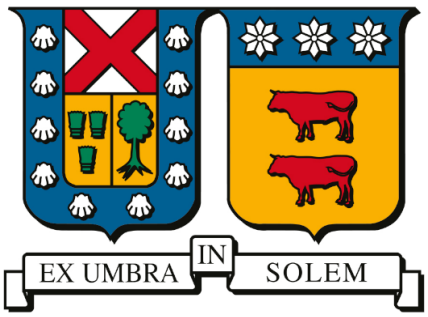
UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAÍSO - CHILE



DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y MEDICIÓN DE ANTENAS RESONADORAS DIELÉCTRICAS (DRA) PARA APLICACIONES AEROESPACIALES.

MARCO IGNACIO CRUZ ARAYA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO

PROFESOR GUÍA	:	SR. RICARDO OLIVARES
PROFESOR CORREFERENTE	:	SR. FRANCISCO PIZARRO

Septiembre 2023



A mi familia . . .

AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi sincero agradecimiento a mi madre Ana, a mi tía Yolanda, a mi tío Diomedes y a mis abuelitas Haydee y Blandina por su incondicional apoyo a lo largo de mi recorrido universitario.

También deseo reconocer al profesor Ricardo Olivares por su disposición y orientación durante este proyecto. Un agradecimiento especial al profesor Francisco Pizarro, cuya guía y paciencia durante el desarrollo de mi proyecto de titulación han sido esenciales. Sus conocimientos y apoyo, tanto en términos de conocimientos técnicos como de recursos prácticos, han sido invaluables para llevar a cabo este trabajo.

“DISEÑO, IMPLEMENTACIÓN Y MEDICIÓN DE ANTENAS RESONADORAS DIELÉCTRICAS (DRA) PARA APLICACIONES AEROESPACIALES”

Marco Ignacio Cruz Araya

Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electrónico.

Profesor Guía: **SR. Ricardo Olivares**

Profesor Correferente: **SR. Francisco Pizarro**

Septiembre 2023

RESUMEN EJECUTIVO

En este trabajo se presenta el diseño, simulación e implementación de un arreglo de antenas resonadoras dieléctricas (DRAs) operando en la banda de frecuencia K_a, fabricadas mediante impresión por manufactura aditiva (impresión 3D) con el objetivo de su futura integración en un nanosatélite tipo CubeSat.

El desarrollo del proyecto consta de varias etapas para alcanzar el objetivo general. Se inicia definiendo los requisitos técnicos necesarios para la implementación del arreglo, como la selección de materiales, el tipo de alimentación, las restricciones físicas asociadas a los CubeSats y el software de simulación electromagnética a usar. Posteriormente, se procede al diseño de la DRA unitaria basándose en los criterios previamente definidos y a la simulación de sus parámetros de dispersión S y patrón de radiación, todo ello en la banda de frecuencias seleccionadas.

Después de verificar el funcionamiento de la DRA unitaria, se avanza a la etapa de diseño y simulación de los parámetros S del divisor de potencia a utilizar para el arreglo de antenas. La siguiente fase implica la incorporación del conjunto de DRAs en el divisor diseñado para formar el arreglo de DRAs. Una vez verificado su funcionamiento, se pasa a la etapa de fabricación, que incluye la producción de la placa de alimentación y la impresión 3D de las DRAs. Con el arreglo fabricado, se lleva a cabo, mediante un analizador de redes vectoriales (VNA), la medición de los parámetros S para validar las simulaciones previas, como su adaptación y ganancia máxima, esto para garantizar el cumplimiento de las especificaciones del proyecto.

Adicionalmente, se aprovecha la tecnología de impresión 3D para diseñar y fabricar un elemento tipo Radomo, que cumple una función netamente protectora para el arreglo sin afectar significativamente su rendimiento.

Como resultados obtenidos, se logró un arreglo de DRAs con dimensiones del orden de milímetros, tanto para la placa de alimentación como para las antenas, alcanzando una excelente adaptación en la banda de frecuencia seleccionada y una ganancia máxima superior a 12 [dB]. El radomo, que cubre completamente el arreglo, no afecta su funcionamiento.

El trabajo permite verificar la viabilidad de utilizar la impresión 3D para construir antenas, específicamente las DRAs, demostrando su excelente rendimiento al presentar bajas pérdidas y una buena ganancia máxima en comparación con las antenas convencionales. Además, se destaca la ventaja de los bajos costos asociados en su construcción y también la facilidad de poder crear variados modelos y experimentar con otros tipos de configuraciones. También se confirma la factibilidad de implementar un arreglo con estas DRAs, logrando incrementar en gran medida la ganancia máxima de una DRA unitaria y volviéndola incluso más directiva.

Palabras Clave. Antenas, DRAs, arreglo, impresión 3d, ABS, radomo.

“DESIGN, IMPLEMENTATION AND MEASUREMENT OF DIELECTRIC RESONATOR (DRA) ANTENNAS FOR AEROSPACE APPLICATIONS”

Marco Ignacio Cruz Araya

Final Project Report towards the fulfillment of the Ingeniero Civil Electrónico degree.

Advisor: **SR. Ricardo Olivares**

Co-Advisor: **SR. Francisco Pizarro**

September 2023

ABSTRACT

In this work, the design, simulation, and implementation of an array of dielectric resonant antennas (DRAs) operating in the K_a frequency band are presented. These antennas are manufactured using additive manufacturing (3D printing) with the aim of future integration into a CubeSat-type nanosatellite.

The project development comprises several stages to achieve the overall goal. It begins by defining the necessary technical requirements for the array implementation, such as material selection, feeding type, physical constraints associated with CubeSats, and the electromagnetic simulation software to be used. Subsequently, the design of the unitary DRA is carried out based on the previously defined criteria, along with the simulation of its scattering parameters (S parameters) and radiation pattern, all within the selected frequency band.

After verifying the operation of the unitary DRA, the project advances to the design and simulation stage of the S parameters of the power divider to be used for the antenna array. The next phase involves incorporating the set of DRAs into the designed power divider to form the DRA array. Once the operation is verified, the manufacturing stage follows, including the production of the feeding plate and the 3D printing of the DRAs. With the manufactured array, measurements of the S parameters are conducted using a vector network analyzer (VNA) to validate previous simulations, such as adaptation and maximum gain, ensuring compliance with project specifications.

Additionally, 3D printing technology is utilized to design and manufacture a Radome-type element, serving a purely protective function for the array without significantly affecting its performance.

As for the results, a DRA array with dimensions on the order of millimeters for both the feeding plate and the antennas was achieved. It demonstrated excellent adaptation in the selected frequency band and a maximum gain exceeding 12 [dB]. The radome, fully covering the array, did not impact its operation.

The work validates the feasibility of using 3D printing to construct antennas, specifically DRAs, showcasing their excellent performance with low losses and good maximum gain compared to conventional antennas. Furthermore, it highlights the advantages of low associated costs in their construction and the ease of creating various models and experimenting with other types of configurations. The feasibility of implementing an array with these DRAs is also confirmed, significantly increasing the maximum gain of a unitary DRA and making it even more directive.

Keywords. Antennas, DRAs, array, 3d printing, ABS, radomo.

Índice de Contenidos

1. Introducción **1**
1.1. Motivación y antecedentes . . . 1
1.2. Objetivos . . . 2
1.2.1. Objetivo general . . . 2
1.2.2. Objetivos específicos . . . 2
1.3. Estructura de la Memoria . . . 2

2. Marco teórico y estado del arte **3**
2.1. Parámetros S . . . 3
2.2. Antenas: Parámetros fundamentales . . . 4
2.2.1. Impedancia de la antena . . . 4
2.2.2. Adaptación . . . 4
2.2.3. Rendimiento o eficiencia . . . 5
2.2.4. Patrón de radiación . . . 5
2.2.5. Frecuencia de operación y factor Q . . . 8
2.3. Arreglos de antenas . . . 9
2.4. Ecuación de transmisión de Friis . . . 10
2.5. Analizador de redes vectoriales . . . 11
2.6. Cámara Anecoica de radiofrecuencias (electromagnéticas) . . . 11
2.7. Líneas microstrip . . . 12
2.8. Divisor de potencia tipo T . . . 13
2.9. Antenas Resonadoras Dieléctricas (DRAs) . . . 15
2.9.1. Características principales . . . 15
2.9.2. Formas canónicas . . . 16
2.9.3. Métodos de Alimentación . . . 19
2.10. Radomo . . . 20
2.11. Nanosatelites Cubesats . . . 21
2.11.1. Cubesats en el espacio . . . 21
2.12. Impresión 3D . . . 23
2.12.1. Filamentos . . . 24
2.13. Conclusiones del capítulo . . . 24

3. Análisis preliminar **26**
3.1. Software ANSYS HFSS . . . 26
3.2. Frecuencia de operación . . . 27
3.3. Tipo de antena y excitación seleccionada . . . 27
3.4. Material: Sustrato y dieléctrico . . . 27
3.4.1. Sustrato de la PCB . . . 27
3.4.2. Dieléctrico . . . 28
3.5. Alimentación con End Launch Connector . . . 28
3.6. Conclusiones del capítulo . . . 31

4. Software de impresión 3D y caracterización de materiales **32**
4.1. Software Ultimaker Cura . . . 32
4.1.1. Ajustes de impresión . . . 32
4.2. Caracterización de materiales . . . 35
4.2.1. Permitividad y Permeabilidad . . . 35
4.2.2. Fundamento teorico de la técnica Nicolson Ross Weir . . . 37
4.2.3. Aplicación de técnica Nicolson Ross Weir . . . 40
4.3. Conclusiones del capítulo . . . 44

5. Diseño y simulación de una CDRA **45**
5.1. Diseño CDRA . . . 45
5.2. Diseño placa de alimentación . . . 47
5.3. Simulación en ANSYS HFSS . . . 48
5.4. Construcción placa PCB CDRA . . . 53
5.5. Conclusiones del capítulo . . . 54

6. Diseño, simulación e implementación de un arreglo de CDRAs **55**
6.1. Divisor de potencia 1:4 . . . 55
6.2. Arreglo de CDRAs . . . 60
6.3. Comparación de los datos obtenidos . . . 65
6.4. Construcción . . . 65
6.4.1. Construcción placa PCB del arreglo . . . 65
6.4.2. Construcción antenas CDRAs . . . 68
6.5. Medición del parámetro S_{11} . . . 70
6.6. Medición de Ganancia Máxima . . . 73
6.7. Conclusiones del capítulo . . . 77

7. Diseño, simulación e implementación de un Radomo **78**
7.1. Diseño del Radomo . . . 78
7.2. Fabricación del Radomo . . . 84
7.3. Medición parámetro S_{11} y ganancia máxima . . . 86
7.4. Conclusiones del capítulo . . . 89

8. Conclusión **90**

A. Códigos **94**
A.1. Nicolson Ross Weir . . . 94
A.2. Método de las 3 antenas . . . 94
A.3. Gráficos de los patrones de radiación . . . 95

Índice de Tablas

3.1. Configuración ANSYS HFSS. 26
3.2. Parámetros considerados en la elección del sustrato. 27
3.3. Parámetros ABS1000 PREPERM. 28

4.1. Especificaciones técnicas guía de onda WR 28 41
4.2. Configuración Cura para imprimir ABS1000. 41

5.1. Dimensiones teóricas de una CDRA sobre la banda K_a 46
5.2. Dimensiones teóricas placa PCB de la CDRA. 47
5.3. Dimensiones finales para la placa PCB de la CDRA. 48

6.1. Largos de las microstrip del divisor 1 a 4. 56
6.2. Dimensiones finales para la placa PCB del arreglo. 57
6.3. Resultados parámetros S del divisor de potencia 1:2. 59
6.4. Resultados parámetros S del divisor de potencia 1:4. 59
6.5. Dimensiones de los últimos elementos del arreglo. 60
6.6. Resumen de los principales valores obtenidos. 65
6.7. Dimensiones de la PCB fabricada. 68
6.8. Configuración Cura para imprimir CDRAs. 69
6.9. Dimensiones de la CDRA fabricada. 69
6.10. Comparación parametro S_{11} medido 72

7.1. Parámetros ABS320 PREPERM. 78
7.2. Parámetros simulados de ambos radomos y del arreglo. 84
7.3. Configuración Cura para imprimir Radomo. 84
7.4. Dimensiones del Radomo 1 fabricado. 85
7.5. Dimensiones del Radomo 2 fabricado. 86
7.6. Comparación parámetros medidos. 86

Índice de Figuras

2.1. Red de dos puertos. (Fuente: "S - PARAMETER", www.yeonidoggi.tistory.com/142) . . . 3
2.2. Circuito equivalente de una guía de onda con una antena. (Fuente: [24, p. 8]) . . . 4
2.3. Ejemplos de patrones de radiación. (Fuente: [24, p. 27]) . . . 5
2.4. Representación en 2D del patrón de radiación de una antena. (Fuente: [24, p. 25]) . . . 6
2.5. Comparación de patrón de radiación entre una antena isotrópica y una antena real tipo dipolo. (Fuente: [1, p. 45]) . . . 7
2.6. Arreglo de antenas Patchs 4X4. (Fuente: "array antenna", www.quora.com) . . . 9
2.7. Esquema de antena transmisora y receptora. . . . 10
2.8. VNA Anritsu ShockLine. (Fuente: "Anritsu MS46121A ShockLine", emin.vn) . . . 11
2.9. Camara anecoica USM . . . 11
2.10. Geometría de una linea microstrip. (Fuente: [26, p. 147]) . . . 12
2.11. Modelo equivalente de un divisor de potencia tipo T. (Fuente: [26, p. 325]) . . . 14
2.12. Modelo equivalente de un divisor de potencia tipo T con transformador de impedancia. (Fuente: [26, p. 325]) 14
2.13. Ilustración de una DRA hemisférica. (Fuente: [23, p. 8]) . . . 16
2.14. Patrón de radiación dipolo magnético corto. (Fuente: [25, p. 6]) . . . 16
2.15. Ilustración de una DRA rectangular. (Fuente: [23, p. 29]) . . . 17
2.16. Ilustración de una DRA cilíndrica. (Fuente: [23, p. 17]) . . . 18
2.17. Patrón de radiación modos DRA cilindrica. (Fuente: [31, p. 28]) . . . 18
2.18. (a) Alimentación por sonda. (b) Alimentación por guía de ondas coplanar. (c) Alimentación por microstrip. (Fuente: [28, p. 41]) . . . 19
2.19. Representación real de Radomos. (Fuente: "Radome Covers", www.textilescoated.com) . . . 20
2.20. Representación de un Cubesat. (Fuente: "Can nano-sats stop Putin's nukes?", www.asiatimes.com) . . . 21
2.21. Total de nanosatélites lanzados hasta la fecha (Fuente: https://www.nanosats.eu/ . . . 22
2.22. Total de nanosatélites (2023) por banda de frecuencia. (Fuente: https://www.nanosats.eu/) . . . 22
2.23. Figura de la primera patente de impresión 3D, presentada por Charles Hull. (Fuente: "La primera impresora 3D: convirtiendo píxeles en materia", www.hipertextual.com) . . . 23
2.24. Impresora actual de FDM. (Fuente: "Creality Ender 3", www.impresoras3d.com) . . . 23

3.1. End Launch Connector con SMA. . . . 29
3.2. Cable coaxial del conector End Launch. . . . 29
3.3. Placa de prueba funcionamiento End Launch Connector. . . . 29
3.4. Resultados de la simulación para la placa de prueba. . . . 30
3.5. Análisis del efecto de las vías en los parámetros S. . . . 30

4.1. (a) Altura de capa 0.28 [mm]. (b) Altura de capa 0.2 [mm]. (c) Altura de capa 0.16 [mm].(d) Altura de capa 0.12 [mm]. . . . 32
4.2. Perímetro de: (a) Dos paredes. (b) Cinco paredes. (c) 10 paredes . . . 33
4.3. a) Patrón de líneas. (b) Patrón cruz. (c) Patrón triangular. (d) Patrón cubico. . . . 33
4.4. (a) Relleno 10 % . (b) Relleno 50 %. (c) Relleno 100 % . . . 34
4.5. Tangente de pérdida. (Fuente: "Tangente de pérdida", www.espanol.libretexts.org) . . . 36
4.6. Representación hipotética de la permitividad (ε) en función de la frecuencia. (Fuente: [29, p. 9]) . . . 36
4.7. Representación de los campos y parámetros eléctricos con incidencia normal. (Fuente: [10, p. 7]) . . . 37

4.8. Representación de la incidencia oblicua. (Fuente: [10, p. 19]) . . . 39
4.9. Esquema del experimento NRW. (Fuente: [4, p. 4]) . . . 40
4.10. Configuración física para la medición de ABS1000. . . . 41
4.11. VNA conectado con guía WR 28 y soporte para muestras. . . . 42
4.12. Resultados experimentales de la medición de ε_r. . . . 42
4.13. Resultados experimentales de la medición de μ_r. . . . 43
4.14. Resultados experimentales de la medición de $tan(\delta)$. . . . 43

5.1. $k_o r$ y factor Q del modo $HEM_{11\delta}$ de una CDRA con $\varepsilon_1 0$. . . . 46
5.2. 1 . . . 47
5.3. Simulación CDRA en ANSYS HFSS. . . . 48
5.4. Dimensiones optimizadas de la microstrip. . . . 49
5.5. Coeficiente de reflexión dependiendo de S. . . . 49
5.6. Patrón de radiación CDRA. . . . 50
5.7. Patrón de radiación en coordenadas cartesianas. . . . 50
5.8. Vista de PCB con END Launch Connector SMA. . . . 51
5.9. Coeficiente de reflexión CDRA con END Launch Connector SMA. . . . 51
5.10. Patrón de radiación CDRA usando End Launch Connector. . . . 52
5.11. Patrón de radiación en coordenadas cartesianas usando End Launch Connector. . . . 52
5.12. (a) y (b) Diseño final en EasyEda. (c) y (d) Vista de acabado final PCB. . . . 53

