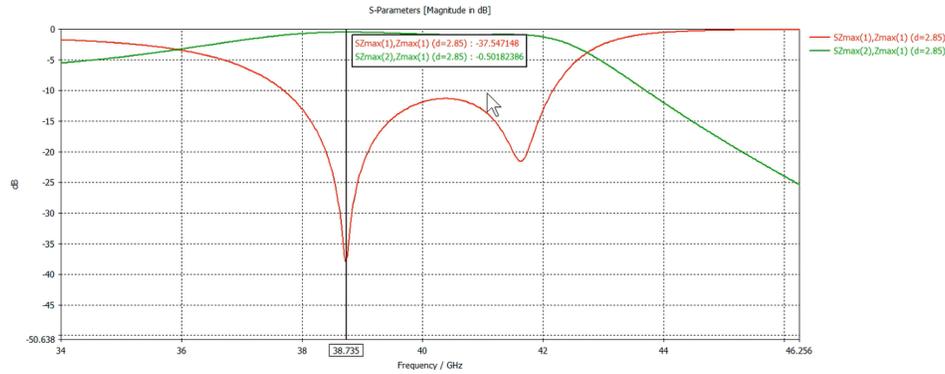


Figura 4.13: Magnitud de onda controlada y no controlada de elemento sin optimizar. [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

mento, las cuales consistieron en el redimensionamiento del radio del aro y la longitud y ancho de los stubs, parámetros que como se vio en el capítulo 3 tienen un impacto directo en el comportamiento de las componentes de la onda incidente.

Los resultados de las fases de la onda controlada para diferentes ángulos de giro no se incluyen, puesto que la celda fue optimizada y se obtuvieron nuevos resultados.

Los parámetros optimizados se muestran a continuación en la siguiente tabla 4.1, el resto de parámetros continuó con el mismo valor que en el artículo [75]:

Tabla 4.1: Comparación de parámetros de artículo y valores optimizados: radio interior, radio exterior, longitud del stub y ancho del stub [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

Parámetro	Valor artículo	Valor optimizado
r_i	1.1 mm	1.166 mm
r_{ex}	1.5 mm	1.484 mm
l_s	0.49 mm	0.805 mm
h_s	0.296 mm	0.26 mm

Con el elemento optimizado se obtuvo el siguiente resultado para las magnitudes de la onda controlada y no controlada, figura 4.14.

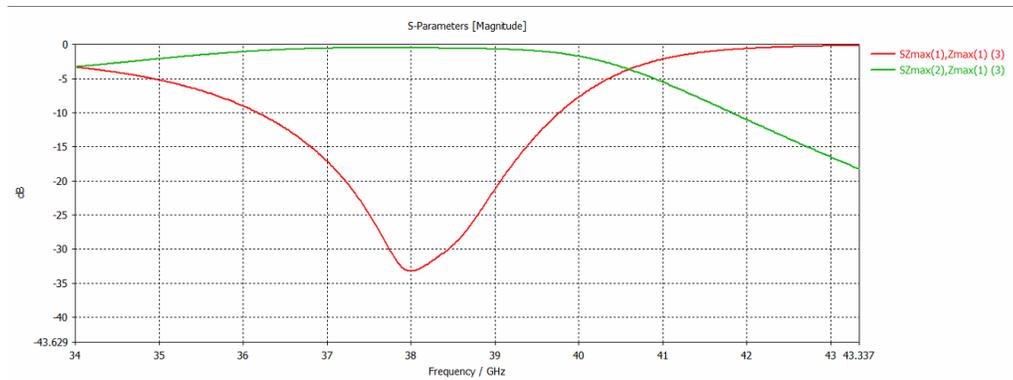


Figura 4.14: Magnitud de onda controlada y no controlada de elemento optimizado.[Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Como se puede apreciar, aunque se redujo el ancho de banda, se logró centrar la frecuencia de trabajo de 38GHz a -34 dB para la onda no controlada y -0.5 dB para la onda controlada, con un ancho de banda de 1.8 GHz que va de 37.2 GHz a 39 GHz (definido como las frecuencias con un valor por debajo de -20 dB para la onda no controlada).

Posteriormente, se realizó el giro electrónico del diafragma optimizado mediante la conmutación de diodos a ángulos de 45° , 90° , 135° y 180° , para analizar el cambio de fase en la onda reflejada con respecto a la onda incidente, en función del ángulo de giro.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para cada caso:

4.3.1. A) Giro a 0°

Para lograr este estado, se apagaron los 4 diodos horizontales correspondientes a los stubs que están a 0° y 180° . Los resultados se muestran en la figura 4.15. El resultado esperado para este ángulo de giro es de 360° o 0° , pero en los resultados obtenidos se observa un ángulo de -30° o 330° . Es importante recordar que las fases son relativas y esta primera fase corresponderá a nuestra fase base o fundamental, a partir de la cual calcularemos la diferencia de los siguientes estados.

4.3.2. B) Giro a 45°

Para lograr este giro, se apagaron los diodos de los stubs a 45° y 225° . Los resultados de las fases de la onda controlada se muestran en la figura 4.16. Para un ángulo de giro de 45° , la fase de la onda controlada debería ser de 90° , pero con nuestra frecuencia fase de 30° , obtenemos en realidad un ángulo de 95° , lo que equivale a un error de 5° o un error absoluto de 5.5

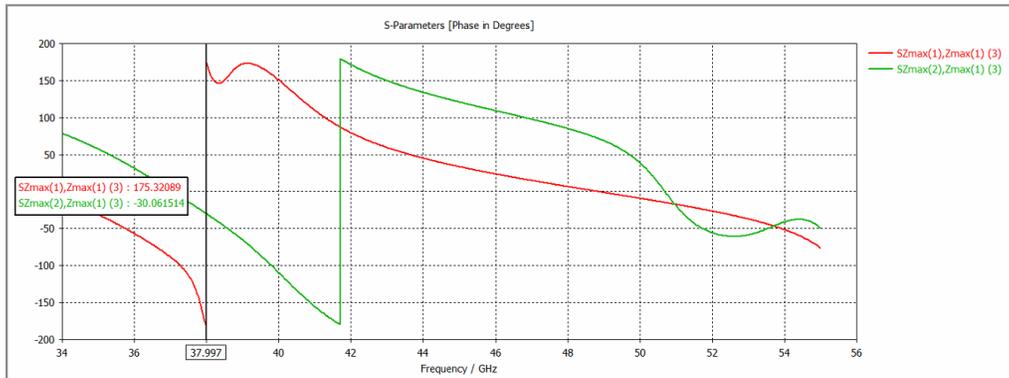


Figura 4.15: Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 0° ó 180° . [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

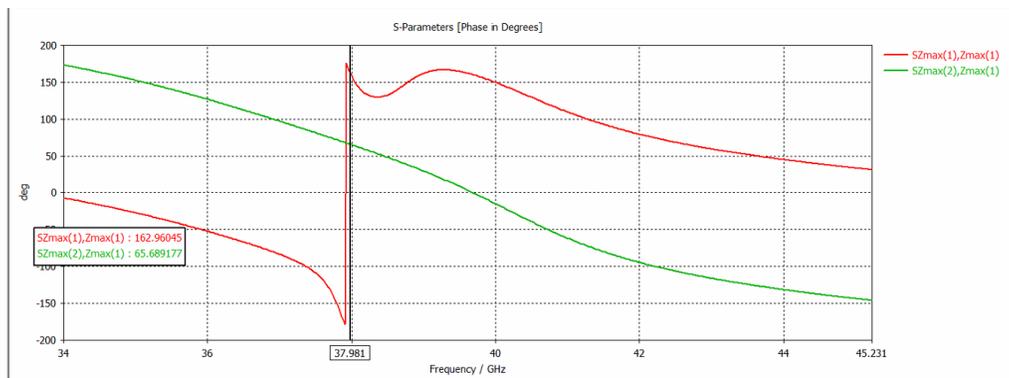


Figura 4.16: Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 45° . [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

4.3.3. C) Giro a 90°

Apagando los diodos verticales pertenecientes a los stubs de 90° y 270° , se obtuvo el siguiente resultado mostrado en la figura 4.17. La fase de la onda controlada (verde) corresponde a 184° (tomando como base nuestra fase del primer caso de 30°), mientras que para un giro de 90° se esperaría un valor de 180° , lo que corresponde a un error del 2.2

4.3.4. D) Giro a 135°

Apagando los diodos diagonales que están en los stub de 135° y 315° , se obtuvo la fase de la onda controlada en la figura 4.18. Para este caso, se esperaba un ángulo de fase de 270° o -90° , pero se obtuvo el valor de -88° o 272° , lo que corresponde a un error de 2.2

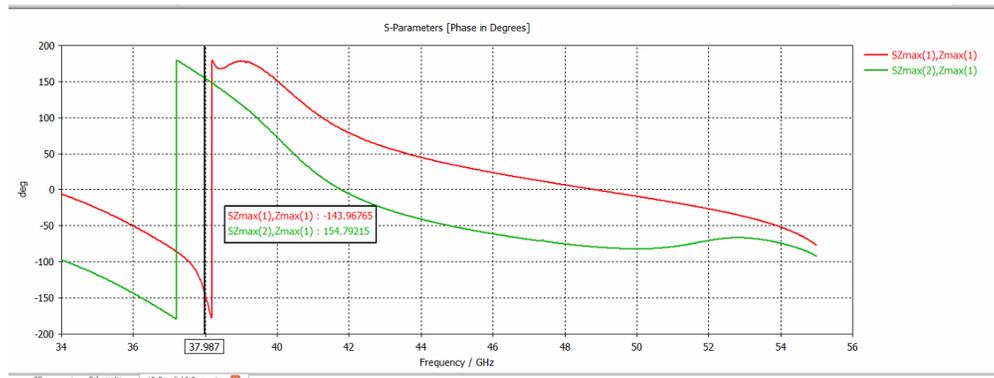


Figura 4.17: Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 90° . [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