6.1. Divisor de potencia propuesto. . . . 56
6.2. Divisor de potencia con dimensiones optimizadas. . . . 57
6.3. Definición de puertos en divisor de potencia. . . . 58
6.4. Parámetros S divisor de potencia 1:2 . . . 58
6.5. Parámetros S divisor de potencia 1:4 . . . 59
6.6. Arreglo con CDRAs y ranuras. . . . 60
6.7. Parámetro S_{11} del arreglo de CDRAs con Lumped Port. . . . 61
6.8. Patrón de radiación arreglo de CDRAs. . . . 61
6.9. Ganancia del arreglo de CDRAs con Lumped Port. . . . 62
6.10. (a) Vista isométrica del arreglo. (b) Vista lateral del arreglo. . . . 62
6.11. Parámetro S_{11} del arreglo de CDRAs con End Launch connector. . . . 63
6.12. Patrón de radiación arreglo de CDRAs con End Launch Connector. . . . 64
6.13. Ganancia del arreglo de CDRAs con End Launch Connector. . . . 64
6.14. (a) y (b) Diseño final en EasyEda. (c) y (d) Vista de acabado final PCB. . . . 66
6.15. (a) Placa fabricada . (b) Placa final con conector End Launch. . . . 67
6.16. Medición de las dimensiones físicas de la microstrip. . . . 67
6.17. Comprobación del pin de alimentación. . . . 68
6.18. Visualización de modelo 3D CDRA. . . . 68
6.19. (a) Construcción CDRA . (b) CDRA terminada. . . . 69
6.20. (a) Diámetro de CDRA . (b) Altura de CDRA. . . . 69
6.21. Setup utilizado para medir parámetros S. . . . 70
6.22. Parámetro S_{11} calibrado. . . . 70
6.23. Parámetro S_{11} medido del divisor de potencia. . . . 71
6.24. Arreglo fabricado junto con las CDRAs impresas. . . . 71
6.25. Parámetro S_{11} medido del arreglo de CDRAs. . . . 72
6.26. Medición de antenas. . . . 73
6.27. Modelo de la Guía de Onda WR28 en ANSYS HFSS. . . . 74
6.28. Ganancia de la Guía de Onda WR-28. . . . 75
6.29. Medición del parámetro S_{12} entre dos guías de onda. . . . 75
6.30. Medición del parámetro S_{12} entre una guía y el arreglo. . . . 76
6.31. Ganancia máxima del arreglo de CDRAs. . . . 76

7.1. 1ra forma propuesta para un Radomo. . . . 79
7.2. Dimensiones Optimizadas del 1er Radomo. . . . 79

7.3. Parámetro S_{11} del 1er Radomo propuesto. 80
7.4. Patrón de radiación arreglo de CDRAs con Radomo 1. 80
7.5. Ganancia del arreglo de CDRAs con Radomo 1. 81
7.6. 2da forma propuesta para un Radomo. 81
7.7. Dimensiones físicas del Radomo en forma de cono. 82
7.8. Parámetro S_{11} del 2do Radomo propuesto. 82
7.9. Patrón de radiación arreglo de CDRAs con Radomo 2. 83
7.10. Ganancia del arreglo de CDRAs con Radomo 2. 83
7.11. Modelo 3D en Cura. 84
7.12. (a)Construcción Radomo 1. (b) Construcción Radomo 2. (c) Construcción de la tapa. 85
7.13. Radomos impresos. 85
7.14. Proceso medición ganancia máxima para el arreglo con Radomo. 86
7.15. S11 medido y simulado para el Radomo 1. 87
7.16. Ganancia máxima del Radomo 1. 87
7.17. S11 medido y simulado para el Radomo 2. 88
7.18. Ganancia máxima del Radomo 2. 88

1 Introducción

1.1. Motivación y antecedentes

En 1957, la Unión Soviética lanzó al espacio el primer satélite artificial, Sputnik I, marcando el inicio de la era de los satélites artificiales y abriendo con ellos un amplio espectro de aplicaciones. Estos objetos, definidos como "cualquier objeto fabricado por el ser humano que ha sido puesto en órbita mediante cohetes", han encontrado diversos usos, desde el monitoreo de cuerpos celestes, navegación (GPS), telefonía, internet, televisión digital, informes meteorológicos e investigación y educación [9].

En la categoría de satélites, los nanosatélites han ganado gran popularidad debido a su tamaño compacto y a las reducciones significativas en costo y tiempo de desarrollo en comparación con los satélites tradicionales. Estos satélites pequeños, generalmente con masas entre 1 y 10 kilogramos, han demostrado ser una plataforma eficiente y económica para diversos propósitos. Por ejemplo, el costo para colocar en órbita un nanosatélite se estima alrededor de 500 mil euros, y el tiempo de desarrollo puede ser de solo meses [7].

En particular, los nanosatélites se lanzan a órbita terrestre baja (700-1400 km) debido a la menor energía requerida para su colocación y la utilización de transmisores de menor potencia para la transferencia de datos. Uno de los estándares más conocidos es el CubeSat, que tiene la forma y tamaño de un cubo Rubik, con tan solo 10 cm por lado. Debido a su plataforma estandarizada y accesible, los CubeSats se utilizan ampliamente en universidades, agencias espaciales y empresas privadas [6].

Las antenas son componentes esenciales de radiofrecuencia para la operación de los nanosatélites, ya que permiten la comunicación con otros objetos o la Tierra. Dependiendo del tipo de aplicación y restricciones técnicas, se han usado variedades de antenas en misiones espaciales con CubeSats, como, por ejemplo, antenas Yagi en el CubeSat MarCo, antenas Patchs en el CubeSat ICEYE-X1 y antenas dipolos en los CubeSats CubeSat Fox-1A y Fox-2A [6].

En este proyecto de titulación, se considera la implementación de antenas resonadoras dieléctricas (DRA) en un CubeSat debido a sus ventajas en eficiencia y versatilidad en los diseños y métodos de alimentación, así como su menor costo de fabricación en comparación con otros tipos de antenas [23]. Además, se aprovechará el potencial de la impresión 3D para la fabricación de estas antenas, dada su facilidad para crear modelos con diversos materiales, desde figuras coleccionables hasta prótesis biomédicas e incluso elementos de radiofrecuencia completamente funcionales.

Además, en consideración de que se trabajará con material dieléctrico en una impresora 3D, se llevará a cabo el diseño de un radomo. Este radomo tendrá la función de proporcionar protección frente a las condiciones ambientales adversas a las que estará expuesto el arreglo de antenas, de manera que se minimice cualquier impacto en el patrón de radiación previamente obtenido.

El objetivo del proyecto consiste en el desarrollo y análisis de una DRA impresa en 3D, destinada a su aplicación en nanosatélites. La metodología propuesta abarca desde la presentación del marco teórico hasta un análisis preliminar de la solución del proyecto, incluyendo la caracterización de los parámetros del material a usar en la fabricación. Luego se procede al diseño y simulación de una antena DRA unitaria para verificar su funcionamiento en la banda de frecuencia objetivo. Posteriormente, se realiza el diseño, simulación, construcción y medición de un arreglo de antenas con estas DRAs previamente verificadas. Una vez confirmadas las características técnicas del arreglo, se procede al diseño y fabricación del radomo.

1.2. Objetivos

Se proponen los siguientes objetivos para avanzar durante el proyecto.

1.2.1. Objetivo general

El objetivo general es diseñar, fabricar e implementar un arreglo de antenas compuesto por antenas resonadoras dieléctricas (DRAs) que operen en la banda de frecuencia K_a, teniendo en cuenta las características técnicas y las restricciones de espacio y energía inherentes a un nanosatélite tipo CubeSat.

1.2.2. Objetivos específicos

Para llevar a cabo el objetivo general es necesario cumplir con los siguientes puntos:

- Diseñar, mediante software Ansys HFSS, una DRA cilíndrica, con alimentación por acople de ranura, para operar en la banda Ka.
- Diseñar y fabricar un arreglo de antenas DRAs.
- Caracterizar experimentalmente el arreglo de antenas DRA mediante mediciones, verificando que cumple con las especificaciones para una aplicación aeroespacial (CubeSats).
- Diseñar y fabricar un radomo para el arreglo de antenas DRAs.
- Verificar mediante mediciones el funcionamiento del radomo.

1.3. Estructura de la Memoria

La estructura de la memoria se presenta de la siguiente manera:

- **Capítulo 2 - Marco teórico y estado del arte**: En esta sección se exponen las definiciones teóricas fundamentales en el área de antenas, que servirán como guía para el desarrollo del proyecto. Además, se contextualiza el problema a abordar.
- **Capítulo 3 - Análisis preliminar de la solución**: Se fijan las decisiones técnicas a considerar durante el diseño del arreglo de antenas, tales como el tipo de antena, los materiales a usar y la alimentación que tendrá el arreglo.
- **Capítulo 4 - Software de impresión 3D y caracterización de materiales**: Se exponen las características técnicas a considerar para la impresión de las antenas inherentes al software laminado para impresión 3D, además se caracteriza el material para obtener sus parámetros eléctricos reales.
- **Capítulo 5 - Diseño y simulación de una CDRA**: Se describen las etapas de diseño y simulación de una antena unitaria DRA, con el fin de comprobar su funcionamiento.
- **Capítulo 6 - Diseño, simulación e implementación de un arreglo de CDRAs**: Se describen las etapas de diseño, simulación, construcción y medición de un arreglo de DRAs.
- **Capítulo 7 - Diseño, simulación e implementación de radomo**: Se describen las etapas de diseño, simulación, construcción y medición de radomo incorporado en el arreglo obtenido.
- **Capítulo 8 - Conclusiones**: Se presentan las conclusiones obtenidas a lo largo del proyecto y se proponen posibles trabajos futuros relacionados con el tema.
- **Bibliografía**: Se listan los documentos referenciados en el trabajo.
- **Anexo**: Se incluye material complementario que complementa el trabajo presentado.

2 | Marco teórico y estado del arte

En este capítulo se proporciona una base conceptual sobre los temas principales relacionados con el ámbito de las antenas. Se abordan definiciones y principios fundamentales que permiten una mejor comprensión y diseño de estos elementos.

Además, se realiza una exploración del estado de arte actual de las antenas DRA, de los nanosatélites CubeSat, de los radomos y de la tecnología de impresión 3D. Se presta especial atención tanto a la evolución histórica de estas tecnologías como a sus ventajas y consideraciones técnicas.

2.1. Parámetros S

Los parámetros de dispersión S (Scattering parameters) representan los coeficientes de reflexión y transmisión en cada uno de los puertos de una red eléctrica lineal, ya sea de una red unitaria como una antena, una red de 2 puertos como un filtro o amplificador, de 3 puertos como un acoplador, entre otros.

Los parámetros S se pueden utilizar en una red de N puertos, donde el modelo de la forma matricial se define como

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

donde a,b son las ondas de potencia de los voltajes incidentes y reflejados en cada uno de los N puertos, respectivamente.

Para medir S_{ij} se debe ingresar una señal en el puerto j y medir la salida i. Si i=j el parámetro representa el coeficiente de reflexión de dicho puerto, en caso contrario es el coeficiente de transmisión entre el puerto i y el j.

Por ejemplo, en la Figura 2.1 se representa el esquema de una red de dos puertos:

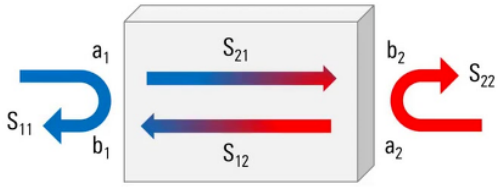


Figura 2.1: Red de dos puertos.
(Fuente: "S - PARAMETER", www.yeonidoggi.tistory.com/142)

Los parámetros S al considerar solo dos puertos quedan definidos como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

2.2. Antenas: Parámetros fundamentales

El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una antena como un medio para irradiar o recibir ondas de radio [11]. En otras palabras, permite la transición de la energía electromagnética propagada por una línea de transmisión (cable o guía de onda) hacia el espacio libre.

Bajo el estándar establecido por el IEEE [11], se identifican algunos de los parámetros fundamentales de una antena.

2.2.1. Impedancia de la antena

La impedancia de una antena se refiere a la relación entre la tensión y la corriente en sus bordes, siendo un parámetro complejo que varía en función de la frecuencia. Esta relación se utiliza para cuantificar la adaptación de la impedancia con respecto al resto del circuito, permitiendo así minimizar las pérdidas de retorno [1, p. 75].

Se modela como $Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega)$, donde R_A engloba las resistencias debido a la disipación de irradiación electromagnética y las pérdidas por efecto Joule.

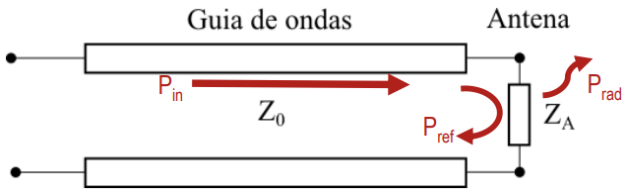


Figura 2.2: Circuito equivalente de una guía de onda con una antena.
(Fuente: [24, p. 8])

En la figura 2.2, se presenta el circuito equivalente de una guía de onda con una impedancia característica Z_o, conectada a una antena con impedancia Z_A. Además, se observa la existencia de una desadaptación de impedancia, la cual se manifiesta a través de la presencia de una potencia reflejada P_{ref}.

2.2.2. Adaptación

El coeficiente de reflexión Γ es un parámetro que mide la cantidad de onda electromagnética reflejada debido a una discontinuidad de impedancia en el medio de transmisión. Al examinar el circuito equivalente mostrado en la figura 2.2, es posible demostrar que el coeficiente de reflexión Γ en los terminales de la antena se expresa de la siguiente manera:

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_o}{Z_a + Z_o} \tag{2.3}$$

La ecuación 2.3 describe un número complejo cuyo módulo varía entre 0 y 1. Este parámetro está relacionado con la potencia incidente y reflejada en el punto de discontinuidad mediante la siguiente proporción:

$$P_{reflejada} = |\Gamma|^2 P_{incidente} \tag{2.4}$$

En el contexto de las antenas, es común emplear decibeles para trabajar con valores más manejables. Por ello, se introduce el parámetro de dispersión S_{11}, que consiste en la transformación logarítmica del módulo del coeficiente de reflexión. Esta relación se expresa a través de la ecuación:

$$S_{11} = 20 \log_{10} |\Gamma| \text{ [dB]} \tag{2.5}$$

Según la convención general, una antena se considera adaptada cuando $S_{11} < -10$ [dB], lo que indica que la potencia reflejada (2.4) es inferior al 10 % de la potencia incidente en la antena.

2.2.3. Rendimiento o eficiencia

El rendimiento de una antena se refiere al cociente entre la potencia irradiada por la antena y la potencia entregada por el generador.

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \tag{2.6}$$

El valor de la ecuación (2.6) está comprendido entre 0 y 1. Alternativamente, el rendimiento puede expresarse como el producto de tres eficiencias individuales:

$$\eta = \eta_r \eta_c \eta_d \tag{2.7}$$

Donde:

η_r es la eficiencia de adaptación de la antena, definida por $\eta_r = 1 - |\Gamma|^2$

η_c es la eficiencia de los conductores.

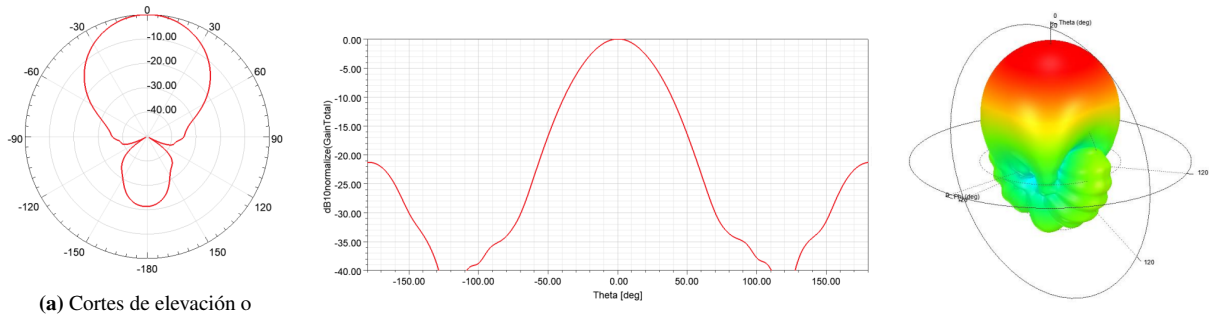
η_d es la eficiencia de los dieléctricos.

La multiplicación de las eficiencias η_c y η_d resulta en el cociente entre la resistencia de disipación debida a la irradiación electromagnética y la parte real de Z_a.

2.2.4. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se refiere a una función matemática o representación gráfica que describe las propiedades de radiación de la antena en función de sus coordenadas espaciales. Este patrón se evalúa principalmente en la zona de campo lejano, que corresponde a distancias significativas desde la antena. La representación gráfica muestra parámetros como la densidad de potencia, la intensidad de campo, la directividad, la ganancia, la fase y la polarización, entre otros [1, p. 25].

El patrón de potencia de la antena suele representarse en decibeles, ya que esto permite destacar con mayor detalle aquellas partes que tienen valores muy bajos, lo cual es relevante para analizar la dirección y eficiencia de la radiación de la antena. La Figura 2.3 ilustra los tres formatos convencionales en los que se presenta el patrón de radiación, según las características específicas que se deseen analizar.



(a) Cortes de elevación o azimutal.

(b) Coordenadas cartesianas.

(c) En 3D.

Figura 2.3: Ejemplos de patrones de radiación.
(Fuente: [24, p. 27])

El gráfico polar de la figura 2.3a es útil para representar el patrón en función de los ángulos de elevación θ y de acimut ϕ. Por lo general, consta de dos gráficos polares: uno en el que ϕ se mantiene constante y θ varía, y otro en el que θ se mantiene constante y ϕ varía. Por otro lado, el gráfico en coordenadas cartesianas representado en la figura 2.3b resulta útil para verificar el comportamiento en magnitud de la ganancia.

A continuación, se presentan algunas definiciones fundamentales relacionadas con el patrón de radiación.

Lóbulos del patrón de radiación

En la figura 2.4 se muestra un ejemplo de un patrón de radiación normalizado donde se identifican los distintos lóbulos que presenta.

El lóbulo principal en la mayoría de los casos se refiere a la región más extensa del patrón de radiación de una antena. En contraste, los lóbulos secundarios corresponden a regiones de menor amplitud y se relacionan con interferencias en la recepción, disminución de energía en la transmisión o incluso señales de ruido provenientes de otros sistemas.