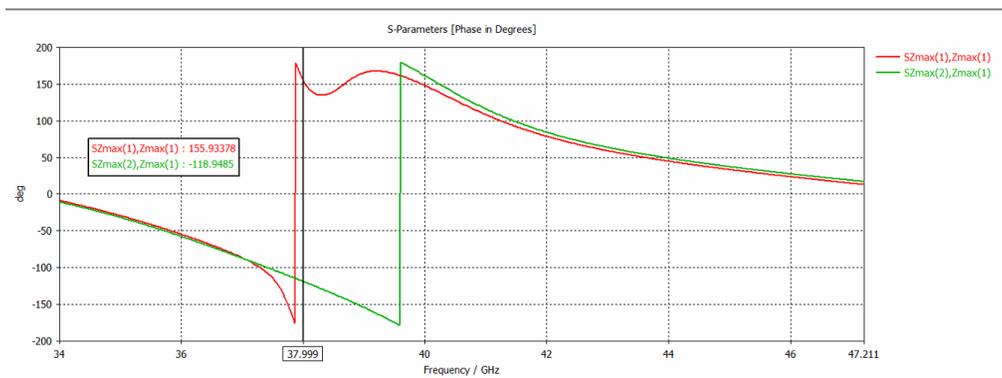


Figura 4.18: Fase de onda controlada y no controlada de elemento optimizado con giro a 135° . [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

El error de la fase para cada giro es menor al 5.5 %, lo que corresponde adecuadamente a lo esperado para cada ángulo de giro. Por lo tanto, consideramos que este es el diseño final del elemento para nuestro arreglo, que será capaz de desviar la onda.

Para comprobar la capacidad del arreglo de desviar la onda reflejada, se realizará el análisis de arreglos infinitos utilizando nuestro elemento diseñado para celdas unitarias con 4, 5, 6 y 7 elementos, con diferentes ángulos de giro que van desde 25.7° hasta 77.1° .

Para conseguir estos ángulos de giro, se deben encender o apagar los diodos correspondientes para cada caso. Sin embargo, debido a que el elemento diseñado es un anillo resonante con stubs fijos que tienen un ángulo de 45° entre cada stub adyacente, solo se podrán apagar los diodos necesarios para producir un giro de 45° (en el caso de celdas de 4 elementos). Para el resto de las celdas, se utilizará una aproximación.

Por ejemplo, si se quiere producir un giro de 20° , se necesitaría apagar los diodos a 20° , 40° , 60° , etc. Como no existen diodos en esas posiciones exactas,

se utilizarán aproximaciones. El diodo de 20° se aproximará al de 0° , el de 40° se aproximará al de 45° , el de 60° se aproximará apagando el de 45° , ya que está más cerca que el siguiente stub real de 90° , y así sucesivamente para cada caso.

Esta aproximación inevitablemente provocará errores de fase y, como consecuencia, pérdidas en el desempeño de nuestro arreglo. Estos errores y pérdidas se discutirán a continuación.

Dado que nuestro elemento reconfigurable es de dos bits cuando el número de elementos por celda unitaria aumenten, se deberán encender un par de stubs por cada elemento según el ángulo correspondiente.

4.3.5. Análisis de resultados de diferentes celdas Unitarias

A) Arreglo infinito con celda unitaria de 4 elementos, para producir un ángulo de giro de 45°

En este caso, se requiere apagar ciertos diodos en la figura señalados en rojo en la figura [4.19](#) para producir un ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ de 45° .

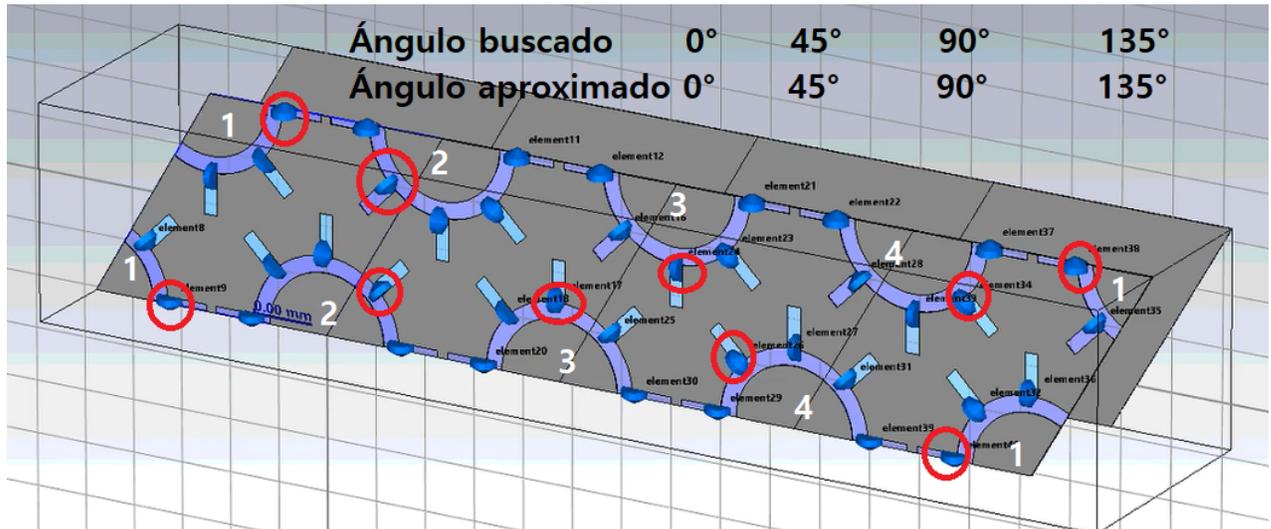


Figura 4.19: Celda unitaria de 4 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un giro de 45° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Debido a que la celda unitaria es más grande, se propagan 6 modos Floquet de ondas electromagnéticas planas, los cuales se pueden observar en la figura [4.20](#). Los dos primeros modos corresponden a las ondas reflejadas de la polarización circular derecha e izquierda en dirección normal, las cuales se encuentran suprimidas por debajo de -20dB , tomando valores de -21dB y -32dB , respectivamente.

El siguiente par de modos, de color verde oscuro y azul, corresponden a ondas en dirección inclinada esperada de 30° (ángulo calculado de forma teórica en el capítulo anterior) con valores de -3.59dB y -3.70dB , respectivamente. Esto indica que aproximadamente el 86% de la onda incidente se refleja en la dirección requerida, lo que representa un nivel de pérdidas por debajo de -0.63dB debido a las pérdidas en los diodos.

Por lo tanto, para este caso, con un ángulo de giro de 45° entre celdas adyacentes, el arreglo tiene un buen desempeño y un bajo nivel de pérdidas. Esto se debe a que los diodos están colocados justo en las posiciones solicitadas para producir el giro deseado, lo que elimina los errores de fase para este caso en particular.

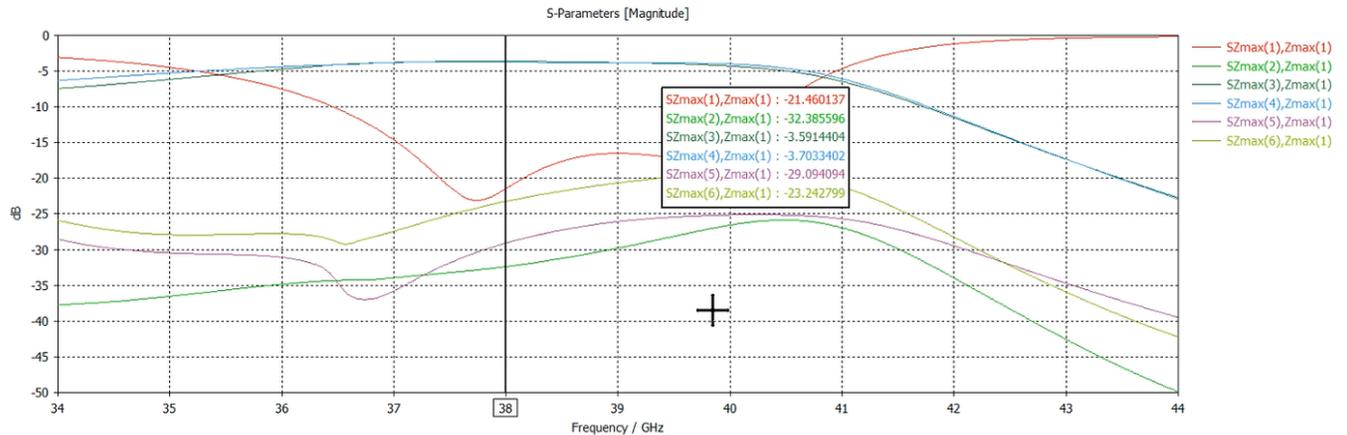


Figura 4.20: Modos floquet celda unitaria de 4 elementos [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

B) Arreglo infinito con celda unitaria de 5 elementos, para producir un ángulo de giro de 36°

En esta configuración, la celda unitaria consta de 5 elementos y se debe apagar un grupo de diodos encerrados en un círculo rojo en la figura 4.21 para lograr un ángulo de giro de aproximadamente 36° .

Ángulo buscado: 0° 36° 72° 108° 144°
 Ángulo aproximado: 0° 45° 90° 90° 135°

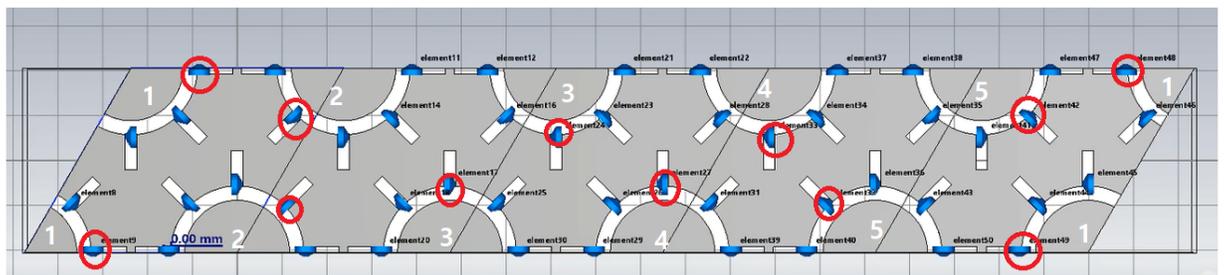


Figura 4.21: Celda unitaria de 5 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un giro de 36° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

La onda reflejada tiene un ángulo desvío θ_0 de 23.57° , calculado en el capítulo anterior.

Como se observa en los resultados de la figura 4.22 calculado previamente. Aunque el ángulo de desvío es menor que en el caso de 4 elementos, los resultados de la figura 4.22 muestran una pérdida de -1.75dB , lo que significa que hay más de 1 dB de pérdida adicional en comparación con el caso anterior. Estas pérdidas se deben a errores de fase.

En otras palabras, el 66 % de la onda reflejada tiene un ángulo de desvío de 23.57° . Como se discutió anteriormente, el uso de desplazadores de fase de 2 bits para cualquier caso de aproximación se traduce en un mayor nivel de pérdidas en comparación con el caso de 4 elementos.

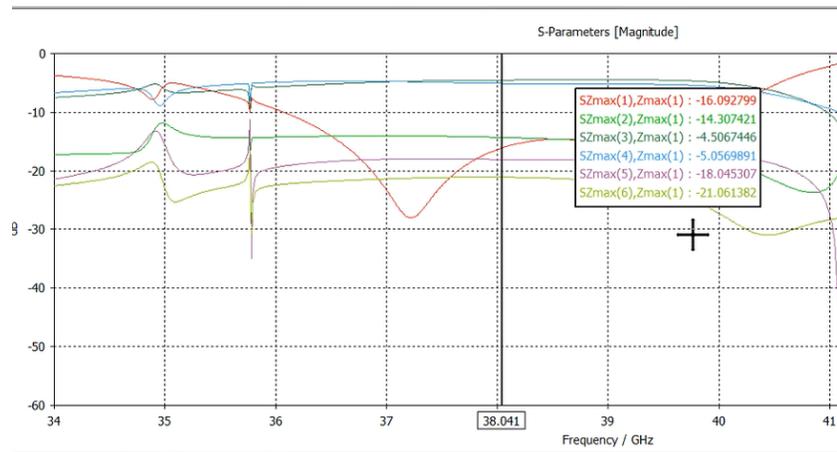


Figura 4.22: Modos floquet celda unitaria de 5 elementos con ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ de 36° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

C) Arreglo infinito con celda unitaria de 5 elementos, para producir un ángulo de giro de 72°

En este caso, se analiza el arreglo de 5 celdas con un ángulo de giro de 72° , para lo cual se han apagado ciertos diodos, como se indica en la figura 4.23. A pesar de que este ángulo es uno de los más grandes probados en este trabajo, se obtienen resultados aceptables.

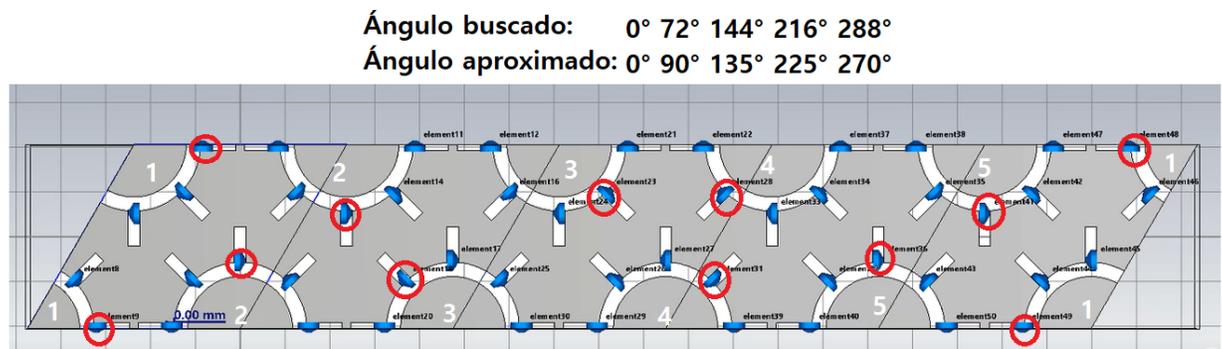


Figura 4.23: Celda unitaria de 5 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados para producir un ángulo $\Delta\gamma_x = 72^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Los resultados de la figura 4.24 indican que las ondas de interés 7 y 8 muestran un nivel de pérdidas de 2dB en el arreglo (con valores de -5.5 y -4.6dB respectivamente), lo que significa que solo el 62 % de la onda reflejada se desvía en el ángulo deseado de 53.13° . Estas pérdidas se componen de 0.5dB debidas a las pérdidas en los diodos, 0.95dB de errores de fase y el resto debido a la degradación del arreglo.

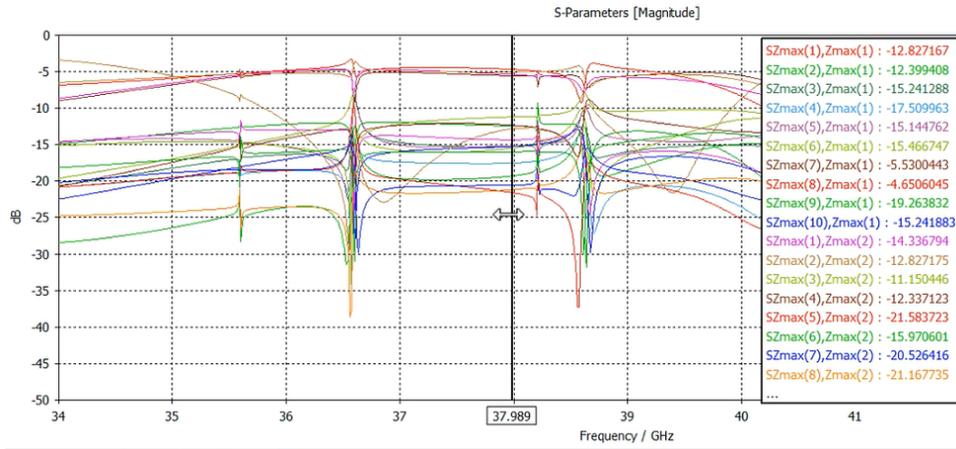


Figura 4.24: Modos floquet 5 elementos con ángulo de giro $\Delta\gamma_x = 72^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

A pesar de estas pérdidas, el nivel de pérdida total para este tamaño de ángulo de desvío no es tan alto y se asemeja al caso anterior con un ángulo de desvío más pequeño de 23° . Las ondas 1 y 2 están suprimidas a -12dB, lo que se considera aceptable para este ángulo.

D) Arreglo infinito con celda unitaria de 6 elementos, para producir un ángulo de giro de 30°

La celda unitaria de 6 elementos necesaria para producir un ángulo de giro de 19.47° se muestra en la figura 4.25, donde se señalan en rojo los diodos que deben apagarse. Además, en la parte superior de la figura se indica la aproximación de los ángulos producidos por cada par de stubs.

En la figura 4.26 se presentan los resultados obtenidos para esta configuración. En comparación con el primer caso de 5 elementos, en el que se alcanzó un ángulo de desvío de 23.57° , los resultados son más favorables.

En concreto, las ondas 1 y 2 se encuentran por debajo de -20dB, con valores de -24dB y -20.06dB, respectivamente, y el nivel de pérdidas indicado por las ondas 3 y 4 es de -1.32dB. De estas pérdidas, 0.9dB se deben a errores de fase y 0.42dB a pérdidas en los diodos.

Por tanto, podemos concluir que el 73 % de la onda reflejada se desvía en el ángulo de 19.47° deseado.

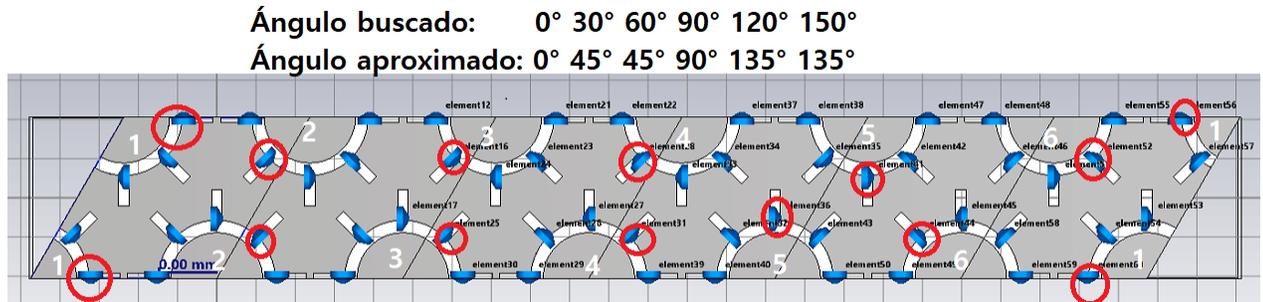


Figura 4.25: Celda unitaria de 6 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 30° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