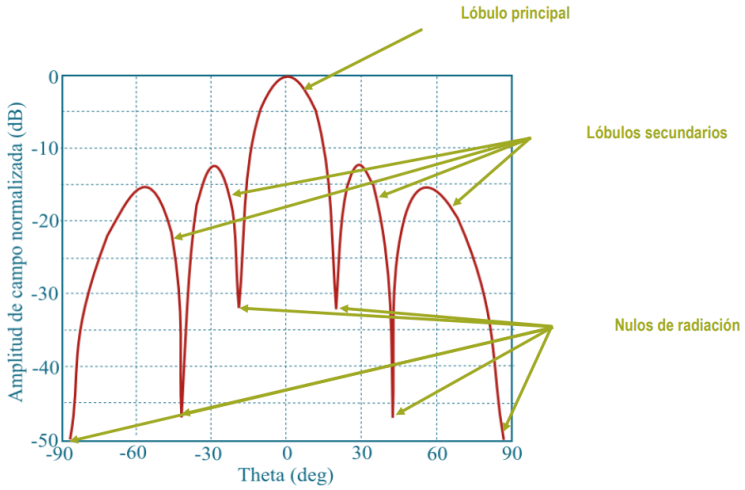


Figura 2.4: Representación en 2D del patrón de radiación de una antena.
(Fuente: [24, p. 25])

Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como el intervalo de frecuencias o de ángulos en el cual el rendimiento de la antena se ajusta dentro de ciertos límites establecidos por alguna norma específica. A continuación, se presentan algunos de los criterios más utilizados en la literatura de antenas para definir el ancho de banda:

- **Ancho de banda de impedancia (BW)**:
  Rango de frecuencias en las que la impedancia de entrada se ajusta a un coeficiente de reflexión $\Gamma \leq 1/3$ o lo que es equivalente a un $S_{11} \leq -10[db]$ [2, p.75].
- **Ancho de haz de media potencia (HPBW o Half Power Bandwith):**
  Intervalo en grados tal que la radiación cae a la mitad o 3 [dB] por debajo de su máximo. [1, p.40]
- **Anchura del primer nulo (FNBW o First-Null Beamwidth):**
  Separación angular entre los primeros nulos del patrón de radiación (Figura 2.4) .[1, p.40]

Antena isotrópica, directiva y omnidireccional

Una antena isotrópica es un concepto teórico que no presenta pérdidas y, por lo tanto, irradia la misma energía en todas las direcciones, manteniendo una potencia uniforme en toda su superficie [2, p. 69]. La figura 2.5 ilustra una comparativa entre la potencia irradiada por esta antena hipotética (en verde) y una antena real tipo dipolo.

La antena isotrópica se emplea como punto de referencia para establecer otros parámetros esenciales de las antenas, como la directividad y la ganancia.

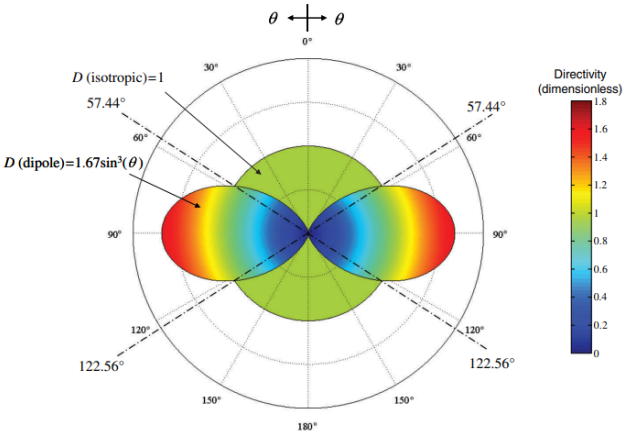


Figura 2.5: Comparación de patrón de radiación entre una antena isotrópica y una antena real tipo dipolo.
(Fuente: [1, p. 45])

Por otro lado, una antena directiva es aquella que emite o recibe la mayor parte de las ondas electromagnéticas en una o varias direcciones privilegiadas del espacio [1, p. 30].

En cuanto a las antenas omnidireccionales, son un tipo especial de antena directiva que presenta un patrón esencialmente no direccional en un plano determinado y un patrón direccional en cualquier otro plano ortogonal.

Directividad

Se define como el cociente entre la densidad de potencia emitida por una antena y la densidad de potencia de una antena isotrópica que irradia la misma potencia P_{ray}[1, p. 41] . En forma matemática, se expresa como

$$D(\theta,\phi) = \frac{|\vec{W}(r,\theta,\phi)|}{|\vec{W}_o(r)|} = \frac{4\pi r^2 |\vec{W}(r,\theta,\phi)|}{P_{ray}} \tag{2.8}$$

es una cantidad adimensional al ser una relación entre dos densidades de potencia, y se vuelve independiente de r cuando se considera campo lejano.

Generalmente, se suele expresar en [db] como $D(\theta,\phi) = 10log_{10}(D(\theta,\phi))$.

Ganancia

Toma en cuenta las perdidas en el circuito debido al efeto Joule, a la adaptación de impendancia, entre otros efectos, se expresa como el producto entre la directividad y la eficiencia de la antena [1, p. 62] :

$$G(\theta,\phi) = \eta D(\theta,\phi) \tag{2.9}$$

Al igual que la directividad es una cantidad adimensional, y en el caso sin perdidas se cumple que G=D.

Polarización

La polarización de una onda electromagnética se define como la figura trazada en función del tiempo por el extremo del vector en un punto fijo del espacio, y el sentido con el que se traza. En el contexto de una antena, se refiere a la polarización de la onda electromagnética irradiada por la antena a lo largo de un vector que apunta en la dirección de máxima radiación. Este parámetro es fundamental, ya que si la polarización de la antena receptora no coincide con la de emisión, la potencia recibida no será máxima en esa dirección [1, p. 66].

La dirección de la polarización se determina observando el giro del vector del campo eléctrico (E) desde un punto de observación ubicado detrás de la antena. Si el vector gira en dirección de las manecillas del reloj, se denomina polarización de mano derecha (Right-Handed); en cambio, si gira en dirección contraria a las manecillas del reloj, se le llama polarización de mano izquierda (Left-Handed).

En general, la polarización de una onda puede ser de tipo elíptico, lo que da lugar a dos casos típicos: la polarización lineal, donde el campo eléctrico oscila hacia adelante y hacia atrás en una línea, y polarización circular, donde el campo eléctrico mantiene una magnitud constante pero rota en una trayectoria circular [1, p. 68].

2.2.5. Frecuencia de operación y factor Q

En el ámbito de las antenas, la frecuencia de operación o resonancia corresponde a aquella en la cual la antena irradia toda la potencia incidente sobre ella. Prácticamente, se considera que una antena está resonando cuando su coeficiente de reflexión S_{11} es igual o inferior a -10 dB

El factor de calidad, denotado como Q, es una medida que evalúa el comportamiento de una antena en términos de su ancho de banda. Se calcula como la relación entre la frecuencia central de operación (resonancia) y el ancho de banda. A un mayor valor de Q, corresponde un ancho de banda más estrecho, mientras que un menor valor de Q resulta en un ancho de banda más amplio [1, p. 825]. La expresión matemática que lo describe es:

$$Q = \frac{fc}{Bw} \tag{2.10}$$

Donde f_c representa la frecuencia central (resonancia) y BW el ancho de banda.

En el contexto de las antenas, se prefiere un factor Q bajo, ya que esto indica un ancho de banda más extenso, permitiendo que la antena funcione en un rango más amplio de frecuencias.

En la literatura, existe una relación entre el factor de calidad Q y el VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), la cual se expresa de la siguiente manera [23, p. 11]:

$$Bw = \frac{\Delta f}{f_c} = \frac{s-1}{\sqrt{s}Q} \tag{2.11}$$

donde Δf representa el ancho de banda en frecuencia y s es la relación de onda estacionaria aceptable, conocida como VSWR.

El VSWR se define como:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{2.12}$$

donde Γ corresponde al coeficiente de reflexión.

El criterio que establece que un sistema está correctamente adaptado a una frecuencia específica cuando S_{11} es menor o igual a -10 dB es equivalente a considerar un VSWR ≤ 2. Por lo tanto, el factor de calidad Q se calcula comúnmente al considerar un valor de $s = 2$.

2.3. Arreglos de antenas

Comúnmente, en ciertas aplicaciones, es necesario disponer de antenas con características altamente directivas o de muy alta ganancia. Para lograrlo, existen dos opciones: la primera consiste en aumentar las dimensiones físicas de la antena individual, y la segunda es formar un conjunto de antenas individuales . Esta última opción es más práctica y sencilla en términos de diseño y se conoce como un arreglo o array, comúnmente las antenas suelen ser idénticas entre si aunque no es estrictamente necesario.

La formación del arreglo conlleva a que el campo total del sistema esté determinado por la suma vectorial de los campos irradiados por cada elemento de forma individual. Esto implica que la creación de patrones de radiación altamente directivos exige una disposición estratégica de las antenas, de modo que los campos se combinen constructivamente (suma) o destructivamente (resta) en direcciones específicas. En la teoria esto es posible pero en la práctica es sólo aproximado.

En la figura 2.6 se presenta un ejemplo concreto de un arreglo compuesto por 16 antenas tipo Patch idénticas entre si organizadas en un formato 4x4.

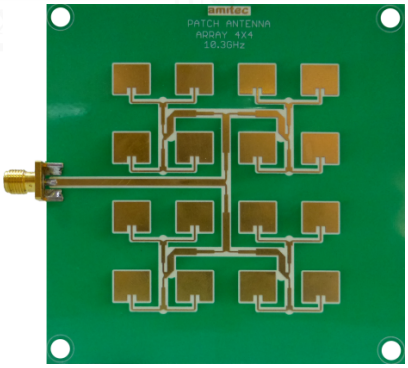


Figura 2.6: Arreglo de antenas Patchs 4X4.
(Fuente: “array antenna”, www.quora.com)

Cuando el arreglo está compuesto por antenas idénticas, se logra una mayor ganancia en comparación con una sola de estas antenas funcionando de forma individual. Sin embargo, también se obtiene un menor HPBW con respecto a la antena individual. Esto implica que el haz de radiación se vuelve más estrecho y enfocado en la dirección deseada, lo que resulta beneficioso para aplicaciones que requieren una alta directividad. [1, p. 285]. Para diseñar un arreglo de antenas, es necesario considerar varios aspectos importantes, como la posición o distancia relativa entre cada elemento, la forma geométrica del arreglo, la amplitud y la fase de la excitación de cada elemento, así como el patrón de radiación de cada elemento.

Es crucial que la separación entre los elementos del arreglo no sea menor a la mitad de la longitud de onda ($\lambda/2$), ya que esto resultaría en un patrón de radiación extremadamente directivo que dejaría de ser práctico para muchas aplicaciones. Por otro lado, si la separación entre elementos es mayor a λ, se pueden generar lóbulos de máxima potencia en direcciones no deseadas, lo cual se conoce como efecto de grating lobes. Este fenómeno puede afectar significativamente la directividad y el rendimiento general del arreglo [1, p. 396].

En resumen, un arreglo de antenas está condicionado por varios factores, incluyendo:

- Posición (o distancia) relativa entre cada elemento.
- Forma geométrica del arreglo.
- Fase de la excitación de cada elemento del arreglo.
- Amplitud de la excitación de cada elemento del arreglo.
- Patrón de radiación de cada elemento del arreglo.

2.4. Ecuación de transmisión de Friis

La ecuación de Friis modela la potencia recibida por una antena receptora desde una antena transmisora, teniendo en cuenta las ganancias de ambas antenas, la longitud de onda (o frecuencia) de la señal transmitida y la distancia entre ellas (Figura 2.7). Se supone una antena transmisora omnidireccional que emite potencia de manera uniforme en todas las direcciones, con una ganancia G_t en la dirección de la antena receptora.

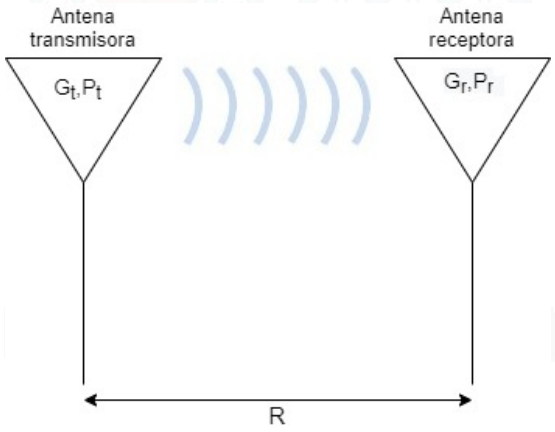


Figura 2.7: Esquema de antena transmisora y receptora.

La densidad de potencia transmitida se define como:

$$\sigma = \frac{P_t}{A} \ [W]$$

donde A representa el área de irradiación de la potencia. En el caso de una antena omnidireccional, esta área se puede comparar con la superficie de una esfera que tiene un radio igual a la distancia entre la antena de transmisión y la de recepción. Al considerar también la ganancia de transmisión G_t, la densidad de potencia se expresa como:

$$\sigma = \frac{G_t P_t}{4\pi R^2} \left[\frac{W}{m^2}\right]$$

La antena receptora captura potencia proporcional a su área efectiva, la cual está relacionada con su tamaño y forma. Dicha área efectiva A_f se puede definir como:

$$A_f = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \ [m^2]$$

donde G representa la ganancia de la antena y λ es la longitud de onda de la señal recibida. Por lo tanto, la potencia recibida por la antena receptora se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$P_r = \sigma A_f = \frac{G_t P_t}{4\pi R^2} \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \ [W] \tag{2.13}$$

G_r representa la ganancia de la antena receptora. Esta relación es conocida como la ecuación de transmisión de Friis.

La ecuación 2.13 se manipula comúnmente en decibeles (dB), y se expresa de la siguiente manera:

$$P_r = P_t \ [dBm] + G_r \ [dB] + G_t \ [dB] + 20 \log_{10}\left(\frac{\lambda}{R}\right) - 21{,}94 \ [dB] \tag{2.14}$$

2.5. Analizador de redes vectoriales

Un analizador de redes vectoriales (VNA) se emplea comúnmente en el ámbito de las ondas de radio frecuencia (RF) y microondas. Su uso se extiende para caracterizar una variedad de dispositivos, ya sean activos o pasivos, que van desde filtros hasta complejas configuraciones de RF. Además, el VNA tiene la capacidad de analizar dispositivos con comportamiento lineal y no lineal, lo cual se logra a través de técnicas de barrido en frecuencia y en tiempo.

El VNA opera utilizando un sistema de estímulo y respuesta para obtener los parámetros de dispersión S relacionados con la red en estudio. Esto permite la caracterización de propiedades como la reflexión y ganancia de la señal eléctrica a medida que atraviesa la red.



Figura 2.8: VNA Anritsu ShockLine.
(Fuente: "Anritsu MS46121A ShockLine", emin.vn)

En este proyecto se utilizará un analizador de redes vectoriales (VNA) Anritsu ShockLine MS46522b.En la Figura 2.8 se ilustra un modelo similar de este VNA. Este instrumento será empleado para llevar a cabo las mediciones de los parámetros S. El VNA cuenta con 2 puertos disponibles y es capaz de realizar mediciones hasta 43.5 GHz.

2.6. Cámara Anecoica de radiofrecuencias (electromagnéticas)

Es un recinto metálico cerrado que provee blindaje electromagnético desde y hacia el exterior, y cuyo interior está recubierto con material absorbente para minimizar las reflexiones producidas (Figura 2.9). La absorción de la onda se realiza generalmente con cuñas piramidales fabricadas a partir de espuma sólida con carbón y uretano, al ser un corte piramidal se obtiene una transición paulatina entre la impedancia del aire y el poliuretano. Cabe destacar que este tipo de cámaras se usa cuando se trabaja en altas frecuencias, aunque son operativas para bajas frecuencias el crear una para esas bandas supondría tener cortes más grandes encareciendo su diseño, como solución se han encontrado materiales que provean mejores propiedades en esos rangos de frecuencias.

La función principal de esta cámara anecoica es recrear un entorno físico que simule las características del espacio libre, lo que la convierte en un ambiente ideal para llevar a cabo mediciones precisas de patrones de radiación y ganancia. Dado que los objetos bajo estudio pueden variar significativamente en tamaño, existen cámaras anecoicas de diversas dimensiones para acomodar diferentes tipos de objetos.

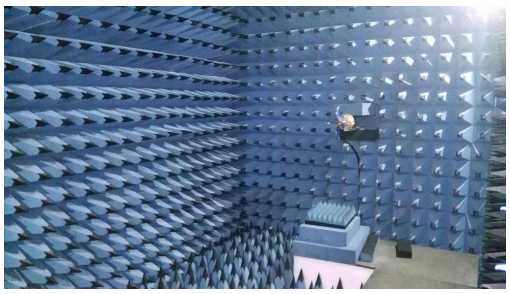


Figura 2.9: Camara anecoica USM

Debido a sus propiedades y capacidades, la cámara anecoica se ha convertido en una herramienta ampliamente empleada en el campo de las telecomunicaciones. Tanto para propósitos de investigación como para la validación y medición de la radiación electromagnética de antenas, esta tecnología desempeña un papel fundamental. Además, se utiliza para verificar el funcionamiento de nuevas antenas desarrolladas.

La medición del patrón de radiación se lleva a cabo utilizando una configuración específica. En esta configuración, se establece una antena de referencia cuya posición se mantiene fija y asume el papel de transmisor. Frente a esta antena de referencia, se coloca la antena que se pretende caracterizar. La antena bajo estudio tiene la capacidad de realizar rotaciones azimutales, lo que permite llevar a cabo una caracterización exhaustiva.

La recolección de los datos se lleva a cabo utilizando un VNA junto con un ordenador. Durante el proceso de medición, se registran los datos pertinentes en los momentos en que la antena bajo estudio está orientada en la dirección deseada. Esta disposición y método de medición garantizan la obtención de información precisa acerca del patrón de radiación de la antena en evaluación .

2.7. Líneas microstrip

Las líneas microstrip son un tipo de línea de transmisión planar que se caracteriza por tener conductores aplanados en lugar de una forma cilíndrica. Permiten la propagación de ondas milimétricas a frecuencias mayores a 3 GHz. Son especialmente útiles en la fabricación de circuitos de pequeñas dimensiones, como teléfonos celulares, sistemas de transmisión satelital, circuitos integrados de microondas y componentes como filtros y antenas. Además, su fabricación es simple y de bajo costo, ya que son compatibles con técnicas de fabricación de PCB.

Su estructura física se muestra en la Figura 2.10 [26, p. 147], donde un conductor de ancho W y grosor t se imprime sobre una placa de sustrato dieléctrico de altura d con pertimividad relativa ε_r que se encuentra sobre un plano de tierra.