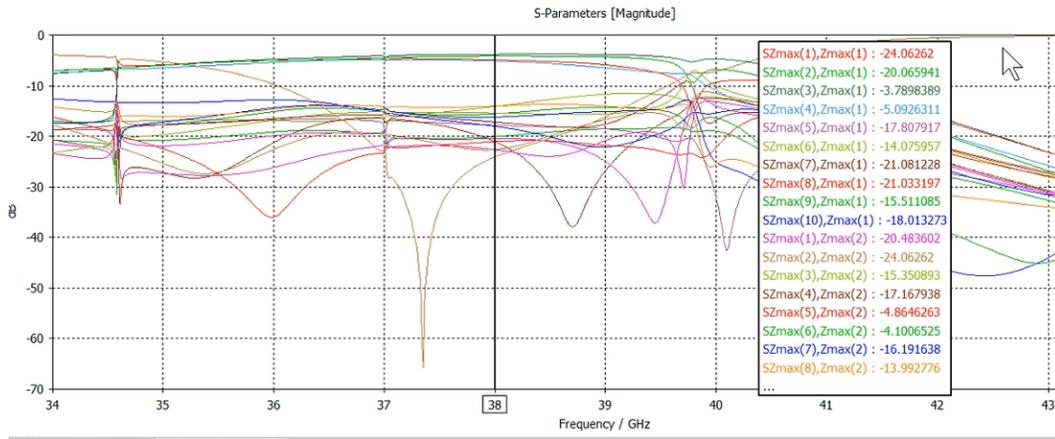


Figura 4.26: Modos floquet celda unitaria de 6 elementos [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

F) Arreglo infinito con celda unitaria de 7 elementos, para producir un ángulo de giro de 25.7°

El último caso a analizar corresponde a la celda unitaria de 7 elementos. El objetivo es producir un ángulo de giro de $\Delta\gamma_{ax}$ 25.7°, para lo cual se han apagado los diodos señalados en rojo en la figura 4.27. Esta configuración producirá el ángulo de desvío más pequeño de todas las simulaciones realizadas, correspondiente a θ_0 de 16.59°

Los resultados obtenidos, mostrados en la figura 4.28, presentan una pérdida de -1.37 dB, lo que significa que el 72 % de la onda reflejada presenta el ángulo de desvío deseado de 16.59°.

Los resultados obtenidos, mostrados en la figura 4.28, presentan una pérdida de -1.37 dB, lo que significa que el 72 % de la onda reflejada presenta el ángulo de desvío deseado de 16.59°.

A pesar de que las ondas 1 y 2 están suprimidas a -13 dB y -16 dB respectiva-

Ángulo buscado: 0° 25.7° 51.4° 77.1° 102.3° 128.5° 154.2°
 Ángulo aproximado: 0° 45° 45° 90° 90° 135° 135°

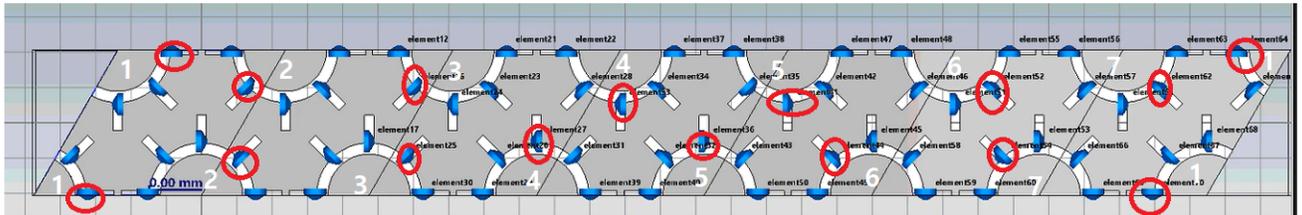


Figura 4.27: Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 25.7° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

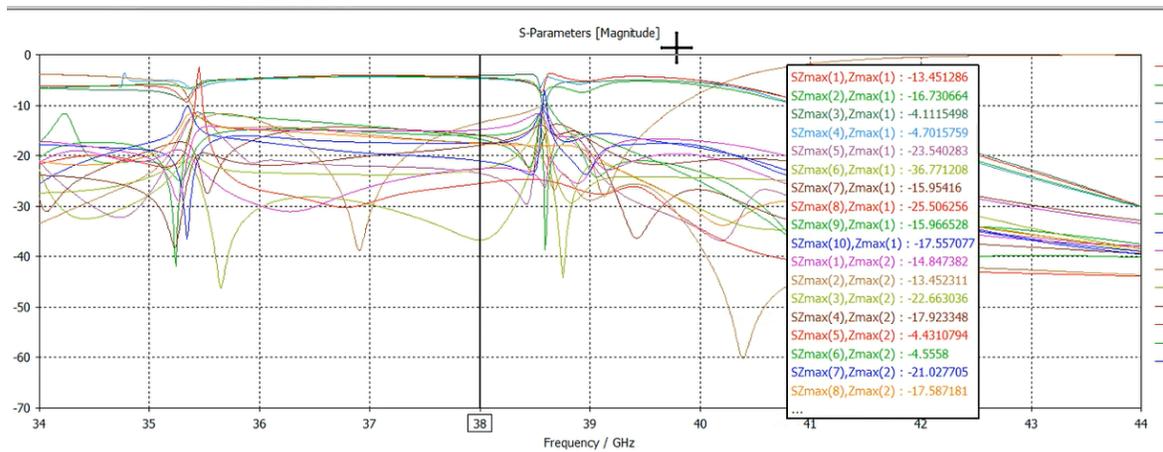


Figura 4.28: Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 25.7^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

mente, lo cual es un resultado aceptable para un ángulo de desvío tan pequeño, se obtiene un buen rendimiento del arreglo, ya que solo presenta una pérdida del 28%. Es interesante notar que este resultado es muy parecido al obtenido en el caso de 6 elementos con un ángulo de desvío de 19.47°, donde se obtenía una pérdida del 27%.

G) Arreglo infinito con celda unitaria de 7 elementos, para producir un ángulo de giro de 51.4°

En este caso, se analiza la segunda modalidad de 7 elementos con un ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ de 51.4°, obtenido mediante la aproximación de fases de los diodos apagados que se muestran en rojo en la figura 4.29.

Ángulo buscado: 0° 51.4° 102.8° 154.2° 205.6° 257° 51.6°
 Ángulo aproximado: 0° 45° 90° 135° 225° 270° 45°

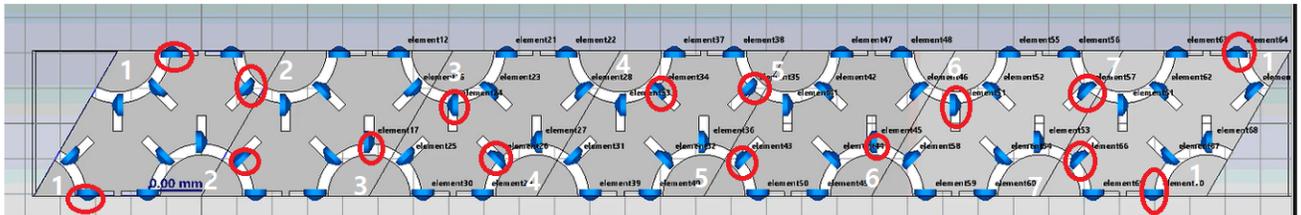


Figura 4.29: Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 51.4° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

Los resultados presentados en la figura 4.30 indican que las ondas 7 y 8 se desvían en dirección a 51.4° y proporcionan pérdidas de -1.67dB. Sin embargo, las ondas 1 y 2 están suprimidas a -18dB, y aunque la curva 4 se encuentra a un nivel de -9dB, sólo el 68% de la onda reflejada se desvía a un ángulo esperado de 34.82°.

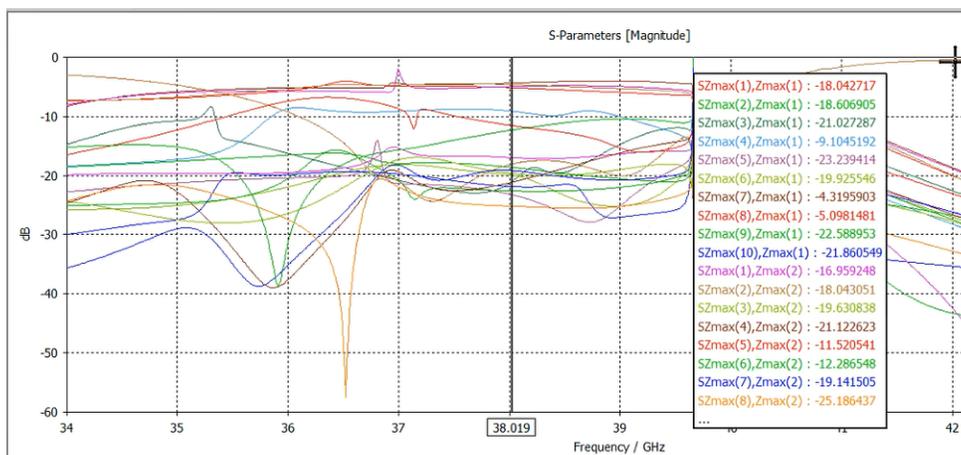


Figura 4.30: Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 51.4^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

H) Arreglo infinito con celda unitaria de 7 elementos, para producir un ángulo de giro de 77.1°

Finalmente, se analiza el caso de la celda de 7 elementos con un ángulo de giro $\Delta\gamma_x$ de 77.1° y el ángulo de desvío calculado θ_0 de 58.94°. Este es el mayor ángulo de giro y de desvío probado en este proyecto.

Para conseguir el ángulo de giro, se apagaron los diodos encerrados en rojo en la figura 4.31, que muestran los ángulos aproximados que representan cada par de diodos.

Ángulo buscado: 0° 77.1° 154.2° 231.3° 308.4° 25.1° 102.6°
 Ángulo aproximado: 0 90° 135° 225° 315° 45° 90°

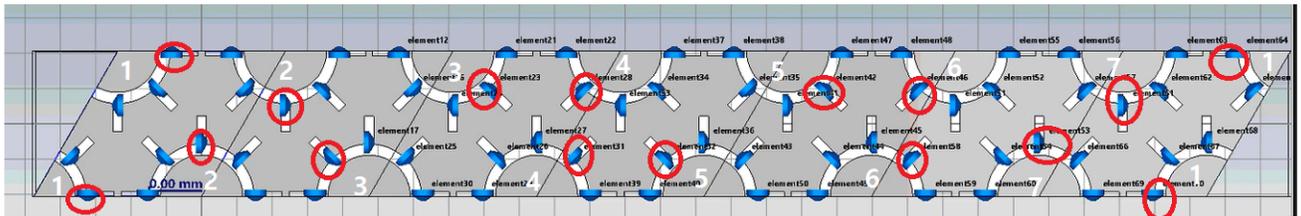


Figura 4.31: Celda unitaria de 7 elementos, en rojo se encuentran encerrados los diodos apagados necesarios para producir un giro de 77.1° [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

En los resultados presentados en la figura 4.32, se observa que las ondas 3 y 4 tienen valores de -5.87dB y -5.25dB, respectivamente, lo que provoca pérdidas de -2.53dB. Es decir, solo el 55% de la onda reflejada tendrá el ángulo de desvío deseado de 58.9°, lo que representa una degradación significativa en el desempeño del arreglo. En conclusión, para este caso de ángulo de escaneo, el arreglo no cumple su buen funcionamiento.

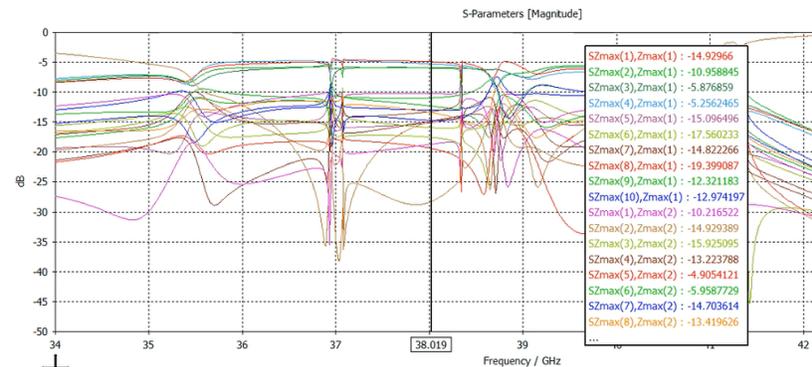


Figura 4.32: Modos floquet celda unitaria de 7 elementos $\Delta\gamma_x = 77.1^\circ$ [Captura de diseño propio simulado en CST Studio]

4.4. Discusión sobre funcionamiento del arreglo

La capacidad de escaneo de cualquier arreglo reflectivo reconfigurable se encuentra limitada por un rango de ángulos de escaneo en los que puede desviar la onda reflejada. En nuestro análisis, realizamos diversas pruebas de ángulos de giro para determinar el rango de ángulos en los que nuestro arreglo puede escanear de manera aceptable, según sus especificaciones.

Los resultados se muestran en la siguiente tabla [4.2](#), la cual presenta los ángulos de giro, desvío y pérdidas del arreglo para cada caso, ordenados de manera ascendente.

Tabla 4.2: Tabla de valores de ángulo de giro, ángulo de desvío y pérdidas [dB]
[Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

Ángulo de giro	Ángulo de desvío	pérdidas [dB]
0	0	-0.6
25.7	16.59	-1.37
30	19.47	-1.32
36	23	-1.75
19.47	30	-0.63
51.4	38.82	-1.67
72	53.13	-2
77.1	58.94	-2.53

Analizando el comportamiento y la eficiencia de nuestro arreglo reflectivo reconfigurable, graficamos las pérdidas en función del ángulo de desvío. En la figura [4.33](#), podemos observar que la curva presenta una tendencia negativa, lo que indica que a mayor ángulo de desvío, se producen más pérdidas.

Durante el análisis de la tendencia en las pérdidas, el ángulo de desvío de 30° destacó como el punto más interesante. En este caso, en lugar de esperar una mayor pérdida como se produjo en el ángulo de desvío de 23° (-1.75 dB), se produjo una disminución evidente de la pérdida de aproximadamente 1 dB, con solo -0.63 dB de pérdidas.

Este resultado, sin embargo, no fue inesperado ya que correspondió a las pérdidas producidas por el ángulo de giro de 45°, que fue el primer caso analizado de la celda de 4 elementos. Como se mencionó previamente, al no ser necesario realizar una aproximación en el apagado de los diodos, lo que ocurre en la posición original de los stubs adyacentes a 45° entre sí, no se producen pérdidas de aproximación fase en este caso.

Nuestro arreglo tiene un buen rendimiento en los pequeños ángulos de desvío probados, siendo el ángulo de 16.59° el segundo más pequeño después del ángulo de 0°, con pérdidas de -1.37 dB. Estos resultados indican que -0.87 dB corresponden a errores de fase y que -0.5 dB corresponden a pérdidas en los diodos

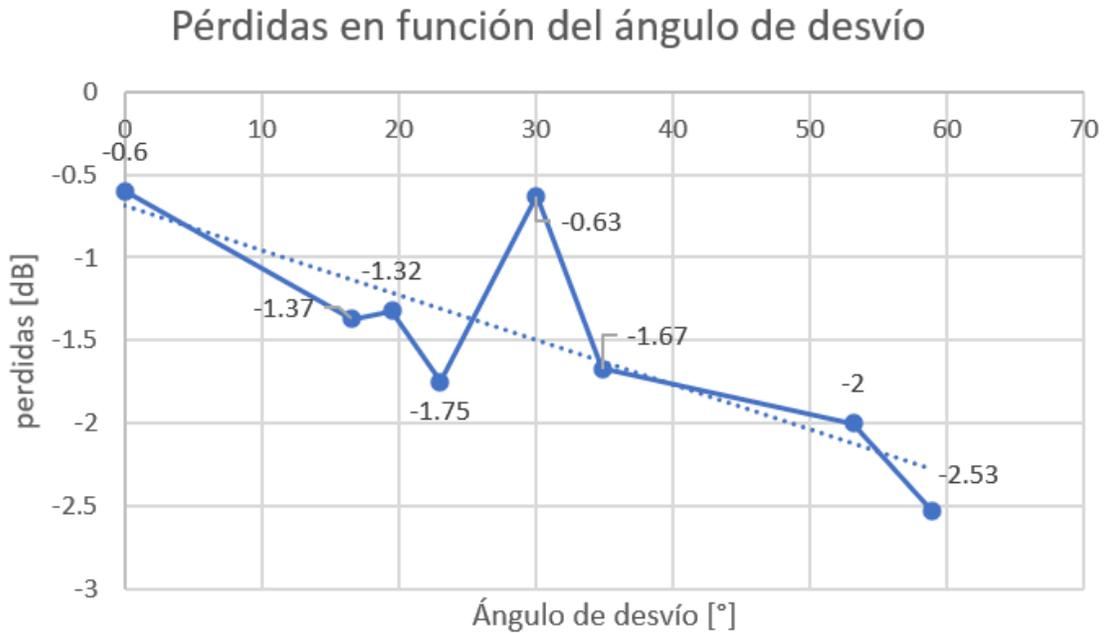


Figura 4.33: Gráfica de pérdidas según el ángulo de desvío [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

(ya que en 0° no hay errores de fase).

Por otro lado, en las simulaciones realizadas, se encontró el valor límite de capacidad de escaneo para ángulos grandes. En el ángulo de desvío de 58.94° , producido por el ángulo de giro de 77.1° , el desempeño del arreglo ya no converge y las pérdidas superan los -2.5 dB, por lo que muy poco de la onda reflejada será desviada a la dirección deseada.

El ángulo de desvío más grande funcional fue de 53.1° , que se logró con un giro de 72° , y obtuvimos un valor de pérdidas de -2 dB, lo que indica que el arreglo todavía tiene un funcionamiento aceptable para desviar la onda reflejada.

En resumen, nuestra investigación concluye que la capacidad de escaneo de nuestro arreglo va desde los 0° hasta aproximadamente 53° .

Es importante tener en cuenta que el ángulo de desvío tendrá un impacto en la directividad de nuestra antena, la cual, debido a las pérdidas de conversión que provocan los diodos, era inicialmente de 27.72 dB.

Esta pérdida de directividad sigue una relación de $10 \log \cos(\theta_0)$, donde θ_0 es el ángulo de desvío. Los valores de los ángulos de desvío, pérdidas de conversión y directividad para cada caso se encuentran en la tabla [4.3](#).

Tabla 4.3: Pérdida de directividad en función del ángulo de desvío [dB] [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

Ángulo de desvío	pérdidas de conversión	Directividad [dB]
16.59	-0.18	27.54
19.47	-0.255	27.465
23	-0.35	27.37
30	-0.62	27.1
38.82	-1.08	26.64
53.13	-2.2	25.52

En la figura 4.34 se muestra que la pérdida de directividad presenta una tendencia negativa, aumentando a medida que el ángulo de desvío se incrementa. El caso con mayores pérdidas se produce para un ángulo de desvío de 53.13° (con una pérdida de conversión de -2.2dB), lo que reduce la directividad de la antena a 25.52 [dB]. El caso con menores pérdidas de conversión se obtuvo para un ángulo de desvío de 16.59°, con una pérdida de -0.18dB y una directividad de la antena de 27.54dB.