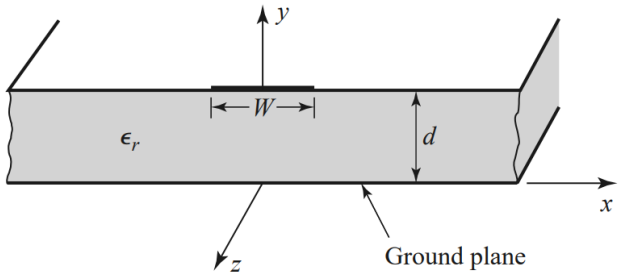


Figura 2.10: Geometría de una linea microstrip.
(Fuente: [26, p. 147])

En general, el efecto del grosor t sobre el campo electromagnético es despreciable si se cumplen estas 3 condiciones:

$$t/d \leq 0{,}005 \qquad W/d \geq 0{,}1 \qquad 2 \leq \varepsilon_r \leq 10$$

El diseño de sus dimensiones se puede realizar a través de un análisis cuasi estático en donde se asume propagación de onda TEM, una operación a bajas frecuencias y se considera que el espesor del dieléctrico d y el ancho del conductor W son menores a la longitud de onda TEM en el dieléctrico ($d, W < \lambda_m = c/(f\sqrt{\varepsilon_r})$).

Para una impedancia característica Z_o y una constante dieléctrica ε_r dadas, la ecuación de diseño de W/d considerando propagación casi-TEM puede hallarse como [26, p. 148]

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A}-2} & si \quad W/d < 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left[B - 1 - ln(2B-1) + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left(ln(B-1) + 0{,}39 - \dfrac{0{,}61}{\varepsilon_r}\right)\right] & si \quad W/d > 2. \end{cases} \tag{2.15}$$

donde

$$A = \frac{Z_o}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0{,}23 + \frac{0{,}11}{\varepsilon_r}\right)$$
$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\varepsilon_r}}$$

A altas frecuencias, surgen efectos dispersivos que complican el análisis de campo y hacen que no exista una solución analítica completamente exacta. La modelización de estos efectos resulta compleja, y las fórmulas aproximadas solo son útiles dentro de un rango limitado de frecuencias y parámetros de línea. Por esta razón, los modelos numéricos por ordenador suelen ser más precisos y útiles.

Un modelo popular obtenido a partir de soluciones numéricas por ordenador es el siguiente:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}{1 + G(f)} \tag{2.16}$$

donde ε_{eff} es la constante dieléctrica efectiva la cual representa al medio formado por el aire mas el dieléctrico solido que conforma a la microstrip, ε_r la constate dieléctrica del sustrato y $\varepsilon_{eff}(0)$ es la constante dieléctrica efectiva de la linea cuando f=0.

Del modelo cuasi TEM se extrae el valor en DC para ε_{eff}.

$$\varepsilon_{eff}(0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \tag{2.17}$$

además la función G(f) toma diversas formas pero la usada en [26] es la siguiente

$$G(f) = (0{,}6 + 0{,}009Z_o)(8\pi f d/Z_o)^2 \tag{2.18}$$

con f en GHz y d en cm.

2.8. Divisor de potencia tipo T

Los divisores de potencia son componentes pasivos utilizados en sistemas de microondas para dividir la potencia de una señal de entrada en dos o más señales de salida de menor potencia. Estos divisores pueden tener tres o más puertos, y cuando tienen tres puertos, adoptan la forma de una unión en T. Generalmente, proporcionan señales de salida en fase con una relación de división de potencia de 3 dB, lo que significa que la potencia se divide equitativamente entre las salidas. Sin embargo, también es posible obtener una división de potencia desigual, donde una de las salidas puede recibir más potencia que las otras. [26, p. 317]

El análisis de las ecuaciones de diseño de un divisor tipo T se puede realizar utilizando un modelo equivalente con líneas de transmisión (LTx), como se muestra en la Figura 2.11.

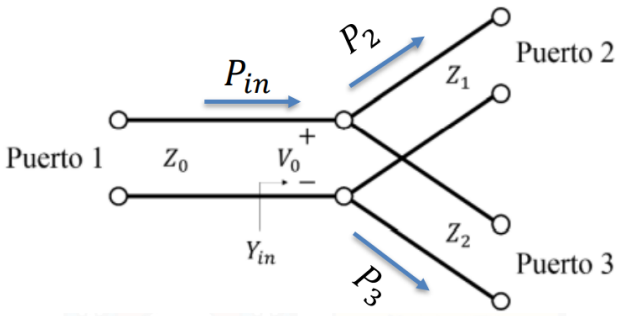


Figura 2.11: Modelo equivalente de un divisor de potencia tipo T.
(Fuente: [26, p. 325])

En el caso ideal sin pérdidas, se consideran los siguientes puntos basados en los parámetros del modelo equivalente:

- Como la LTx es sin perdidas (o de bajas perdidas) se omite el efecto la discontinuidad en sus bornes, además la admitancia Y_{in} debe estar adaptada a la LTx, por lo cual se cumple: $Y_{in} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_o}$
- Red sin perdidas, entonces: $P_{in} = P_2 + P_3 = \frac{|V_o|^2}{2Z_o}$
- P_{in} se divide entre los puertos 2 y 3: $P_2 = \frac{|V_o|^2}{2Z_1} = kP_{in}$ y $P_3 = \frac{|V_o|^2}{2Z_2} = (1-k)P_{in}$. Con k entre 0 y 1.

Al resolver el sistema de ecuaciones formado, se obtienen las siguientes ecuaciones de diseño:

$$Z_1 = \frac{Z_o}{k} \qquad Z_2 = \frac{Z_o}{1-k} \tag{2.19}$$

para adaptar las impedancias Z_1 y Z_2 a Z_o se suele aplicar un transformador $\lambda/4$ o Quarter Wavelength Transformer (QWT). (Figura 2.12)

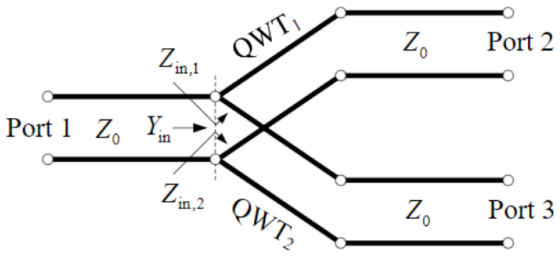


Figura 2.12: Modelo equivalente de un divisor de potencia tipo T con transformador de impedancia.
(Fuente: [26, p. 325])

Las ecuaciones del modelo equivalente ahora consideran a Z_{in}. Entonces se cumple que $Y_{in} = \frac{1}{Z_{in1}} + \frac{1}{Z_{in2}} = \frac{1}{Z_o}$, lo que implica $Z_{in1} = \frac{Z_o}{k}$ y $Z_{in2} = \frac{Z_o}{1-k}$ y al considerar que la impedancia de QWT es $Z_T = \sqrt{Z_{in}Z_o}$ se obtiene que $Z_{in1} = Z_{in2} = 2Z_o$ lo que implica $Z_T = \sqrt{2}Z_o$

2.9. Antenas Resonadoras Dieléctricas (DRAs)

Las antenas dieléctricas consisten en una pieza de material dieléctrico con una constante dieléctrica alta que puede entrar en resonancia a determinadas frecuencias. Estos elementos han experimentado un desarrollo significativo a lo largo de la historia, marcado por varios hitos clave en su investigación y aplicación. En 1939, Rythmeyer de la Universidad de Stanford demostró que los objetos dieléctricos no metalizados con forma toroidal podían funcionar como resonadores de microondas [23, p. 1]. En 1960, los investigadores A. Okaya y L. F. Barash diseñaron y fabricaron resonadores de rutilo cerámico y titanato de estroncio para la banda X, además de derivar una ecuación de frecuencia de aproximaciones de primer y segundo orden en términos de las dimensiones y la constante dieléctrica, para resonadores paralelepípedos rectangulares [21].

En la década de los 70, los resonadores dieléctricos comenzaron a utilizarse como filtros y osciladores debido a sus bajas pérdidas y elevado factor de calidad. Esto fue resultado de los trabajos resaltados por D. C. Surana y J. G. Gardiner de la Universidad de Bradford, quienes desarrollaron un material dieléctrico con ε_r de 38, estable ante la temperatura, el cual presentó bajas pérdidas a frecuencias de microondas [18].

En 1983, S. Long, M. McAllister y Liang Shen llevaron a cabo una investigación experimental de las propiedades de radiación de una antena dieléctrica cilíndrica, midiendo sus patrones de radiación e impedancia de entrada para estructuras de diversas relaciones de aspecto geométrico, constantes dieléctricas y tamaños de sondas de alimentación coaxiales [17]. Esta investigación demostró las atractivas características que ofrecen estas antenas.

Desde 1990, se puso énfasis en la realización de varios mecanismos de alimentación para excitar a las DRAs y en la aplicación de diversas técnicas analíticas o numéricas para determinar la impedancia de su entrada y el factor de calidad Q. La investigación se centró en los elementos individuales. En este ámbito, en 1994, Rajesh K. Mongia y Prakash Bhartia publicaron un artículo donde estandarizaron la nomenclatura de los modos y proporcionaron un conjunto de ecuaciones para predecir la frecuencia resonante, el factor Q y los campos interiores de varias formas de DRA, como cilíndrica, anillo cilíndrico, esférica y rectangular [27].

Desde entonces, se han publicado diversos artículos donde se prueban variedades de formas derivadas de las 3 formas canónicas clásicas: cilíndricas, hemisféricas y rectangulares, con el objetivo de obtener un mejor rendimiento en el ancho de banda y satisfacer los requisitos de los nuevos dispositivos emergentes. Han surgido DRAs que funcionan incluso a 40 [GHz] y DRAs con casi un 40 % de ancho de banda de impedancia [23, p. 1].

2.9.1. Características principales

A continuación, se resumen algunas de las principales ventajas que hacen que este tipo de antenas resulten atractivas en comparación con otras opciones disponibles.

- El tamaño de la DRA está directamente relacionado con un factor calculado mediante la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de operación de la antena (λ_o) y la constante dieléctrica del material de fabricación (ε_r) [23, p. 3].
- Si se emplea un material dieléctrico con bajas pérdidas, se logra mantener una alta eficiencia en la radiación de la antena, especialmente a frecuencias por encima de los 26 [GHz], debido a la minimización de las pérdidas [28, p. 39].
- La frecuencia de operación, el ancho de banda, el factor de calidad, la impedancia de entrada y el patrón de radiación se ven directamente influenciados por la forma y el tamaño de la antena, así como por las características del material dieléctrico [28, p. 37].
- Atributos como peso ligero, tamaño reducido, coste bajo, pérdida mínima, perfil bajo, facilidad de excitación y sencillez de fabricación se destacan como algunas de las características más relevantes de las DRA [28, p. 37].
- Se encuentran disponibles diseños de DRAs con frecuencias de operación que van desde los 1.3 [GHz] hasta los 40 [GHz].
- Es posible utilizar valores de ε_r iguales o superiores a 7 con diversos materiales, como cerámica, vidrio, arseniuro de galio, alumina, entre otros, tal como se menciona en la referencia [28, p. 39].

- Estas antenas admiten múltiples métodos de alimentación, como sondas, ranuras o slots, líneas microstrip y líneas de guía de onda coplanar, lo que las hace versátiles en su aplicación.
- Permiten varios modos de operación en su interior, generando patrones de radiación tanto tipo broadside como omnidireccionales.
- A diferencia del microstrip, las DRA ofrecen un mayor rendimiento en términos de eficiencia, flexibilidad y ancho de banda, sin la excitación de ondas superficiales. [28, p. 37].

2.9.2. Formas canónicas

Entre los diversos diseños disponibles para las Antenas de Resonancia Dielectríca (DRA), tres formas canónicas destacan: hemisférica, rectangular y cilíndrica. La forma hemisférica, aunque limitada en términos de dimensiones para el diseño, presenta versatilidad mediante sus variaciones. Por otro lado, el diseño rectangular ofrece flexibilidad gracias a sus dos grados de libertad, permitiendo obtener diferentes factores de calidad (Q) con una misma permitividad dieléctrica. En cuanto al diseño cilíndrico, su flexibilidad radica en la relación entre la altura y el radio, lo que controla el factor de calidad y permite excitar varios modos de operación, abarcando desde patrones omnidireccionales hasta directivos.

(a) DRA hemisférica

[23, p. 8] En la Figura 2.13 se presenta la geometría de una DRA hemisférica, que consiste en una semi esfera de radio "a" con constante dieléctrica ε_r. Esta antena se ubica generalmente sobre un conductor perfecto, y cuando se asume que su extensión es infinita, se puede aplicar la teoría de imágenes para establecer una equivalencia con una esfera dieléctrica aislada del mismo radio.

Los modos disponibles en una DRA esférica son los modos TE (transversal eléctrico) y TM (transversal magnético). El modo TE se caracteriza por la ausencia de la componente radial del campo eléctrico ($E_r = 0$), mientras que el modo TM tiene una componente radial del campo magnético nula ($H_r = 0$).

El modo fundamental de esta antena es el TE_{111}, que exhibe un diagrama de radiación similar al de un dipolo magnético corto dispuesto horizontalmente (Figura 2.14).

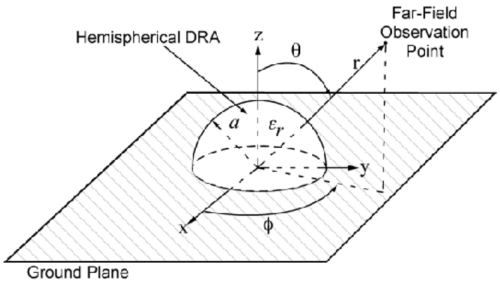


Figura 2.13: Ilustración de una DRA hemisférica.
(Fuente: [23, p. 8])

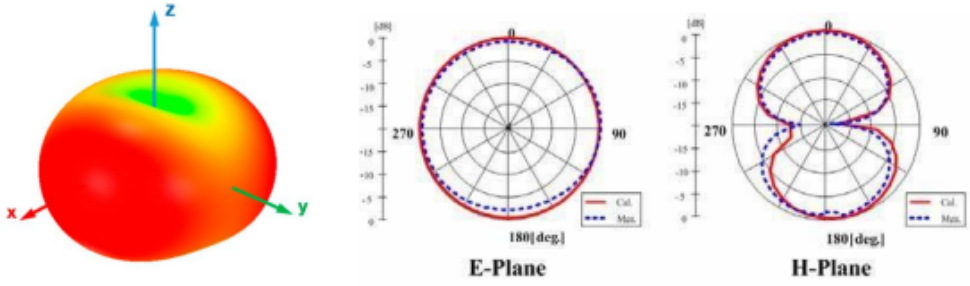


Figura 2.14: Patrón de radiación dipolo magnético corto.
(Fuente: [25, p. 6])

Al aplicar las ecuaciones del campo eléctrico y magnético junto con las condiciones de frontera, se obtiene una ecuación que modela la frecuencia y el factor de calidad Q del modo fundamental de la DRA circular. La ecuación característica es:

$$\frac{J_{1/2}(\sqrt{\varepsilon_r}k_o a)}{J_{3/2}(\sqrt{\varepsilon_r}k_o a)} = \frac{H^{(2)}_{1/2}(k_o a)}{\sqrt{\varepsilon_r}H^{(2)}_{1/2}(k_o a)} \tag{2.20}$$

donde J(x) es la función de Bessel de primer orden, $H^{(2)}(x)$ es la función de Hankel de segundo orden, y k_0 es el número de onda en el espacio libre. De la ecuación 2.20 se obtiene una expresión para la frecuencia de resonancia en [GHz]:

$$f_o = \frac{4{,}7713 Re(k_o a)}{a_{cm}} \tag{2.21}$$

Este modelo indica una dependencia con el radio "a" , que es el único parámetro de diseño para esta DRA.

La DRA hemisférica presenta ventajas y desventajas. Una de sus principales ventajas es que una DRA hemisférica hueca permite aumentar el ancho de banda de operación. Sin embargo, presenta desventajas, como la degeneración de modos debido a su simetría, lo que aumenta los niveles de polarización cruzada en la antena. Además, de las tres formas canónicas, la DRA hemisférica tiene solo un grado de libertad relacionado con su radio, lo que puede limitar su versatilidad en algunas aplicaciones. Por último, en la práctica, su fabricación puede resultar complicada, lo que restringe su uso en algunas aplicaciones específicas.

(b) DRA rectangular

[23, p. 29] La DRA rectangular se caracteriza por tener una altura "h", una anchura "w", una profundidad "d" y una constante dieléctrica relativa $\varepsilon_r > 1$, como se muestra en la Figura 2.15.

Este tipo de antena presenta dos grados de libertad: la relación entre la anchura/altura (w/h) y la relación entre la anchura/profundidad (w/d). Ambas relaciones determinan la frecuencia de resonancia y el patrón de radiación de la antena.

El análisis de los modos que se propagan en una DRA rectangular se basa en la suposición de que los campos son similares a los de una guía de onda dieléctrica rectangular aislada con una anchura "w" y una altura "2h". Se considera que las cuatro superficies paralelas a la dirección de propagación en la guía dieléctrica son paredes magnéticas perfectas. Además, se asume que las componentes tangenciales de los campos magnéticos y eléctricos son continuas a través de las superficies perpendiculares a la dirección de propagación [14].

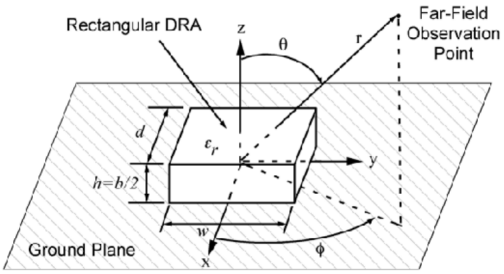


Figura 2.15: Ilustración de una DRA rectangular.
(Fuente: [23, p. 29])

Los modos en una guía rectangular se dividen en TE_{mnp} y TM_{mnp}, donde los subíndices mnp representan las variaciones en las coordenadas cartesianas "x", "y" y "z", respectivamente. Las componentes del modo TE tienen un patrón de radiación similar al de un dipolo magnético horizontal alineado a lo largo del eje "z" (Figura 2.14). Aunque se han estudiado los modos TE en una DRA rectangular, no se han observado experimentalmente los modos TM de orden inferior. Por esta razón, en muchos textos se omite el análisis de estos modos en esta configuración.

El modo fundamental presente en este tipo de antena es el TE_{111}. Su análisis se realiza para una sola componente ya que su comportamiento es similar en cada dirección del eje de coordenadas. Por ejemplo, para el eje "x", la ecuación trascendental de esta DRA se expresa como:

$$k_x \tan\left(\frac{k_x d}{2}\right) = \sqrt{(\varepsilon_r - 1)k_o^2 - k_x^2} \tag{2.22}$$

donde,

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \qquad k_y = \frac{\pi}{w} \qquad k_z = \frac{\pi}{b} \qquad k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \varepsilon_r k_o^2 \tag{2.23}$$

De la ecuación 2.22 se obtiene una ecuación para la frecuencia normalizada F, cuyo valor se determina a partir de gráficos de diseño obtenidos de la ecuación trascendental.

$$F = \frac{2\pi b f_o \sqrt{\varepsilon_r}}{c} \tag{2.24}$$

Entre las ventajas de este tipo de antenas se encuentran sus dos grados de libertad, lo que permite un ajuste sencillo del ancho de banda y evita la degeneración de modos, que ocurre cuando dos configuraciones distintas de campo electromagnético tienen la misma frecuencia de resonancia. Su forma geométrica facilita la fabricación y ofrece flexibilidad en términos de rendimiento. Sin embargo, presenta una desventaja en el análisis debido a las aristas de su forma, lo que puede requerir un estudio más detallado en comparación con otras antenas.