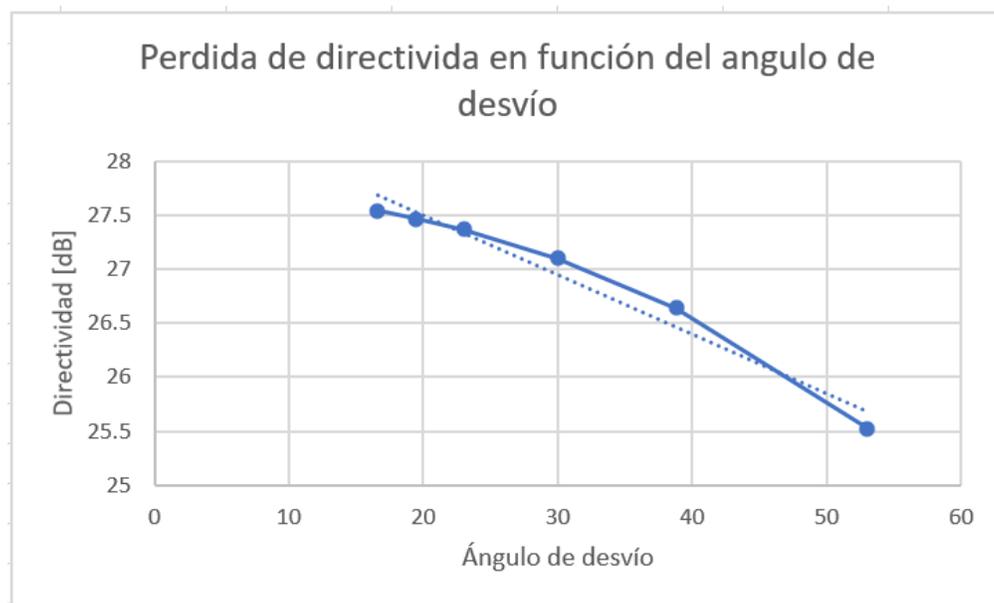


Figura 4.34: Gráfica de pérdida de directividad según el ángulo de desvío [Elaboración propia a partir de los datos obtenidos por el autor]

4.5. Conclusiones

- El rediseño y optimización del elemento diseñado en el artículo [75] se logró mediante simulación, obteniendo resultados similares a los obtenidos por su autor. Además, se agregaron pequeñas piezas metálicas para reducir el ancho de cada stub y disminuir las pérdidas ocasionadas por los errores de cálculo del programa utilizado. Este rediseño se conservó para el elemento final diseñado en este trabajo, lo que permitió obtener un mejor rendimiento.
- La distribución triangular equilateral permitió mejorar las características de escaneo y disminuir la cantidad de elementos en el arreglo final. Si bien se comprobó el correcto funcionamiento del arreglo con distribución cuadrada y parámetros dados por el artículo, se consideró que la geometría triangular equilateral, con sus respectivas optimizaciones, podría brindar resultados fiables.
- El elemento rediseñado y optimizado se centró a la frecuencia de trabajo de 38GHz con un nivel de -34 dB para la onda no controlada y de -0.5 dB para la onda controlada. Además, se obtuvo un ancho de banda de 1.8 GHz que va de 37.2 GHz a 39 GHz. Estos resultados indican que el arreglo diseñado tiene un buen rendimiento en la frecuencia de trabajo deseada.
- Se realizó el giro virtual del diafragma a varios ángulos para analizar el cambio de fase respecto al ángulo de giro en la onda reflejada con respecto a la onda incidente. Los resultados mostraron una correspondencia de la fase con el ángulo de giro, lo que indica un buen desempeño del arreglo en diferentes configuraciones.
- La aproximación para apagar los diodos correspondientes en cada caso permitió obtener ángulos de giro deseados. Sin embargo, se observó que solo para el caso de celda de 4 elementos se podrán apagar los diodos necesarios, mientras que para el resto de las celdas se realizó una aproximación y por tanto se tendrán pérdidas por desfase.
- Se realizaron varios análisis de celdas unitarias para comprobar los límites de escaneo del arreglo diseñado. Los resultados mostraron que el arreglo tiene un buen funcionamiento en pequeños ángulos de desvío probados, siendo el más pequeño después de 0° con pérdidas de -0.6 dB, y el de 16.59° con pérdidas de -1.37 dB.
- El mayor ángulo de escaneo probado fue de 58.94° , pero las pérdidas provocadas sobrepasan los -2.5dB por lo que el arreglo ya no es funcional para ángulos mayores a este. Concluyendo que la capacidad de escaneo de este arreglo está en un rango de 16° a 53° .

- La directividad obtenida por la antena es de 27.7dB, sin embargo, debido a las pérdidas por conversión que provocan los diodos, mientras más grande sea el ángulo de desvío más pérdidas de directividad se tendrán. Esta pérdida está en relación de $10 \log \cos(\theta_0)$, donde θ_0 es el ángulo de desvío. Siendo el ángulo de 53.13° el que más pérdidas provoca, con -2.2dB de pérdidas de conversión y provocando una directividad de 25.52dB.
- En general, se puede concluir que el arreglo diseñado tiene un buen rendimiento en la frecuencia de trabajo deseada y en pequeños ángulos de desvío probados. Además, se logró una mejora en el desempeño del arreglo mediante el rediseño y optimización del elemento, la distribución triangular equilátera, y la aproximación para apagar los diodos correspondientes en cada caso.
- Se consiguió el diseño y prueba mediante simulación de un arreglo reflectivo reconfigurable de dos bits de tipo espirafase con distribución de elementos de tipo triangular equilátera que en conjunto con el sistema de alimentación Cassegrain diseñado proporcionarían una propuesta de antena funcional para la frecuencia de 38GHz y sus posibles aplicaciones en el área de la telefonía móvil de 5G, antenas de estaciones base para constelaciones LEO, entre otras.

5 Conclusiones generales

Actualmente, las antenas de telefonía móvil son omnidireccionales para que cualquier dispositivo pueda conectarse dentro de su área de cobertura, aunque esta es la solución más simple, también es ineficiente debido al consumo de energía desaprovechada. Las nuevas antenas 5G optimizarán el gasto de recursos y minimizarán las interferencias entre usuarios apuntando la señal hacia donde se ubica un dispositivo en particular. Estas antenas también serán capaces de satisfacer la conectividad del Internet de las cosas, mejorar la automatización de los procesos industriales, el crecimiento de los servicios de entretenimiento, etc.

Sumado a esto, la era de las constelaciones de satélites LEO evoluciona día a día y requiere estaciones capaces de rastrear satélites, ya sea reposicionando mecánicamente un plato o usando una antena fija con direccionamiento electrónico para mantener la conexión. Las antenas planas (microstrip) de alta tecnología con apuntamiento electrónico que pueden rastrear múltiples satélites en movimiento al mismo tiempo se consideran esenciales para el éxito de las constelaciones de satélites LEO a gran escala.

Por ello en este trabajo se diseñó y simuló un arreglo reflectivo reconfigurable de tipo espirafase, basado en elementos resonadores de anillos con terminales radiales conmutables, acomodados en una distribución triangular equilateral. Así como su sistema de alimentación de tipo Cassegrain. Esta antena será capaz de realizar un apuntamiento electrónico trabajando en la frecuencia de 38GHz. Las conclusiones generales de este trabajo se listan a continuación:

- Se diseñó y simuló un sistema de alimentación de tipo Cassegrain para iluminar el arreglo plano, en el que el arreglo actúa como plato principal. Se llevó a cabo un cálculo inicial para un sistema clásico Cassegrain, en el que se estableció un diámetro de plato principal de 112mm, una distancia focal de 56mm y un diámetro de la superficie reflectante secundaria de 22.4mm.
- Si bien la antena Cassegrain con reflector plano suele iluminarse con una antena de bocina, en nuestro caso la guía de onda diseñada para nuestra antena de 38GHz tenía un ancho de haz demasiado grande, lo que resultó en una iluminación de una superficie mucho mayor de la necesaria para nuestro subreflector, lo que a su vez provocó pérdidas por desbordamiento.

- Para mejorar la directividad de la guía de onda, se implementó una barra dieléctrica de teflón, lo que condujo a un aumento en la directividad de 21 dB (sin barra) a 27.7dB (con barra), lo que a su vez disminuyó el ancho del lóbulo en tres veces.
- Además de mejorar la directividad de la guía de onda, el uso de la barra dieléctrica también permitió la propuesta de usarla como soporte del subreflector. Se sugirió la adición de un segmento de unisel de aproximadamente 1,81 mm al largo de la barra faltante, ya que el unisel tiene una constante dieléctrica similar a la del aire, lo que eliminó la necesidad de una estructura externa de sujeción en una configuración tradicional.
- El diseño final del sistema de alimentación de tipo Cassegrain tuvo una directividad de 27.72dB y una superficie del plato principal correctamente iluminada de 80x100mm, lo que definió el tamaño del arreglo de tipo espirafase a diseñar.
- Se optó por un arreglo con distribución de elementos triangular equilátero en lugar de uno cuadrado, lo cual permitió lograr el objetivo con un 15 % menos de elementos y con una mayor eficacia en la eliminación de los lóbulos indeseados y el control de la fase de la onda reflejada.
- La capacidad del arreglo para desviar la onda reflejada en la dirección deseada se demostró matemáticamente mediante el análisis de diferentes casos de celdas periódicas, lo cual confirma los límites de escaneo teóricos del diseño propuesto.
- El elemento rediseñado y optimizado se centró a la frecuencia de trabajo de 38GHz con un nivel de -34 dB para la onda no controlada y de -0.5 dB para la onda controlada. Además, se obtuvo un ancho de banda de 1.8 GHz que va de 37.2 GHz a 39 GHz. Estos resultados indican que el arreglo diseñado tiene un buen rendimiento en la frecuencia de trabajo deseada.
- Se realizó el giro virtual del diafragma a varios ángulos para analizar el cambio de fase respecto al ángulo de giro en la onda reflejada con respecto a la onda incidente. Los resultados mostraron una correspondencia de la fase con el ángulo de giro, lo que indica un buen desempeño del arreglo en diferentes configuraciones.
- La aproximación para apagar los diodos correspondientes en cada caso permitió obtener ángulos de giro deseados. Sin embargo, se observó que solo para el caso de celda de 4 elementos se podrán apagar los diodos necesarios, mientras que para el resto de las celdas se realizó una aproximación y por tanto se tendrán pérdidas por desfase.

- Con el fin de comprobar límites reales de escaneo del arreglo diseñado, se realizaron 7 análisis de celdas unitarias, que incluyeron de 4 a 7 elementos por celda, ángulos de giro de entre 25 y 77 grados, ángulos de escaneo esperados de 17 a 59 grados y produjeron pérdidas de entre -0.63dB a -2.5dB
- De todos los resultados, el que sobresale de la tendencia de pérdidas es el ángulo desvió de 30°, provocado por el ángulo de giro de 45° con pérdidas de -0.63dB, causada por el nulo error de aproximación en el apagado de los diodos necesarios para crear el giro, gracias a la posición real de los stubs a 45° entre ellos.
- Se realizaron varios análisis de celdas unitarias para comprobar los límites de escaneo del arreglo diseñado. Los resultados mostraron que el arreglo tiene un buen funcionamiento en pequeños ángulos de desvío probados, siendo el más pequeño después de 0° con pérdidas de -0.6 dB, y el de 16.59° con pérdidas de -1.37 dB.
- El mayor ángulo de escaneo probado fue de 58.94°, pero las pérdidas provocadas sobrepasan los -2.5dB por lo que el arreglo ya no es funcional para ángulos mayores a éste. Concluyendo que la capacidad de escaneo de este arreglo está en un rango de 16° a 53°.
- Se concluye finalmente que en este trabajo se consiguió satisfactoriamente el diseño y prueba mediante la simulación de un arreglo reflectivo reconfigurable de dos bits de tipo espirafase con distribución de elementos de tipo triangular equilátero, que en conjunto con el sistema de alimentación Cassegrain diseñado proporciona una propuesta de antena funcional para la frecuencia de 38GHz con potenciales aplicaciones en el área de la telefonía móvil de 5G, antenas de estaciones base para constelaciones LEO, entre otras.

Bibliografía

- [1] Comisión Europea. Europe shaping its digital future: European electronic communications code. Imagen adaptada. Recuperado de <https://ati.ec.europa.eu/news/europe-shaping-5g-vision>, sin fecha.
- [2] Guavus. Internet of Things (IoT) concept. Imagen adaptada. Recuperado de <https://www.guavus.com/5g-too-good-to-be-true/internet-of-things-or-iot-concept-5g-internet-high-speed/>, sin fecha.
- [3] Thinkom PR. Successful antenna technology validation on telesat LEO satellite, Jun 2019.
- [4] Onulec. Tipos de antenas: características y funcionamiento. Imagen adaptada. Recuperado de <https://www.onulec.com/tipos-de-antenas-caracteristicas-y-funcionamiento/>, sin fecha.
- [5] Pasternack. Free space path loss calculator. Imagen adaptada. Recuperado de <https://www.pasternack.com/t-calculator-friis.aspx>, sin fecha.
- [6] Lei Qiu, Xiang Liang, and Zhen Huang. PatI: A RFID Tag Localization based on Phased Array Antenna. *Scientific Reports*, 7:44183, 2017.
- [7] Editorial Team. What is phased array antenna? *everything RF*, June 2020.
- [8] Dai Nippon Printing Co., Ltd. Dnp develops reflect array to expand 5G coverage area: What's new, n.d. Accessed on 1 March 2023.
- [9] M.A.A.M. Electromagnetic spectrum, 2011.
- [10] Katherine Alexandra Chuquimarca Yánez. Diseño y simulación de un sistema de antenas de ranuras para el rango de frecuencias de 4.4 a 5 ghz, 2015. Recuperado de https://oa.upm.es/40099/1/PFC_KATHERINE_ALEXANDRA_CHUQUIMARCA_YANEZ.pdf.
- [11] P Hannan. Microwave antennas derived from the cassegrain telescope. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 9(2):140–153, 1961.

- [12] Jesus Rodriguez-Zamudio, Jose I. Martinez-Lopez, Jorge Rodriguez-Cuevas, and Alexander E. Martynyuk. Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(4):1821–1830, 2012.
- [13] Netec. Cursos 5G, telecom 4G & 5G: Capacítese y logre adoptar las nuevas tecnologías. *Netec*, 2019.
- [14] BBVA. ¿Qué es el 'edge computing' y cómo complementa al 5G? recuperado de <https://www.bbva.com/es/que-es-el-edge-computing-y-como-complementa-al-5g/>, Jan 2021.
- [15] Javier Flores. Qué es el 5G y cómo nos cambiará la vida recuperado de https://www.nationalgeographic.com.es/ciencia/que-es-5g-y-como-nos-cambiara-vida_14449, *Dec*2020.
- [16] 5G y automatización industrial: Retos y posibilidades recuperado de <https://oasys-sw.com/5g-y-automatizacion-industrial-retos-posibilidades/>, url=<https://oasys-sw.com/5g-y-automatizacion-industrial-retos-posibilidades/>, journal=Oasys, author=Oasys, year=2021, month=Mar.
- [17] Laura Ver más artículos del autor. Network slicing: la red 5G se servirá en rebanadas, Apr 2019.
- [18] AT&T. At&t México - newsroom. *AT&T Sitio Oficial - Celulares, Planes de Datos, Prepago, Promociones*, 2021.
- [19] Nicolás Lucas-Bartolo. Ift presta 170 MHz de frecuencias por un año a tv azteca para que experimente con tecnología 5G. *El Economista*, Nov 2021.
- [20] Andrea Catalano. 5G, recalculando: de Huawei a China telecom. *telesemana*, 2021.
- [21] Antonio Cahun. CDMX y algunas ciudades de México ya tienen cobertura 5G de Telcel, según speedtest, aunque quizás aún no puedas conectarte. *Xataka México - Tecnología y gadgets, móviles, informática, electrónica*, Feb 2021.
- [22] Jeffrey G. Andrews, Stefano Buzzi, Wan Choi, Stephen V. Hanly, Angel Lozano, Anthony C. K. Soong, and Jinyun Zhang. Understanding 5G: The road to transformation. *IEEE Communications Magazine*, 54(4):10–11, 2016.
- [23] Digi Internacional. Resolver los retos de diseño de las antenas 5G. Oct 2020.
- [24] Jesús Castelán Martínez. Tesis estudio de antenas reconfigurables. *UNAM*, 2013.
- [25] 5G from space - The role of satellites in 5G. *Nokia*.
- [26] Starlink arranca su servicio por satélite acosada por sus rivales. *Mobile World Live*, Sep 2021.

- [27] ThinKom PR. Successful Antenna Technology Validation on Telesat LEO Satellite. *ThinKom*, Jun 2019.
- [28] IEEE. IEEE standard for definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)*, pages 1–50, 2014.
- [29] Constantine A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. 2005.
- [30] What is Cross Polarization? recuperado de <https://www.everythingrf.com/community/what-is-cross-polarization>.
- [31] Mariano Botello Pérez and Israel García Ruiz. Interpretación de parámetros y especificaciones de antenas para compatibilidad electromagnética (EMC) (centro nacional de metrología, CENAM).
- [32] Glossary definition for impedance-matching. *Maxim Integrated - Analog, Linear, and Mixed-Signal Devices*.
- [33] Constantino Pérez Vega, Alicia Casanueva López, et al. *Sistemas de telecomunicación*. 2007.
- [34] Art Pini. Cómo cambiar de manera rápida y segura una antena o un transductor entre los modos de transmisión y recepción. *DigiKey*, Feb 2020.
- [35] Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2013.
- [36] Harish Chandra Mohanta, Abbas Kouzani, and Sushanta K Mandal. Reconfigurable antennas and their applications. *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 6(4):239–258, 2019.
- [37] Hang Wong, Wei Lin, Xin Wang, and Mingyu Lu. Lp and cp polarization reconfigurable antennas for modern wireless applications. In *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pages 1–2, 2017.
- [38] William Weedon. *Digital Beamforming (DBF) Array Technology for Multi-Mission Radar and Communication Applications*, 2003.
- [39] D. Martínez Flores. *Arreglo reflectivo multicapa tipo espirafase basado en anillos metálicos con carga*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, Sep 2014.
- [40] Franco Díaz Hurtado, Iván González Fernández, Rolando Guerra Gómez, and Francisco Marante Rizo. Arreglo reflector de microcinta con polarización circular para RFID. *Telemática*, 17(1):1–14, 2018.
- [41] John Huang and Jose Antonio Encinar. *Reflectarray antennas*. John Wiley & Sons, 30, 2007.

- [42] TICRA. Reflectarray antenna design recuperado de <https://www.ticra.com/reflectarray-antenna-design/>, Jun 2021.
- [43] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti. Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 44(3):24–29, 2002.
- [44] Geng-Bo Wu, Shi-Wei Qu, Shiwen Yang, and Chao Ma. Design of cassegrain reflectarray antenna with compact ring focus feed. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 978–980, 2017.
- [45] Geng-Bo Wu, Shi-Wei Qu, and Shiwen Yang. Low-profile transmitarray antenna with cassegrain reflectarray feed. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(5):3079–3088, 2019.
- [46] Gustavo de José Joaquintero Rodríguez and Luis Carlos Sarmiento López. Universidad Pontificia Bolivariana Escuela Ingeniería Facultad de Ingeniería Electrónica. *Universidad Pontificia Bolivariana Escuela Ingeniería Facultad de Ingeniería Electrónica*, 2012.
- [47] Raymond N. Wilson. *Reflecting Telescope Optics I: Basic Design Theory and its Historical Development*, volume 1. Springer Science & Business Media, 2002.
- [48] Shi Lin Liu, Xian Qi Lin, Yu Hen Yan, and Yu Lu Fan. Generation of a high-gain bidirectional transmit–reflect–array antenna with asymmetric beams using sparse-array method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(9):6087–6092, 2021.
- [49] LinkFang. Antenas en fase - es.linkfang.org. *LinkFang*, Oct 2021.
- [50] Chris Daehnick, Isabelle Klinghoffer, Ben Maritz, and Bill Wiseman. Large LEO satellite constellations: Will it be different this time? *McKinsey & Company*, Sep 2021.
- [51] SES: sistema satelital que se alinea con 5G. *Newsline Report*, 2021.
- [52] Mario Jaime Rosas Fregozo. *Desarrollo y caracterización de arreglos de tres antenas para redes de sensores en la banda de 2.4 GHz*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, Sep 2015.
- [53] Gerardo Tenoch Jiménez Vargas. *Estudio sobre antenas sintonizables para sistemas personales de comunicación*. PhD thesis, Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional., Feb 2019.
- [54] Jorge Alberto Salazar Ramírez. *Diseño y construcción de una antena para su aplicación en 5G*. PhD thesis, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, NOV 2017.