(c) DRA cilíndrica

[23, p. 17] La DRA cilíndrica se caracteriza por su geometría que incluye un radio "a", una altura "h" y una constante dieléctrica ε_r, tal como se muestra en la Figura 2.16 . Por lo general, se coloca sobre un plano de tierra y se excita mediante una sonda o una ranura.

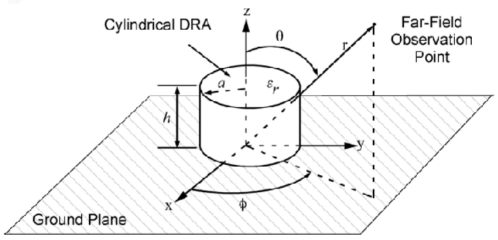


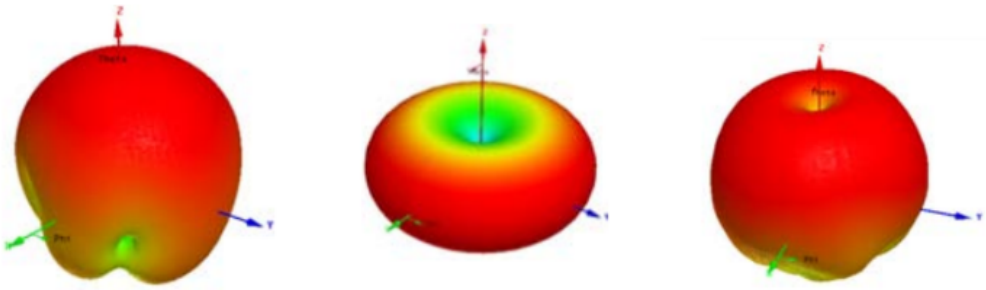
Figura 2.16: Ilustración de una DRA cilíndrica.
(Fuente: [23, p. 17])

La relación entre el radio y la altura a/h determina el número de onda de la señal emitida (k_o) y el factor de calidad de la antena, lo que proporciona una mayor flexibilidad en el diseño, permitiendo tener la misma frecuencia de resonancia a distintos valores de "a" y "h".

En este tipo de antenas, se emplea el sistema de coordenadas cilíndricas, que incluye el radio ρ, el ángulo azimutal ϕ y la longitud axial z.

Los modos de propagación presentes en este tipo de DRA se pueden dividir en modos TE, TM e híbridos. Estos modos en coordenadas cilíndricas tienen suscritos tres subíndices, que hacen referencia a las variaciones de campo en azimut (ϕ), radial (ρ) y axial (z).

En una DRA cilíndrica, se encuentran tres modos comunes denominados $HEM_{11\delta}$, $TM_{01\delta}$ y $TE_{01\delta}$, donde el subíndice axial δ toma valores entre 0 y 1, siendo mayor cuanto mayor es ε_r.



(a) Modo $HEM_{11\delta}$ (b) Modo $TM_{01\delta}$ (c) Modo $TE_{01\delta}$

Figura 2.17: Patrón de radiación modos DRA cilindrica.
(Fuente: [31, p. 28])

En la figura 2.17, se ilustran los diagramas de radiación de los tres modos. El modo $TE_{01\delta}$ irradia como un monopolo magnético corto, el $TM_{01\delta}$ es similar al de un monopolo eléctrico corto, y el $HE_{11\delta}$ irradia como un dipolo magnético horizontal.

Para el modo $HE_{11\delta}$, su frecuencia de operación se puede modelar mediante la siguiente ecuación:

$$k_o a = \frac{6{,}324}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} 0{,}27 + 0{,}36\frac{a}{2h} + 0{,}02\left(\frac{a}{h}\right)^2 \tag{2.25}$$

Mientras que para los modos $TE_{01\delta}$ y $TM_{01\delta}$, las frecuencias de operación en función de k_o son respectivamente:

$$k_o a = \frac{2{,}327}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} + 0{,}2123\frac{a}{h} - 0{,}00898\left(\frac{a}{h}\right)^2 \qquad k_o a = \frac{\sqrt{3{,}83^2 + (\pi a/(2h))^2}}{\sqrt{\varepsilon_r + 2}} \tag{2.26}$$

La antena DRA cilíndrica presenta diversas ventajas en su diseño y aplicación. En primer lugar, ofrece dos grados de libertad correspondientes a su radio y altura, lo que posibilita un ajuste sencillo del ancho de banda y evita la degeneración de modos, que ocurre cuando dos configuraciones distintas de campo electromagnético tienen la misma frecuencia de resonancia. Además, es capaz de irradiar eficientemente en el rango de frecuencias de 100-300 GHz, lo que la hace adecuada para aplicaciones en esa banda. Otra ventaja es que los tres modos fundamentales pueden excitarse dentro de un único DRA cilíndrico, lo que permite su uso en aplicaciones multibanda, multifunción o de diversidad. Al utilizar una forma anular, se aumenta el número de grados de libertad y se logra un mayor rendimiento, lo que se traduce en un aumento del ancho de banda, una mejor adaptación o la posibilidad de desplazar la frecuencia de resonancia. Por último, su diseño compacto y su alto factor de calidad la hacen óptima para aplicaciones en filtros y osciladores, especialmente en tecnología microstrip.

Sin embargo, una de las desventajas de la antena DRA cilíndrica es que debido a su simetría, puede presentar la degeneración de modos, lo que aumenta los niveles de polarización cruzada en la antena. Esta característica puede ser limitante en ciertas aplicaciones donde se requiere una alta polarización lineal.

2.9.3. Métodos de Alimentación

El mecanismo de alimentación desempeña un papel crucial en el diseño de las DRAs, ya que determina su rendimiento. Existen varias técnicas comunes para la alimentación de DRAs, como el uso de sondas coaxiales, líneas microstrip, guías de ondas coplanares y aperturas. La elección de la técnica de alimentación influirá en los modos de propagación que se excitarán, algunos de los cuales son predecibles, mientras que otros pueden ser inesperados.

La Figura 2.18 presenta ejemplos concretos de antenas alimentadas utilizando diferentes métodos.

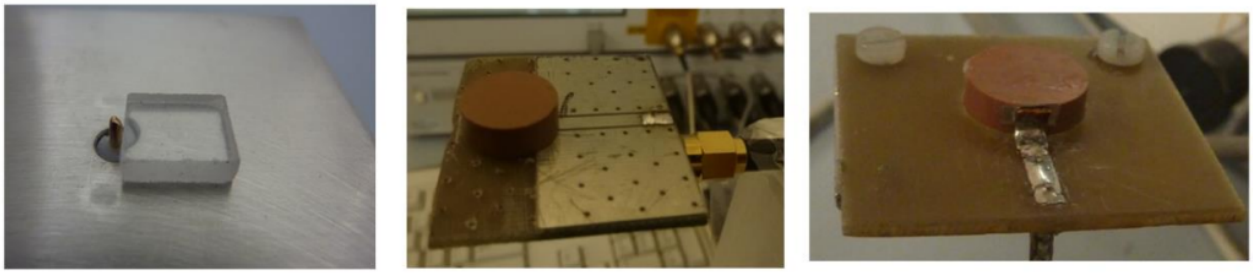


Figura 2.18: (a) Alimentación por sonda. (b) Alimentación por guía de ondas coplanar. (c) Alimentación por microstrip.
(Fuente: [28, p. 41])

Por ejemplo, en una DRA hemisférica, es posible excitar el modo TE_{111} mediante una sonda coaxial colocada en uno de los extremos o a través de una ranura ubicada en el centro de la antena. En una DRA cilíndrica, se puede obtener el modo híbrido $HE_{11\delta}$ mediante una sonda coaxial ubicada en un extremo o el modo $TM_{01\delta}$ si se coloca en el centro de la antena. La alimentación mediante ranura también permite excitar modos híbridos en esta forma canónica. Del mismo modo, en una DRA rectangular, es posible excitar el modo $TE^x_{\delta 11}$ mediante una sonda ubicada en su extremo o una ranura en el centro.

Aunque utilizar una línea de transmisión microstrip es uno de los métodos más simples para alimentar una DRA, especialmente cuando se coloca en proximidad a la antena o a través de una apertura separada por un sustrato, se ha observado que su rendimiento es inferior en bandas de frecuencia de ondas milimétricas. No obstante, con la modificación adecuada de la geometría de la antena y el control preciso de la excitación, es posible lograr un diagrama de radiación óptimo incluso con líneas microstrip en estas frecuencias. [28, p. 39]

2.10. Radomo

Los radomos son estructuras físicas ampliamente utilizadas en sistemas de comunicación y radares para salvaguardar antenas y componentes electrónicos de las condiciones ambientales, como vientos, lluvias y radiación solar. Diseñados con la dualidad de permitir el paso de señales electromagnéticas y brindar protección, estos elementos idealmente deberían ser transparentes a ciertas frecuencias para que no degrade el rendimiento eléctrico de la antena. No obstante, la realidad conlleva a que las propiedades geométricas y mecánicas de los radomos se moldeen principalmente por las condiciones del entorno. En la práctica, el equilibrio entre las demandas de transparencia electromagnética y las propiedades mecánicas suele ser necesario. [15]



Figura 2.19: Representación real de Radomos.
(Fuente: "Radome Covers", www.textilescoated.com)

La historia de los radomos se remonta a la década de 1940 en Estados Unidos, debido a que la introducción de los radares de microondas forzó a crear métodos de protección para las antenas aerotransportadas en aviones. Los primeros radomos de los que se tiene registro eran utilizados en aeronaves y presentaban diseños de pared delgada. Un hito importante ocurrió en 1941, cuando se implementó el primer radomo en un vuelo. Este radomo, de morro semiesférico, estaba fabricado en plexiglás y protegía un radar experimental de banda S de Western Electric en un avión B-18A.

A partir de ese momento, se desarrollaron diversos diseños de radomos para distintos tipos de vehículos, incluyendo aviones, lanchas y dirigibles. Durante esta etapa temprana, los radomos de madera ganaron popularidad, aunque enfrentaban problemas relacionados con la humedad y durabilidad. Además, se exploraron alternativas de materiales como pieles, fibras de vidrio, poliestireno y cerámica.

Actualmente los radomos presentan variadas formas y dimensiones, desde esféricos hasta formas aerodinámicas, y se componen de materiales dieléctricos de bajas pérdidas. La Figura 2.19 muestra ejemplos de radomos reales aplicados en la protección de antenas de telefonía. Para antenas con diámetros considerablemente amplios (>1 [m]), es común emplear radomos planos, mientras que para antenas de menor tamaño, radomos semiesféricos o cónicos son más apropiados.

Los radomos también pueden inducir efectos que influyen en el desempeño general de componentes de radiofrecuencia. Uno de ellos es la desviación en el diagrama de radiación, que altera la orientación del haz de la antena y modifica su patrón de emisión. Esta alteración puede tener un impacto significativo en aplicaciones de radar y comunicaciones, donde la precisión del patrón de radiación es crítica. Además, los radomos pueden causar atenuación y reflexión de la energía electromagnética. La absorción y reflexión de las señales pueden reducir la potencia y el alcance efectivo de la antena, y la energía reflejada puede generar desacoplamientos de impedancia en antenas más pequeñas o la aparición de lóbulos secundarios en antenas más grandes.

2.11. Nanosatelites Cubesats

Los CubeSats son satélites en miniatura que se caracterizan por tener un reducido tamaño y un peso ligero. Existe una unidad estándar de CubeSat conocida como 1U, que se define como un cubo de 10x10x10 centímetros y con una masa entre 1 a 1.33 kg.

Su historia se remonta a 1999, cuando el profesor Jordi Puig Suari de la Universidad Politécnica de California, junto al profesor Robert Bob Twiggs de la Universidad de Stanford, se propusieron como objetivo que sus estudiantes pudieran diseñar, construir, probar y operar un satélite en el espacio con capacidades similares al primer satélite lanzado en la historia, el Sputnik. Los primeros CubeSats fueron lanzados en 1999 como carga secundaria de un cohete.



Figura 2.20: Representación de un Cubesat.
(Fuente: "Can nano-sats stop Putin's nukes?", www.asiatimes.com)

La popularidad de los CubeSats se debe a su reducido costo de producción y de desarrollo, lo que ha llevado a que su diseño sea utilizado en centros de formación académica, agencias aeroespaciales e incluso empresas privadas. En general, construir y poner en órbita uno de estos dispositivos supone un gasto aproximado de 80 mil dólares, en comparación con los satélites convencionales, que pueden llegar a costar hasta 500 millones de euros.

Los nanosatélites se lanzan en órbitas bajas circulares, situadas a 400 a 650 km de altura, y viajan a unos 8 km/s alrededor de la Tierra, describiendo una órbita polar, es decir, siguen la dirección de los meridianos terrestres. Tardan unos 90 minutos en dar una vuelta completa alrededor del planeta y completan unas 14 a 16 órbitas por día. Al operar a baja altura, la radiación solar y cósmica los afecta en menor medida, lo que resulta en una mayor vida útil. Cuando finaliza su periodo de uso de 10 años, simplemente caen a la atmósfera y se desintegran.

Entre algunas de sus aplicaciones principales se encuentra el uso de CubeSats como banco de pruebas para la cualificación de tecnologías en el espacio, su aplicación en el ámbito educativo, la observación de la Tierra para el monitoreo y estudio de la superficie terrestre, la comunicación en zonas con escasa o nula cobertura terrestre, la geolocalización y logística para aviones, barcos, vehículos, entre otros, y la monitorización de señales de radio emitidas desde la Tierra.

Uno de los mayores hitos en el campo de los CubeSats se alcanzó a través del programa CubeSat Launch Initiative (CSLI) de la NASA, cuando en el año 2018 se lanzó el CubeSat MarCO (Mars Cube One) junto con la misión InSight a Marte. Este logro histórico marcó un hito, convirtiéndose en el primer CubeSat en transmitir datos directamente desde Marte.

Además de la NASA, otras agencias espaciales también han llevado a cabo lanzamientos de CubeSats para misiones científicas y tecnológicas, así como para la observación de la Tierra mediante cámaras de alta resolución. La ESA (European Space Agency), JAXA (Japan Aerospace Exploration Agency) e ISRO (Indian Space Research Organisation) son ejemplos de estas agencias que han contribuido al desarrollo y utilización de CubeSats en el espacio.

2.11.1. Cubesats en el espacio

En la Figura 2.21, se muestra la cantidad total de nanosatélites CubeSats lanzados a nivel mundial por año. Se observa que hasta el año 2023 se han lanzado un total de 2105 CubeSats, incluyendo aquellos que han resultado en fracasos.

La Figura 2.22 muestra el desglose del número de nanosatélites según la banda de frecuencia en la que operan en órbita. Se destaca que las bandas más populares son UHF, S y X, conocidas por ofrecer velocidades adecuadas para aplicaciones de voz y datos. Sin embargo, para este proyecto de título, se selecciona la banda K_a debido a su capacidad para alcanzar un mayor ancho de banda y porque no se encuentra tan saturada como las otras bandas.

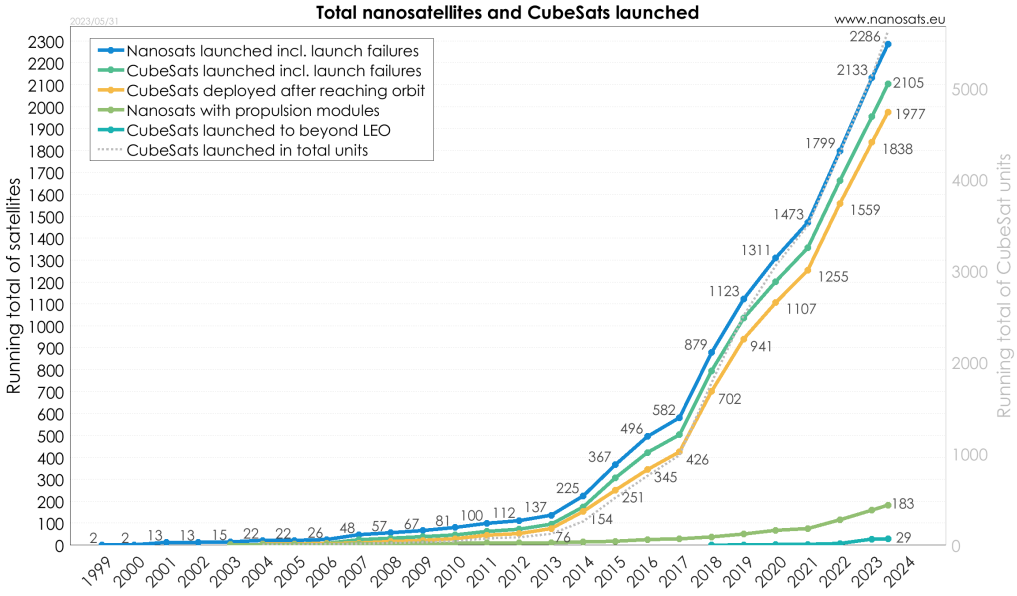


Figura 2.21: Total de nanosatélites lanzados hasta la fecha
(Fuente: https://www.nanosats.eu/

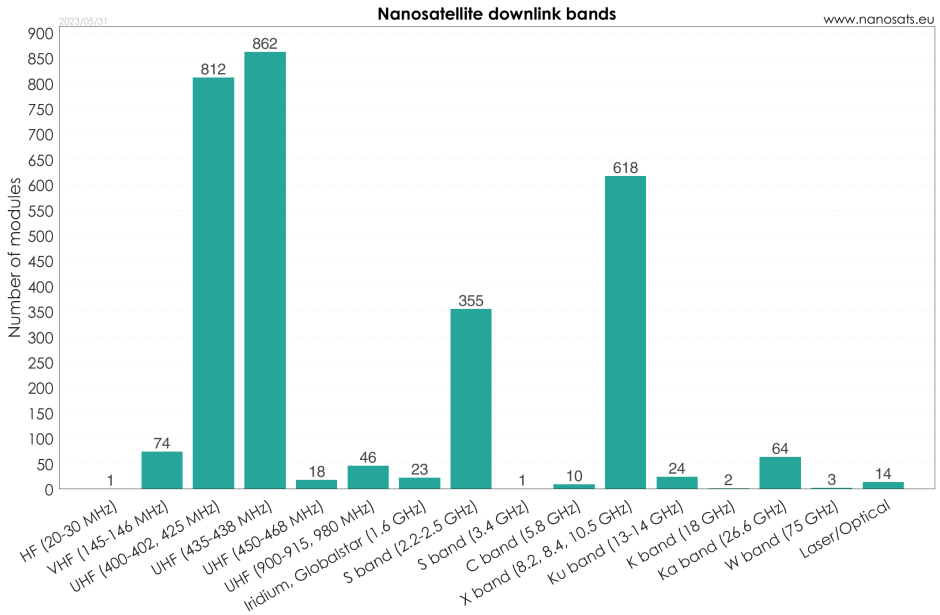
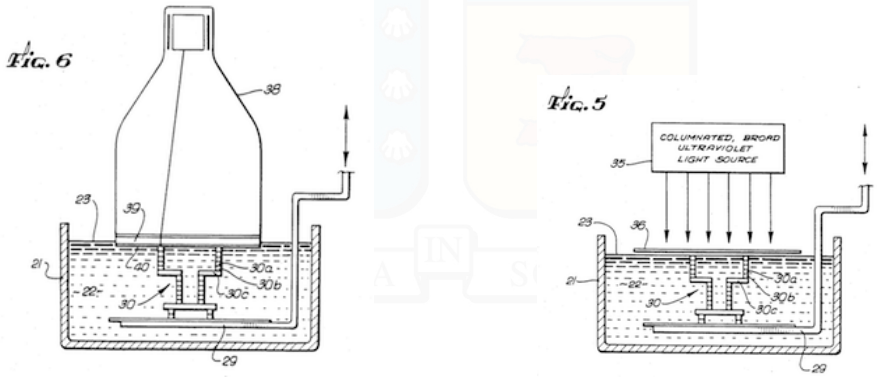


Figura 2.22: Total de nanosatélites (2023) por banda de frecuencia.
(Fuente: https://www.nanosats.eu/)

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) establece que, para las radiocomunicaciones espaciales, las bandas K y K_a se designan con el símbolo único K_a , abarcando un rango desde los 18 GHz hasta los 40 GHz [30]. Esta banda proporciona una opción versátil y amplia para diversas aplicaciones de comunicación por satélite evitando interferencias y conflictos en el uso del espectro.

2.12. Impresión 3D

El desarrollo de la tecnología de manufactura aditiva, también conocida como impresión 3D, inició su desarrollo en 1981 con los primeros pasos dados por el Dr. Hideo Kodama. En ese año, el Dr. Kodama presentó la primera solicitud de patente para un dispositivo de impresión 3D en el Instituto Municipal de Investigación Industrial en Nagoya. No obstante, a pesar de estos primeros avances, la iniciativa enfrentó desafíos que limitaron su progreso, tales como restricciones presupuestarias y una falta de interés en ese momento [13].



(a) (b)

Figura 2.23: Figura de la primera patente de impresión 3D, presentada por Charles Hull.
(Fuente: "La primera impresora 3D: convirtiendo píxeles en materia", www.hipertextual.com)

En 1984, Charles Hull, cofundador y director tecnológico de 3D Systems, presentó la primera patente de impresión 3D la cual fue aprobada en 1986 (Figura 2.23). Su técnica presentada llamada como estereolitografía permite crear un objeto 3D a partir de datos digitales. El principio de funcionamiento de esta técnica implicaba la utilización de un láser ultravioleta (UV) para solidificar con precisión secciones transversales de fotopolímeros, transformándolos de líquidos a sólidos.

Además, en 1987 se introdujo el formato de archivo STL nombre derivado de las siglas de Stereolithography el cual permite transmitir la composición geométrica de un diseño en 3D desde la computadora a la impresora. Este formato sigue siendo empleado en la actualidad.

En 1992, 3D Systems lanzó las primeras impresoras de estereolitografía al mercado, utilizando la solidificación de un material fotopolímero a través de la exposición a la radiación UV. Por su parte, en 1997, Stratasys introdujo las impresoras de modelado por deposición fundida (FDM), que aplican una metodología de fabricación aditiva mediante la deposición de material termoplástico capa por capa. Estas impresoras calientan el filamento termoplástico hasta su punto de fusión y luego lo extruyen a través de una boquilla para depositar el material en la plataforma de impresión [13]. En la Figura 2.24 se presenta una impresora actual tipo FDM.



Figura 2.24: Impresora actual de FDM.
(Fuente: "Creality Ender 3", www.impresoras3d.com)

La tecnología de impresión 3D FDM destaca por su asequibilidad y accesibilidad. Es ampliamente utilizada en la creación rápida de prototipos debido a su simplicidad. Son diseñadas para su facilidad de uso y se aplican en diversos sectores, desde arquitectura hasta la industria aeroespacial. Es una técnica limpia y sencilla cada vez más empleada para la producción en serie a nivel básico.

2.12.1. Filamentos

Los filamentos son materiales en forma de hilos utilizados en las impresoras 3D FDM para crear objetos mediante el proceso de deposición capa por capa. Estos filamentos son alimentados en la impresora y se derriten para ser depositados y solidificados en la cama de impresión.

A continuación, se resumen los tres tipos de filamentos mas populares en el mercado:

PLA (ácido poliláctico): Es un material barato comparado con otros filamentos y biodregradable, proviene del almidón de maíz y la caña de azúcar.Con una temperatura de fusión entre 200 y 215 [°C], ofrece alta calidad y facilidad de impresión. Sin embargo, tiene baja resistencia a impactos y a altas temperaturas.

ABS (acrilonitrilo butadieno estireno): Su temperatura de fusión es de 220 a 240 [°C]. Aunque resistente y duradero, la impresión es complicada debido a su composición y presenta una calidad media en relación a los otros filamentos.

El material es muy reactivo a la acetona, por lo que existen técnicas de alisado que pueden utilizarse en el pos-procesamiento de las impresiones en ABS.

Al imprimir con ABS se liberan humos tóxicos, lo que hace que trabajar con este material sea complicado.

PETG (tereftalato de polietileno modificado con glicol): Es un material usualmente ocupado en botellas de aguas y envases de alimentos.Su temperatura de fusión va desde los 230 a 250 [°C].Al igual que el pla es fácil de imprimir y ofrece una gran calidad. También es menos frágil pero más resistente térmicamente.

Se suele ocupar en cosas que estén en contacto con alimentos, como accesorios de cocina.

Es propenso a encordarse durante la impresión, debido a la temperatura de fusión que tiene.

2.13. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se exploraron diversos temas que componen el marco teórico y el estado del arte de este proyecto de titulación. Se abordaron los parámetros fundamentales que caracterizan a las componentes de radiofrecuencia, en particular las antenas. También se describieron las antenas DRA, con énfasis en sus formas canónicas, así como los nanosatélites CubeSats, su desarrollo y aplicaciones, y los elementos de protección llamados radomos. Finalmente, se presentó una vista general del método de fabricación de prototipos conocido como impresión 3D.

En cuanto a las antenas, se abordaron conceptos como los parámetros S, valores que describen el comportamiento de la señal en los puertos de los elementos de radiofrecuencia y que en antenas sirven para evaluar la adaptación del puerto de alimentación dentro de un ancho de banda específico. También se describieron conceptos como los patrones de radiación y sus formas de interpretarlos y graficarlos, terminando con un resumen de los arreglos de antenas, sus beneficios y consideraciones generales, así como de la ecuación de transmisión de Friss que modela en un caso hipotético la potencia recibida o transmitida por un enlace de 2 antenas.

Luego se describió el marco teórico de las antenas DRA, su historia, propiedades y principales ventajas en relación a otros tipos de antenas como su peso ligero, tamaño reducido, bajo coste, perdidas mínimas y facilidad de excitación y sencillez de fabricación.

Se dio una breve descripción de las formas canónicas, destacando los grados de libertad de cada una y los modos de propagación que se presentan en cada una, así como el patrón de radiación que generan. También se describió de forma general los métodos de alimentación cruciales en el diseño de antenas, destacando la importancia de la elección del método en la excitación de modos de propagación específicos.

El apartado sobre radomos reveló la importancia de estas estructuras en la protección de antenas y componentes electrónicos de las condiciones ambientales adversas. Se exploró la evolución histórica de los radomos desde la década de 1940 y cómo han evolucionado hasta la actualidad, pasando de utilizar materiales como madera a dieléctricos de bajas pérdidas, resaltando la dualidad entre transparencia electromagnética y propiedades mecánicas.

Los nanosatélites CubeSats fueron presentados como soluciones satelitales en miniatura con aplicaciones diversas, desde pruebas tecnológicas hasta observación de la Tierra y comunicación en áreas remotas. Se destacó su bajo costo y las numerosas misiones exitosas realizadas por agencias espaciales como la NASA, la ESA, JAXA e ISRO.

Finalmente, se exploró la tecnología de impresión 3D, desde sus primeros pasos en la década de 1980 hasta las técnicas actuales como la estereolitografía y la deposición fundida. Se presentaron filamentos comunes como PLA, ABS y PETG, junto con sus características y aplicaciones.

3 | Análisis preliminar

3.1. Software ANSYS HFSS

Para el diseño de los elementos que componen este proyecto, se empleará el software de simulación electromagnética Ansys HFSS 2021 R2. Este software permite llevar a cabo el estudio electromagnético de modelos mediante el método de elementos finitos y mallas adaptativas. Además, facilita la visualización del comportamiento de las ondas electromagnéticas a través de herramientas interactivas y dinámicas.

En este proyecto, se aplicará el método de elementos finitos (FEM), que convierte la estructura en una malla de tetraedros y la refina hasta alcanzar el valor máximo permitido de error (Delta S) o el número necesario de pasos adaptativos.

Entre las configuraciones disponibles, el "solution setp" define el análisis y la optimización de los recursos del programa. Aquí se debe configurar la frecuencia utilizada para crear la malla adaptativa y evaluar la convergencia de la misma. Para antenas, generalmente se selecciona la frecuencia de resonancia. También se deben ajustar la cantidad de pasos máximos que se iterarán y el error máximo permitido en la búsqueda de una malla adecuada para el modelo. En la mayoría de los casos, se utiliza un error del 0.02, que es razonable.

Establecer el valor máximo de Delta S demasiado pequeño puede resultar en un desperdicio de recursos informáticos y tiempo.

A continuación, se muestran los parámetros configurados para el análisis en ANSYS HFSS de este proyecto:

Parámetro	**Valor**
Frecuencia	26 [GHz]
Pasos adaptativos máximos	10
Delta S máximo	0.02

Tabla 3.1: Configuración ANSYS HFSS.

En cuanto al tipo de análisis, se utilizará el tipo "Fast" en la configuración del análisis, ya que solo se está interesado en la frecuencia de trabajo a 26 [GHz] y sus correspondientes campos electromagnéticos.

Ansys HFSS también ofrece una variedad de puertos de alimentación que se utilizan dependiendo del tipo de elemento a analizar. Para este proyecto en particular, se hará uso de dos puertos de excitación: el "Lumped port" y el "Wave port".

- **Lumped port**: Se utiliza generalmente en el diseño de microstrip. Es un puerto que está dentro del modelo y permite definir una impedancia, lo que es útil al considerar una alimentación ideal. Funciona con propagación monomodo (TEM y casi-TEM).
- **Wave port**: Se asigna a cables coaxiales. Calcula la impedancia del puerto y su colocación puede ser externa o interna con respaldo de un conductor perfecto. Tiene la posibilidad de funcionar con modos múltiples.

3.2. Frecuencia de operación

Se ha tomado la decisión de diseñar la antena para operar en una frecuencia de 26 [GHz], que se encuentra dentro de la banda de frecuencia Ka, la cual abarca el espectro desde los 17 a 40 GHz. En la figura (2.22) se muestra claramente que solo un pequeño porcentaje de CubeSats operan en esta banda de frecuencia, lo que resulta beneficioso ya que disminuye considerablemente la posibilidad de interferencias durante la operación de la antena.

3.3. Tipo de antena y excitación seleccionada

Se selecciona la DRA cilíndrica como antena debido a su capacidad para excitar los 3 modos fundamentales: TE, TM e híbridos. Además, al tener solo 2 grados de libertad, ofrece la flexibilidad necesaria para lograr un diseño óptimo de antena. Esta elección se ve respaldada por la idoneidad de su forma cilíndrica para ser impresa en 3D, lo que evita los inconvenientes de las aristas presentes en una CDRA rectangular.

Entre los modos disponibles, se decide utilizar el modo $HEM_{11\delta}$ debido a su patrón de radiación omnidireccional, similar al de una antena tipo Patch. A diferencia de otros modos, que presentan patrones de radiación semejantes a los de un dipolo, este modo permite obtener un patrón directivo al aplicar las antenas en un arreglo.

Para excitar el modo híbrido, se opta por utilizar una alimentación por ranura ubicada en el centro de la antena. Esta elección se basa en la facilidad de diseño que ofrece al combinarse con un arreglo en microstrip. Además, permite minimizar el espacio necesario, lo que es especialmente relevante en el contexto de su aplicación en CubeSats. Además, se destaca que en [26] se explica que la alimentación por ranura demuestra ser mucho más viable a frecuencias altas en comparación con la alimentación por sonda.

3.4. Material: Sustrato y dieléctrico

En esta sección se llevará a cabo la selección del sustrato adecuado para la fabricación de la placa PCB que albergará la línea microstrip del arreglo. Además, se determinará el dieléctrico a emplear en la construcción de las antenas DRAs y el radomo. Para lograrlo, se realizará un análisis de las opciones comerciales disponibles en el mercado.

3.4.1. Sustrato de la PCB

Para la elección del tipo de sustrato a utilizar en el diseño y fabricación de la PCB, se han considerado diversas opciones comerciales disponibles en la página web del fabricante PCBWAYS. A continuación, se presentan en la tabla 3.3 los principales parámetros de tres tipos de sustratos que se encuentran con stock al momento de realizar este proyecto:

Parámetro	**FR4**	**RO4003C**	**RO4350B**
Constante dieléctrica ε_r	4.7	3.55	3.66
Factor de disipación	0.033	0.0027	0.0037
Espesores disponibles en [mm]	0.2 a 6	0.203 a 1.524	0.101 a 1.524
Precio USD	72	256	183

Tabla 3.2: Parámetros considerados en la elección del sustrato.

Los precios de los sustratos están cotizados considerando un pedido de 5 PCBs junto con un envío express de 6 días a Chile.

El material FR4 presenta el mayor valor de permitividad dieléctrica (ε_r) y posee un mayor factor de disipación, lo que se traduce en mayores pérdidas de señal. Su ventaja reside en su menor precio.

Se selecciona el sustrato Rogers RO4003 debido a que presenta mejores características eléctricas en comparación con las otras dos opciones. Tiene un menor valor de permitividad dieléctrica y una menor disipación, lo que lo convierte en una opción más adecuada para el diseño y fabricación del arreglo de antenas. La única desventaja que presenta esta opción es su elevado valor.

3.4.2. Dieléctrico

Para el material dieléctrico, se ha tomado la decisión de utilizar el filamento tipo ABS PREPERM. Esta marca es reconocida en la industria por su experiencia en la fabricación de dieléctricos con alta constante dieléctrica y bajas pérdidas. Estos dieléctricos están especialmente diseñados para aplicaciones en antenas y componentes de radiofrecuencia. Los filamentos de esta marca son capaces de operar en rangos de frecuencia de hasta 220 GHz y presentan una constante dieléctrica ε_r que varía entre 2.33 y 23.

En particular, se ha elegido el filamento ABS1000 entre las diferentes opciones disponibles. Esta elección se debe a la consideración de optimizar los costos de fabricación. El filamento ABS1000 ya se encuentra disponible en el inventario del Laboratorio de Antenas de la EIE PUCV, y adquirir un nuevo rollo de este material implicaría un gasto aproximado de 200 USD.

A continuación, se presentan de manera resumida los parámetros dieléctricos mas relevantes del material seleccionado.

Parámetro	**ABS1000**
Constante dieléctrica ε_r	10
Factor de disipación	0.003

Tabla 3.3: Parámetros ABS1000 PREPERM.

Además el fabricante recomienda que al usar una impresora 3D de extrusión el material se debe calentar entre los 200 y 250 °C , junto con una temperatura de cama entre 50 y 90 °C .

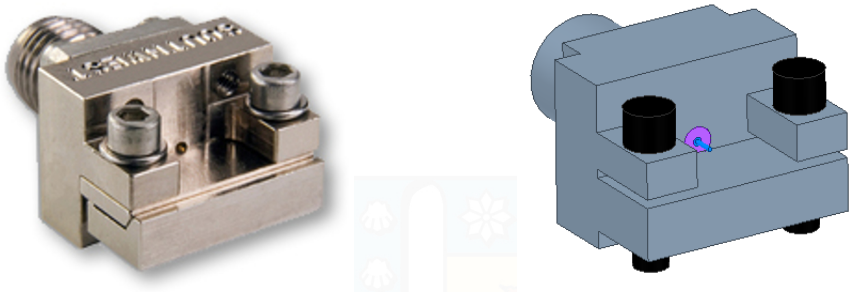
3.5. Alimentación con End Launch Connector

Los conectores tipo End Launch son utilizados para transmitir la energía de microondas desde una fuente de alimentación al circuito de PCB a través de una linea coaxial interna conectada en su extremo a un SMA. Estos conectores se montan en el extremo o borde de la placa y existen tres configuraciones: End-Launch en ángulo, conectores End-Launch verticales y conectores End-Launch horizontales. En este proyecto, se ha optado por utilizar el conector horizontal. (Figura 3.1a).

Este tipo de conectores ofrece ventajas en comparación con los conectores normales soldados en las PCBS, ya que son capaces de minimizar las reflexiones y presentan un gran rendimiento en altas frecuencias, siendo comúnmente utilizados en aplicaciones sobre los 6 GHz lo cual es compatible con el proyecto que en base va a funcionar sobre la banda Ka. No obstante, su principal desventaja es su elevado precio el cual asciende sobre los 100 USD.

Para reducir costos, se ha seleccionado un conector de la marca Southwest debido a la disponibilidad de stock en el inventario del Laboratorio de Antenas de la EIE PUCV. Se ha utilizado el datasheet proporcionado por el distribuidor Hasco Components [3] para obtener las dimensiones físicas del conector y armar el modelo en el software Ansys HFSS.Se ha considerado el uso de Teflón como material dieléctrico para la línea coaxial, mientras que la estructura metálica del conector se ha asumido como un conductor perfecto.