- [55] F. Díaz Hurtado. Arreglo reflector de microcinta con polarización circular para RFID, 2012.
- [56] Redes 5G y su impacto en el internet de las cosas, Oct 2020.
- [57] Quang Thang Tran and B.D. Nguyen. 1-bit reflectarray element based on a single switch for reconfigurable reflectarrays. In *2019 Antennas Design and Measurement International Conference (ADMInC)*, pages 142–145, 2019.
- [58] Xing Yu Lei and Yu Jian Cheng. High-efficiency and high-polarization separation reflectarray element for oam-folded antenna application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:1357–1360, 2017.
- [59] Xibei Zhao, Feng Wei, Bin Li, and Xiaowei Shi. Design of circularly polarized dielectric resonator reflectarray antenna. In *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 1552–1554, 2018.
- [60] Yuhua Cheng and Chuan Yu. Design and analysis of a compact feed for a Cassegrain antenna. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 26(1):47–53, 2016.
- [61] Shun-Cheng Tian, Yu-Ying Zhao, and Long Li. A novel dual-band and dual-polarized reconfigurable reflectarray antenna element. In *2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, pages 1–2, 2018.
- [62] Yusuke Kitagawa. Resumen: DNP desarrolla un arreglo reflectivo para ampliar el área de cobertura del 5G, Aug 2021.
- [63] Min Zhou, Stig B. Sørensen, Jakob R. de Lasson, Andreas Ericsson, Tonny Rubæk, and Erik Jørgensen. Reflectarrays in future satellite antenna systems: Application and design. In *2019 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, pages 1–3, 2019.
- [64] Muhammad Hashim Dahri, Mohd Haizal Jamaluddin, Muhammad Inam Abbasi, and Muhammad Ramlee Kamarudin. A review of wideband reflectarray antennas for 5G communication systems. *IEEE Access*, 5:17803–17815, 2017.
- [65] Eugen Muehldorf. The phase center of horn antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 18(6):753–760, 1970.
- [66] Ramón Angosto Sánchez et al. Análisis y diseño de un reflector parabólico para un radiotelescopio en la banda de 1420 MHz. *Revista Internacional de Ciencias*, 2008.
- [67] Michael Cooley. Phased array fed reflector (pafr) antenna architectures for space-based sensors. In *2015 IEEE Aerospace Conference*, pages 1–11, 2015.

- [68] Ivan Quesada. Facultad de telecomunicaciones y Electrónica departamento de telecomunicaciones y Telemática. 01 2020.
- [69] John Huang. Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications. *TDA Progress Report*, 153173, 1995.
- [70] Edison Coimbra G. Comunicación por satélite: Segmento terrestre.
- [71] Miguel Ferrando and Aleandro Valero. Antenas reflectoras.
- [72] Yolanda Angélica Loranca Ramos. Líneas de transmisión y guías de onda. http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/loranca_r_ya/capitulo3.pdf, 2003.
- [73] Antenna Magus. Antenna magus. *Antenna Magus*, [Online]. Available: <http://www.antennamagus.com/>. [Accessed 26 February 2016].
- [74] DM Pozar and TA Metzler. Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size. *Electronics Letters*, 29(8):657–658, 1993.
- [75] Jovanni Silva-Montero, Jose I. Martinez-Lopez, Jorge Rodriguez-Cuevas, and Alexander E. Martynyuk. Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(10):4342–4351, 2015.
- [76] M.C.E. Miguel Ángel Velasco Castillo. ¿qué importancia tienen las antenas?, 2019.
- [77] Jose Manuel Huidobro. Antenas de telecomunicaciones. Revista Digital de ACTA, 2013.
- [78] H. L. Zhu, S. W. Cheung, X. H. Liu, and T. I. Yuk. Design of polarization reconfigurable antenna using metasurface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(6):2891–2898, 2014.
- [79] Linear Maxim Integrated Analog and Mixed-Signal Devices. Glossary definition for impedance-matching. <https://www.maximintegrated.com/en/glossary/definitions.mvp/term/impedance-matching/gpk/1212>.
- [80] Pablo G. ¿qué es la mmwave y qué tiene que ver con el 5G? recuperado de <https://blog.orange.es/innovacion/que-es-mmwave/>, Jul 2021.
- [81] Joachim Oberhammer, Nutapong Somjit, Umer Shah, and Zargham Baghchehsaraei. RF MEMS for automotive radar sensors. In *MEMS for automotive and aerospace applications*, pages 106–136. Elsevier, 2013.
- [82] John T Logan and Rick W Kindt. A fully-planar 6: 1 antenna array aperture. In *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, pages 1–3. IET, 2018.
- [83] Rongzhi Zhang and Kaizhong Yang. *Spacecraft collision avoidance technology*. Academic Press, 2020.

- [84] Eng Hock Lim and Kwok Wa Leung. *Compact Multifunctional Antennas for Wireless Systems*, volume 215. John Wiley & Sons, 2012.
- [85] Psst, "Says 5G... Wanna See What My New Antenna Tech Challenge Looks Like?", Nov 2018.
- [86] Dan Jones. The status of 5G rollouts in 2021 and 2022, Oct 2021.
- [87] Ayscom. Todo lo que se sabe del 5G recuperado de <https://www.ayscom.com/todo-lo-que-necesitas-saber-del-5g/>, Jul 2020.
- [88] Reimagining the end-to-end mobile network in the 5G era, Sep 2021.
- [89] Borja Imaz-Lueje, Daniel R Prado, Manuel Arrebola, and Marcos R Pino. Reflectarray antennas: A smart solution for new generation satellite mega-constellations in space communications. *Scientific Reports*, 10(1):1–13, 2020.
- [90] Alireza Omidvar, Behzad Ahmadi, Abdorreza Torabi, and Nader Komjani. Reflect array antenna with isoflux beam for satellite application. In *2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pages 1–5, 2020.
- [91] S. L. Liu, X. Q. Lin, Y. H. Yan, and Y. L. Fan. Generation of a high-gain bidirectional transmit–reflect–array antenna with asymmetric beams using sparse-array method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 69(9):6087–6092, 2021.
- [92] Roshni Y. What are reflector antennas? Operating principle and types of reflectors recuperado de <https://electronicsdesk.com/reflector-antennas.html>. *Electronics Desk*, Jan 2021.
- [93] Robert E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. Wiley, 1992.
- [94] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2011.
- [95] Christophe Granet. Designing axially symmetric cassegrain or gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(2):76–82, 1998.
- [96] Christophe Granet. Designing classical offset cassegrain or gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 44(3):114–123, 2002.
- [97] S Buchmeyer. An electrically small cassegrain antenna with optically shaped reflectors. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25(3):346–351, 1977.
- [98] Edison Coimbra G. Comunicación por satélite: Segmento terrestre.
- [99] Miguel Ferrando and Alejandro Valero. Antenas reflectoras.
- [100] Director Ing. Luciano Hernández Ramírez. Instalacion de una estacion terrena y subsistemas satelitales.

- [101] Tesamérica. Tipos de antenas parabólicas, n.d. Consultado el 28 de febrero de 2023.
- [102] Karim Akhter, Korbinian Schraml, Suramate Chalermwisutkul, and Dirk Heberling. Phased array feed design for radar imaging system using cassegrain reflector. In *The Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2018)*, pages 1–5. IET, 2018.
- [103] P.J.B. Clarricoats and G.T. Poulton. High-efficiency microwave reflector antennas - a review. *Proceedings of the IEEE*, 65(10):1470–1504, 1977.
- [104] Thomas A. Milligan. *Moder Antenna Design*, pages 607–614. 2005.
- [105] Reflector Gain Factor. Ece 8380 reflector antennas-fall 2013.
- [106] AW Love. Some highlights in reflector antenna development. *Radio Science*, 11(8-9):671–684, 1976.
- [107] Adriana Angélica Briseño Ojeda. *Antena con doble arreglo reflectivo en configuración offset para la banda U*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, noviembre 2018.
- [108] Nancy Ghattas, Atef M Ghuniem, and Sherif M Abuelenin. Optimization of dielectric rod antenna design in millimeter wave band for wireless communications. *arXiv preprint arXiv:1805.05475*, 2018.
- [109] Alireza Bostani and Homayoon Oraizi. Analysis and design of radially inhomogeneous tapered dielectric rod antennas. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 101:106–113, 2019.
- [110] Andreas Patrovsky and Ke Wu. 94-GHz planar dielectric rod antenna with substrate integrated image guide (siig) feeding. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5:435–437, 2006.
- [111] T Metzler and D Schaubert. Scattering from a stub loaded microstrip antenna. In *Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 446–449. IEEE, 1989.
- [112] A. A. Kishk. *Dielectric Resonator Antennas*. Artech House, Boston, MA, 1995.
- [113] Rosa Vianey Vega Careta. *Diseño de una antena con doble arreglo reflectivo tipo espirafase para la banda U*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, agosto 2016.
- [114] Javier Gómez Méndez. *Elemento reflectivo desplazador de fase en banda V (50-75 GHz)*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, noviembre 2014.
- [115] Gerzon Gómez Bravo. *Arreglo reflectivo para polarización dual circular operando en la banda Ka*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, noviembre 2018.

- [116] Daniel Fuentes Zúñiga. *Polarización cruzada en antenas reflectoras en arreglos de fase con elementos espirofase*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, noviembre 2011.
- [117] Hugo Enrique Martínez Martínez. *Antena lente basada en arreglos tipo espirofase*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, noviembre 2013.