En la figura 3.1 se muestra tanto el conector real como el modelo terminado en el software.



(a) Conector real. **(b)** Modelo del conector en Ansys HFSS.

Figura 3.1: End Launch Connector con SMA.

La impedancia del conector se puede modelar utilizando la ecuación 3.1, que se obtiene de la referencia [2, p. 43]. En esta ecuación, Z_o representa la impedancia característica de la línea coaxial y ε_r es la permitividad del dieléctrico utilizado, que en este caso corresponde a la del teflón ($\varepsilon_r = 2{,}1$).

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} ln(R_T/R_c) \tag{3.1}$$

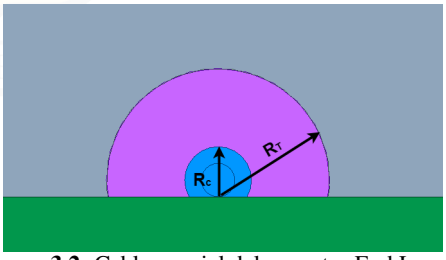


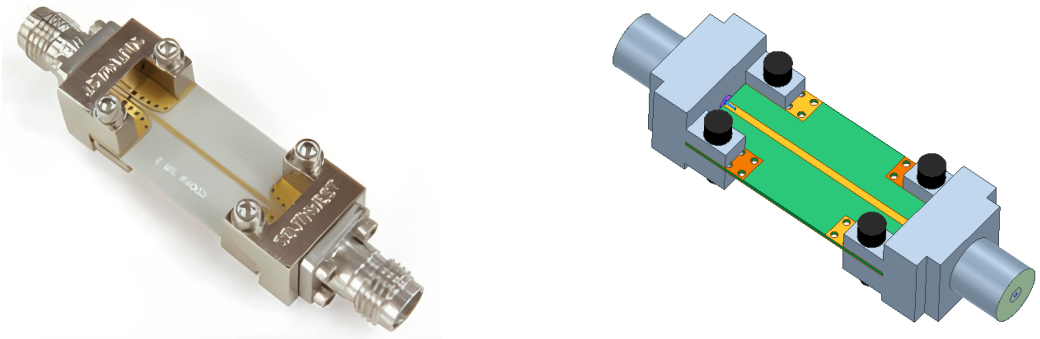
Figura 3.2: Cable coaxial del conector End Launch.

Del datasheet se extrae que el radio del conector externo es de $R_c = 0{,}254$ [mm] y el radio del teflón es de $R_T = 0{,}80645$ [mm], lo cual da un $Z_o = 48$ [Ω].

Para verificar la funcionalidad del modelo diseñado, se realiza una simulación en ANSYS HFSS utilizando una placa de prueba sugerida en la documentación del fabricante Southwest [19], como se muestra en la Figura 3.3a. La placa de prueba consta de dos conectores End Launch, junto a una linea microstrip de ancho W y largo 25,4 [mm] el cual también es sugerido por la documentación, ambos sobre un sustrato RO4003 de ancho 0,508 [mm] y un plano inferior de tierra finito.

Para obtener el ancho de la microstrip, se utiliza como punto de partida la ecuación de diseño 2.15 para lograr una impedancia de 50 [Ω]. Posteriormente, se optimiza este valor utilizando el algoritmo de Gradiente de ANSYS HFSS, lo que resulta en un valor final de $W = 0{,}8044$ [mm].

En la Figura 3.3b se ilustra el resultado de la modelación de la placa de prueba en ANSYS HFSS.

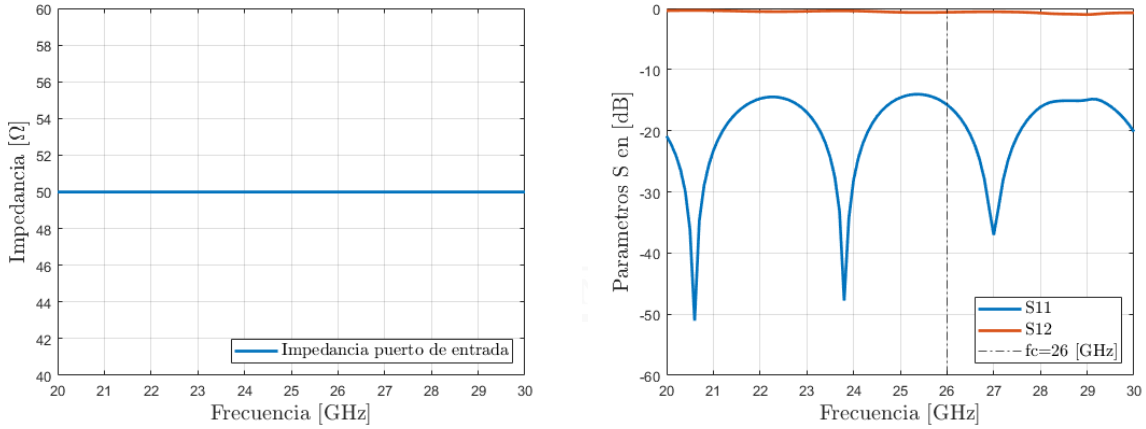


(a) Placa de prueba usada en guía de southwest. **(b)** Placa de prueba simulada.

Figura 3.3: Placa de prueba funcionamiento End Launch Connector.

Algunas especificaciones importantes que fueron usadas en la simulación son:

- Tipo de puerto de excitación: Waveport.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Linea microstrip y plano inferior de la tierra se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E.
- Los materiales conductores del SMA se simulan como perfectos (tipo pec).



(a) Impedancia.

(b) Parámetros S prueba End Launch Connector

Figura 3.4: Resultados de la simulación para la placa de prueba.

En la Figura 3.4, se puede observar que la impedancia del conector End Launch efectivamente es de 50 [Ω], lo cual se ajusta con el resultado obtenido de la ecuación 3.1. Además, en la Figura 3.4b, se verifica que existe adaptación en la frecuencia de 26 [GHz], ya que se obtiene un valor de $S_{11} = -15{,}75$ [dB]. Asimismo, se observa que el coeficiente de transmisión S_{12} es de $-0{,}63$ [dB], lo que indica una propagación total a través la línea microstrip. Estos resultados confirman que el modelo diseñado y simulado en ANSYS HFSS es preciso y adecuado para aplicarlo como alimentación del arreglo a diseñar en el proyecto.

Uso de vías en el sustrato PCB

En la Figura 3.3, se observa que las placas PCB cuentan con ciertas configuraciones de vias perforadas en el sustrato. Para este proyecto, se ha decidido utilizar la misma configuración implementada en la simulación de la Figura 3.3b, siguiendo la recomendación del profesor correferente Francisco Pizarro, quien previamente ha trabajado con este tipo de conector.

Aunque estas vias generalmente no tienen un efecto significativo en los parámetros S, como se puede apreciar en la Figura 3.5, desempeñan un papel importante al mejorar el aislamiento entre componentes en un diseño de circuito. Su función principal es prevenir el acoplamiento no deseado entre componentes debido a campos electromagnéticos, ya que la falta de aislamiento podría tener algunas consecuencias negativas en el rendimiento del circuito. Su función es prevenir la posible disminución de la potencia de salida del circuito, la ocurrencia de reflexiones indeseadas, la inestabilidad y el aumento del nivel de ruido en el elemento.

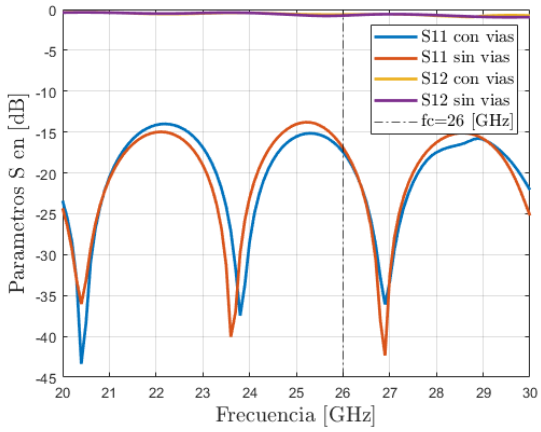


Figura 3.5: Análisis del efecto de las vías en los parámetros S.

Aquí está el texto corregido siguiendo las normas de estructura, ortografía y puntuación del idioma castellano:

3.6. Conclusiones del capítulo

Durante el desarrollo de este capítulo, se llevó a cabo un análisis para la selección y diseño de componentes esenciales en la configuración de antenas, con un enfoque especial en la DRA elegida. Se inició con la elección del software a utilizar durante el proyecto para diseñar y simular estos componentes de radiofrecuencia. Se optó por el software de simulación electromagnética ANSYS HFSS 2021 R2 debido a su facilidad para generar modelos 3D y a su capacidad para trabajar con una variedad de materiales disponibles en su librería, además de ofrecer la opción de generar nuevos materiales, considerando valores reales en sus propiedades eléctricas.

Posteriormente, se estableció la frecuencia de operación de la antena en la banda de frecuencia Ka. Esta elección se fundamenta en ser una banda poco explorada en aplicaciones de antenas con CubeSats en comparación con otras bandas, y su proximidad con nuevas tecnologías que operan en frecuencias cercanas a esta banda, lo que resulta atractivo. Se seleccionó una frecuencia de operación específica de 26 GHz. A continuación, se seleccionaron la antena, la excitación a usar y los componentes adicionales que permitirán la operación.

La antena seleccionada es de tipo DRA cilíndrica. Esta elección se basa en su capacidad para excitar modos fundamentales e híbridos, su flexibilidad de diseño y su idoneidad para la fabricación en 3D. La selección del modo $HEM_{11\delta}$ y la aplicación de la alimentación por ranura en el centro de la antena se respaldan por sus características de poseer una gran HPBW y su capacidad para generar patrones altamente directivos cuando se implementan en arreglos.

En cuanto a los materiales, se eligió el filamento ABS1000 PREPERM para el dieléctrico de las antenas debido a su alta constante dieléctrica y bajas pérdidas, características cruciales para el rendimiento eficiente en la banda de frecuencia Ka. Se seleccionó el conector tipo End Launch horizontal de la marca Southwest para la conexión entre la fuente de alimentación y el circuito de PCB, y su funcionalidad se validó mediante simulaciones en ANSYS HFSS.

El análisis de las vías perforadas en el sustrato de la PCB resalta su importancia para mejorar el aislamiento entre componentes en el diseño del circuito, a pesar de que su impacto directo en los parámetros S sea mínimo. La elección y optimización de estos componentes son fundamentales para garantizar un diseño eficiente y funcional en la banda de frecuencia Ka, especialmente considerando las restricciones y requisitos específicos de los CubeSats.

4 | Software de impresión 3D y caracterización de materiales

4.1. Software Ultimaker Cura

Ultimaker Cura es un software de código abierto desarrollado por Ultimaker. Su principal función es laminar modelos 3D capa por capa y permitir la implementación de diversas configuraciones para la impresión. Entre estas configuraciones se encuentran la posición del modelo en la cama de impresión, la adición de soportes, ajustes de velocidad y temperatura de impresión, selección del tipo de material, densidad de relleno, patrones de impresión y tamaño de las capas, entre otras opciones. Una vez que el modelo ha sido laminado y configurado, el software genera un código G-Code, el cual es un lenguaje de programación utilizado por las impresoras 3D para llevar a cabo la fabricación del objeto. [20]

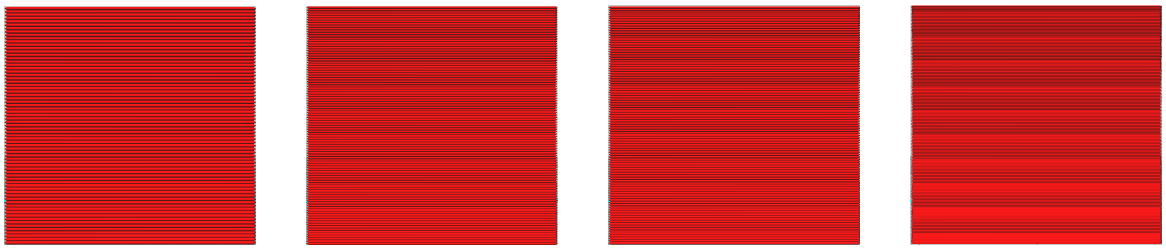
Además, Ultimaker Cura es compatible con varios formatos de modelos 3D, tales como STL, OBJ y AMF.

4.1.1. Ajustes de impresión

A continuación, se analizan algunas secciones generales de la configuración de Cura, las que tienen un impacto significativo en el acabado final de la pieza impresa, y que pueden llegar afectar a las características de las componentes de radiofrecuencias impresas. Se hace uso de un modelo cubico predeterminado de Cura como ejemplo.

Calidad

La altura de las capas tiene un impacto significativo en la calidad de la impresión. En la Figura 4.1 se presentan cuatro valores para este ajuste. Se observa que cuanto más fino sea el grosor de la capa, menos visibles serán las líneas en el resultado final, lo que resultará en un acabado más suave. Sin embargo, esto también conlleva un aumento en el tiempo total que tomará la impresión. Comúnmente al fabricar prototipos se prefiere una altura de capa alta ya que un acabado prolijo no es necesario cuando se quieren analizar aspectos como la funcionalidad y/o resistencia del modelo.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

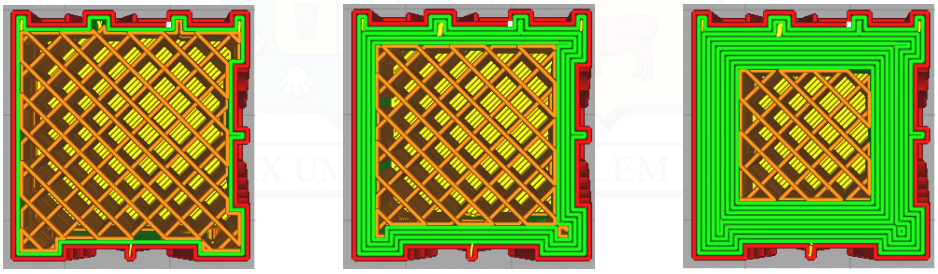
Figura 4.1: (a) Altura de capa 0.28 [mm]. (b) Altura de capa 0.2 [mm]. (c) Altura de capa 0.16 [mm].(d) Altura de capa 0.12 [mm].

Paredes

El ajuste de paredes controla el número y el grosor de las capas exteriores e interiores del modelo 3D. Cuantas más paredes se configuren, mayor será la robustez y resistencia de la pieza impresa, pero esto conlleva un aumento en el tiempo de impresión y en la cantidad de filamento utilizado.

El ancho final va a depender del tamaño de la boquilla y el numero de paredes usadas.

En la Figura 4.2 se observan 3 ejemplos, el primero tiene dos paredes: la exterior (en rojo) y la interior (en verde). En (b) y (c) se muestra como termina la pieza con mas números de capas interiores. Si se usa una boquilla de 0.4 [mm] la cual es la que generalmente ocupan las impresoras, el grosor se puede calcular como n° de capas*0.4 [mm]. En (c) el grosor final sería de 4 [mm].



(a) **(b)** **(c)**

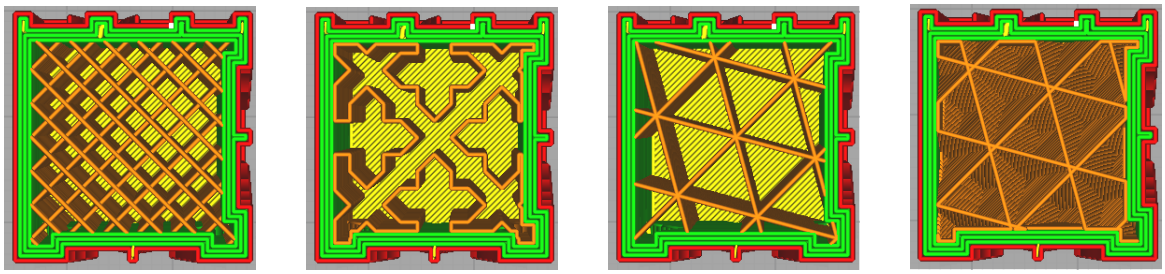
Figura 4.2: Perímetro de: (a) Dos paredes. (b) Cinco paredes. (c) 10 paredes

Relleno

Esta configuración controla el tipo de patrón y la densidad de relleno que se utilizará en el interior del modelo 3D durante la impresión. Esta configuración permite controlar la rigidez final de la pieza impresa, así como la cantidad de material utilizado y el tiempo de impresión.

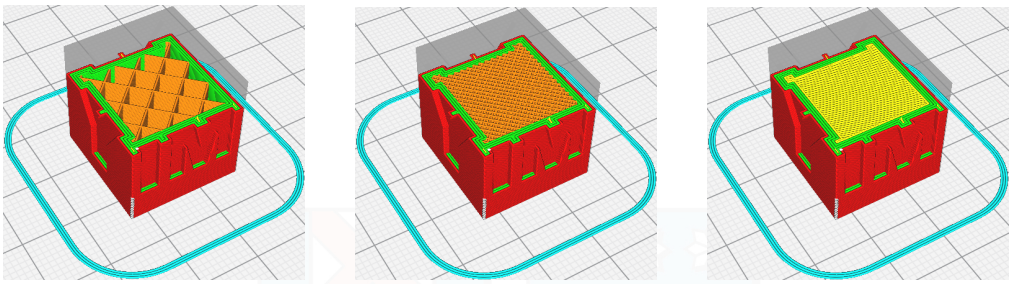
En la Figura 4.3, se ilustran diferentes tipos de patrones de relleno, como líneas, en cruz, triangular, cúbico. En Cura existen muchos mas. La elección del patrón de relleno influye en la resistencia y flexibilidad de la pieza impresa.

Asimismo, en la Figura 4.4, se muestra cómo cambia la apariencia del modelo dependiendo del porcentaje de relleno de material utilizado en su interior. Normalmente, se suele utilizar un porcentaje de relleno del 20 % o 30 % ya que es suficiente para obtener una buena robustez.



(a) **(b)** **(c)** **(d)**

Figura 4.3: a) Patrón de líneas. (b) Patrón cruz. (c) Patrón triangular. (d) Patrón cubico.



(a) (b) (c)

Figura 4.4: (a) Relleno 10 % . (b) Relleno 50 %. (c) Relleno 100 %

Material

En esta sección de Cura se ajustan las temperaturas que utilizará la impresora, las cuales van a depender del tipo y marca del filamento utilizado.

La temperatura del hotend es la temperatura a la cual el material se va a derretir para ser extruido. Es importante ajustarla adecuadamente para evitar obstrucciones en el extrusor y permitir que el material fluya sin inconvenientes durante la impresión. Generalmente, un filamento PLA va a requerir entre los 180-220 °C, un ABS entre 220-250 °C y un PETG entre los 220-245 °C.

Por otro lado, la temperatura de la cama de impresión se utiliza para evitar que la pieza se mueva durante la impresión y para prevenir deformaciones en la pieza debido a cambios bruscos de temperatura. Los valores tipicos para el PLA son alrededor de 50 °C, para el ABS 110 °C y para el PETG unos 70°C.

Adicionalmente, en esta sección también se puede ajustar el flujo del material el cual controla la cantidad de material que se extruye durante la impresión.

Velocidad

En primera instancia se tiene la velocidad de impresión la cual determina la impresión de componentes como el relleno, las paredes y las capas superiores e inferiores. Para el PLA se sugiere una velocidad de impresión de 60 mm/s, mientras que tanto para el ABS como para el PETG, la velocidad óptima también es de aproximadamente 60 mm/s y 40 mm/s, respectivamente.

Adicionalmente, en las configuraciones de Cura se puede ajustar la velocidad de los movimientos de desplazamiento. Por lo general, esta velocidad se establece en 150 mm/s, pero es posible aumentarla si se considera necesario.

Otra configuración relevante es la velocidad de los saltos en el eje Z. Este parámetro controla la velocidad a la que se produce el movimiento en dirección del eje Z al cambiar entre capas. Dado que los movimientos en el eje Z son más delicados, se aconseja establecer una velocidad más baja, generalmente alrededor de 5 mm/s.

Desplazamiento

En la configuración del desplazamiento se ajustan parámetros relacionados con la retracción. La retracción es un movimiento que consiste en recoger el filamento hacia el extrusor con el objetivo de prevenir la formación de hilos o pequeños hilillos en las piezas impresas.

Para lograr resultados óptimos en las impresiones con diferentes tipos de filamento, se recomiendan valores específicos de retracción. En el caso del PLA, se aconseja establecer una distancia de retracción en un rango de 6 a 25 mm/s. Para el ABS, se sugiere una distancia de retracción en el intervalo de 6 a 40 mm/s. Por su parte, para el PETG, se recomienda una distancia de retracción en el rango de aproximadamente 4 a 25 mm/s.

4.2. Caracterización de materiales

En esta sección, se presenta un enfoque para caracterizar el filamento que será utilizado, con el propósito de verificar empíricamente si el valor de la constante dieléctrica (ε_r) se alinea con las especificaciones indicadas. Dado que se planea diseñar tanto la antena como el radomo para que sean implementados en un CubeSat, se prevé imprimir estos elementos con el máximo relleno posible, es decir, un 100 % de relleno. Esta elección se orienta a maximizar la resistencia y minimizar la presencia de espacios vacíos en el material, asegurando así que la antena esté compuesta predominantemente por el dieléctrico.

El método empleado para determinar experimentalmente ε_r es conocido como el método de Nicolson-Ross-Weir (NRW). Esta técnica de cálculo se emplea para determinar tanto la permitividad relativa (ε_r) como la permeabilidad relativa (μ_r) de un material. Se logra mediante la medición de los parámetros de dispersión, o parámetros S, en una guía de onda.

4.2.1. Permitividad y Permeabilidad

El comportamiento eléctrico y magnético de un material con baja conductividad se caracteriza mediante dos parámetros complejos: la permitividad (ε) y la permeabilidad (μ):

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \tag{4.1}$$

$$\mu = \mu' - j\mu'' \tag{4.2}$$

La permitividad describe la interacción del material con el campo eléctrico aplicado sobre él, mientras que la permeabilidad describe su respuesta al campo magnético. Las partes reales (ε', μ') representan el almacenamiento de energía electromagnética, y las partes imaginarias (ε'', μ'') reflejan la disipación de energía [29, p. 8].

En el Sistema Internacional de Unidades (SI), la permitividad se mide en Faradios por metro [F/m], y la permeabilidad en Henrios por metro [H/m]. Además, es común emplear magnitudes adimensionales para estos parámetros, denominadas permitividad relativa (ε_r) y permeabilidad relativa (μ_r):

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \tag{4.3}$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o} = \mu_r' - j\mu_r'' \tag{4.4}$$

Aquí, $\varepsilon_o = 8{,}954 \times 10^{12}$ [F/m] es la permitividad del vacío, y $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m] es la permeabilidad del vacío.

De ε_r su parte real ε_r' se denomina como la constante dieléctrica relativa, mientras que su parte imaginaria ε_r'' se le llama factor de pérdida, ya que está relacionado con la conductividad eléctrica del material (σ), que se mide en el SI en Siemens por metro [S/m]. Esta relación se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$\varepsilon_r'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_o \omega} \tag{4.5}$$

Si la conductividad de un material homogéneo es $\sigma = 0$, entonces el material es un dieléctrico perfecto o un aislante. En el otro extremo, si $\sigma \to \infty$, el material se comporta como un conductor perfecto. Naturalmente, si la conductividad σ es pequeña, el material se asemejará al comportamiento de un dieléctrico perfecto, aunque, como indica la ecuación 4.5, esto también depende de la frecuencia.

En la literatura, se define el parámetro tangente de pérdidas o factor de disipación, que cuantifica el efecto de las pérdidas en el campo electromagnético dentro de un material. Este parámetro se relaciona con la constante dieléctrica relativa del material mediante la siguiente ecuación:

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon'} = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \tag{4.6}$$

En esta representación, δ refleja el ángulo formado entre la componente real e imaginaria de ε_r, como se puede apreciar en la Figura 4.5.

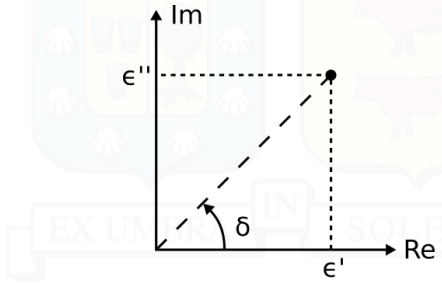


Figura 4.5: Tangente de pérdida.
(Fuente: "Tangente de pérdida", www.espanol.libretexts.org)

De esta relación se desprende el siguiente criterio [5]:

- Buen conductor $\iff \tan(\delta) >> 1$
- Dieléctrico con pérdidas $\iff \tan(\delta) << 1$

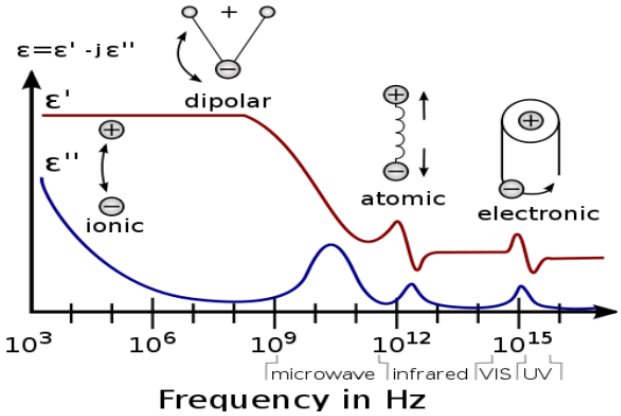


Figura 4.6: Representación hipotética de la permitividad (ε) en función de la frecuencia.
(Fuente: [29, p. 9])

La permitividad y la permeabilidad de un material no son constantes, sino que varían en función de la frecuencia. En la Figura 4.6, se muestra una representación hipotética de la permitividad (ε) en función de un amplio rango de frecuencias. Se observa que a bajas frecuencias, por debajo de los 10 [GHz], la permitividad puede considerarse constante. En el rango de microondas, disminuye hasta alrededor de los 10 [THz], y a partir de ese punto muestra un comportamiento constante pero con algunos picos en sus valores.

Estas variaciones se deben a fenómenos físicos que ocurren en el material, como la conducción, la relajación dipolar y la polarización atómica y electrónica [29, p. 9].

La conducción está relacionada con la transferencia de cargas eléctricas a través del material mediante los electrones. La relajación dipolar se refiere al proceso en el cual los dipolos eléctricos presentes en el material cambian su orientación en respuesta al campo eléctrico aplicado. La polarización atómica y electrónica son fenómenos similares. La polarización electrónica ocurre en los átomos neutros cuando el campo eléctrico desplaza los electrones circundantes con respecto al núcleo, mientras que la polarización atómica se presenta cuando los iones positivos y negativos adyacentes se distorsionan bajo un campo eléctrico aplicado.

4.2.2. Fundamento teorico de la técnica Nicolson Ross Weir

El parámetro de la constante de fase o propagación β se define como el cambio de fase que sufre una onda al propagarse por unidad de longitud, medida en radianes por metro [rad/m]. En la literatura, esta constante se expresa mediante la ecuación:

$$\beta = \frac{\omega}{c}\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \tag{4.7}$$

La ecuación 4.7 establece que, al conocer los valores de β y μ_r, es posible deducir la permitividad relativa ε_r. En consecuencia, el método de NWR se basa en la determinación de la permitividad relativa ε_r a través de su relación con los parámetros μ_r y β, los cuales, a su vez, se vinculan con los parámetros S del sistema.

El modelo de la técnica NRW presentado en [10] implica introducir una muestra en el interior de una guía de onda rectangular y medir los parámetros S resultantes en sus puertos. Se opta por la guía de onda rectangular debido a su capacidad para operar con un solo modo de propagación, el TE_{10}, lo que facilita asumir su presencia en los cálculos. Además, su geometría simplifica la preparación de la muestra bajo prueba.

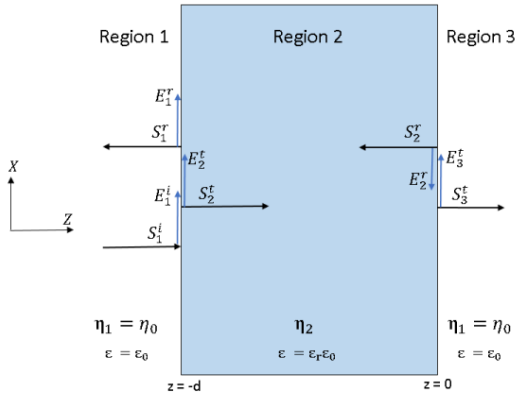


Figura 4.7: Representación de los campos y parámetros eléctricos con incidencia normal.
(Fuente: [10, p. 7])

El análisis generalmente se realiza considerando la incidencia normal de una onda TEM, como se ilustra en la Figura 4.7. Esta además ilustra el sistema que se forma por los tres medios: dos zonas llenas de aire en la guía (medios 1 y 3) y la muestra dieléctrica finita de espesor d (medio 2). Durante la propagación de la onda, se presentan dos fuentes de reflexión: la primera ocurre entre los medios 1 y 2, con un coeficiente de reflexión Γ_{12}, y la segunda sucede entre los medios 2 y 3, con un coeficiente de reflexión Γ_{21}. Dado que los medios comparten la misma impedancia intrínseca η, se establece que $\Gamma_{12} = -\Gamma_{21}$, simplificando así los cálculos.

Como punto de partida se obtiene el coeficiente de reflexión de entrada Γ_{in}, el cual es equivalente al parámetro S_{11}. Este coeficiente se determina midiendo la relación entre la onda reflejada y la onda incidente en el límite de la muestra, que corresponde a la región 2. Se demuestra que esta relación depende de la impedancia intrínseca de la región 1 η_o y de la impedancia observada en el sistema desde ese límite $\eta(-d)$. Dado que la impedancia depende de las magnitudes de los campos eléctrico y magnético, y dado que se asume que la onda viaja completamente en la dirección z, la constante de fase β solo tiene una componente en z, es decir, $\beta = \beta_z$.

Con base en estas consideraciones, se obtiene la siguiente relación para el parámetro S_{11}:

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{\eta(-d) - \eta_1}{\eta(-d) + \eta_1} = \frac{|E(-d)|/|H(-d)| - \eta_1}{|E(-d)|/|H(-d)| + \eta_1} = \frac{\Gamma_{12}(1 - e^{-j2\beta_z d})}{1 - \Gamma_{12}^2 e^{-j2\beta_z d}} \tag{4.8}$$

De manera similar, se puede obtener una relación para S_{21}, que corresponde al coeficiente de transmisión T entre los medios 1 y 3:

$$S_{21} = T = \frac{E_3^t}{E_1^i} = \frac{(1 - \Gamma_{12}^2)e^{-j\beta_z d}}{1 - \Gamma_{12}^2 e^{-j\beta_z d}} \tag{4.9}$$

Se denota que existe una dependencia entre los parámetros de dispersión y la constante de fase β_z. Por lo cual se procede a obtener una ecuación para β_z en función de estos parámetros.

Se utilizan variables auxiliares $V_1 = S_{21} + S_{11}$ y $V_2 = S_{21} - S_{11}$, y se introduce otra variable auxiliar K en términos de V_1 y V_2:

$$K = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} \iff K(2\Gamma_{12}) = 1 + \Gamma_{12}^2 \tag{4.10}$$

Resolviendo esta ecuación cuadrática para Γ_{12}, se obtiene:

$$\Gamma_{12} = K \pm \sqrt{(K^2 - 1)} \tag{4.11}$$

El símbolo + o - se determina por la condición $|\Gamma_{12}| \leq 1$.

La constante de fase β_z en la dirección z se relaciona con los parámetros S como:

$$\beta_z^2 = \frac{-1}{d} \ln\left(\frac{1}{P}\right) \tag{4.12}$$

donde,

$$P = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma_{12}}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_{12}} \tag{4.13}$$

Al reemplazar 4.13 en la ecuación 4.12 la constante de fase se puede reducir a:

$$\beta_z = \frac{j \ln(e^{-jd\beta_z})}{d} \tag{4.14}$$

Para eliminar la ambigüedad de fase del logaritmo natural, se introduce un valor entero positivo n:

$$\beta_z = \frac{\ln|P| - j(\phi_P + 2n\pi)}{-jd} \tag{4.15}$$

Donde n representa el número de rotaciones de fase completas de 360° desde el punto de funcionamiento en corriente continua (DC). Esto se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$n = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_P}{df} \tag{4.16}$$

Los análisis realizados hasta ahora han considerado una onda plana con incidencia normal en la frontera del medio 2. Sin embargo, para expandir el análisis y desarrollar una fórmula general que abarque ondas TE y TEM, se considera ahora una incidencia oblicua. En [10], se establece que la ecuación 4.15 obtenida para β_z sigue siendo válida, aunque no es así para β. Por lo tanto, es necesario obtener su valor general.

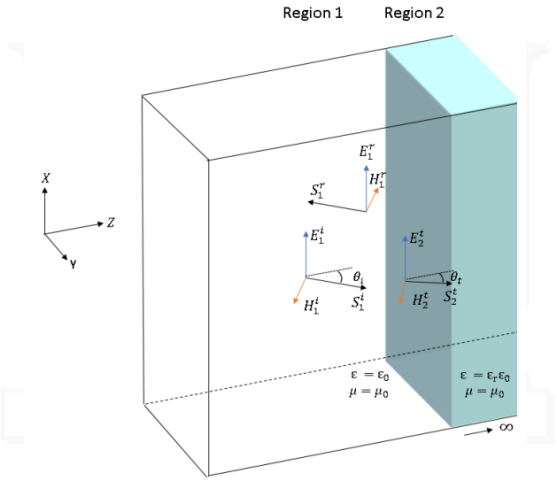


Figura 4.8: Representación de la incidencia oblicua.
(Fuente: [10, p. 19])

La Figura 4.8 ilustra esta nueva situación con la representación de los campos y los parámetros eléctricos, así como los ángulos θ_i de incidencia respecto al plano yz y el ángulo de transmisión θ_t dentro del dieléctrico. Estas definiciones provienen de [10].

El ángulo de incidencia θ_i depende de la frecuencia de corte para la guía vacía a un modo en particular y de la frecuencia de onda de entrada. Esto se modela mediante la siguiente ecuación:

$$\theta_i = \cos^{-1}\left(\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}\right) \tag{4.17}$$

Además, este ángulo se relaciona con el ángulo de transmisión θ_t a través de la ley de Snell (ecuación 4.18) y el índice de refracción n, definido como $n = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$:

$$n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_t) \tag{4.18}$$

Para continuar con el análisis, se asume que el campo eléctrico en la orientación de incidencia es perpendicular. Por lo tanto, se utiliza el coeficiente de reflexión de Fresnel para la polarización perpendicular, definido como:

$$\Gamma_{12} = \frac{\eta_2 \cos(\theta_i) - \eta_1 \cos(\theta_t)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} \tag{4.19}$$

También es necesario definir la constante de fase β. Para este caso de incidencia oblicua, se puede demostrar que β está relacionado con β_z a través de:

$$\beta = \frac{\beta_z}{\cos(\theta_t)} \tag{4.20}$$

Mediante la utilización de las definiciones en las ecuaciones 4.17, 4.18 y 4.19, junto con identidades trigonométricas, se puede trabajar en la ecuación para β para obtener una relación que no dependa del ángulo θ_t, ya que todas las

mediciones directas se realizan en el espacio libre de la guía, lo que hace imposible medir este ángulo de transmisión interno del medio 2. La relación obtenida en [10, p. 21] es:

$$\beta = \sqrt{\beta_z^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \tag{4.21}$$

Al emplear la ecuación general 4.21 para β, y teniendo en cuenta el parámetro Γ_{12} definido en 4.19, es posible derivar, a través de una simplificación matemática [10, p. 56], las siguientes expresiones para μ_r y ε_r:

$$\mu_r = \frac{1+\Gamma_{12}}{1-\Gamma_{12}}\left(\frac{c\beta_z}{\omega\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}\right) \tag{4.22}$$

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_o^2}{\mu_r}\left(\left(\frac{\beta_z}{2\pi}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2\right) \tag{4.23}$$

En estas ecuaciones, c representa la velocidad de la luz en el vacío, λ_o es la longitud de onda en el vacío, f_c es la longitud de onda de corte del modo TE_{10} y $\omega = 2\pi f$.

De esta forma al medir los parámetros S del sistema y haciendo uso de la ecuación 4.11 para Γ_{12} y la ecuación 4.15 para β_z se puede obtener una representación de μ_r y con este valor el de ε_r.

4.2.3. Aplicación de técnica Nicolson Ross Weir

El proceso de caracterización del material dielectrico ABS1000 se lleva a cabo siguiendo el esquema ilustrado en la Figura 4.9. Una muestra con una profundidad d se introduce en el soporte destinado para muestras dentro de una guía de onda, creando así un sistema compuesto por tres medios, como se analizó previamente en la Figura 4.8.

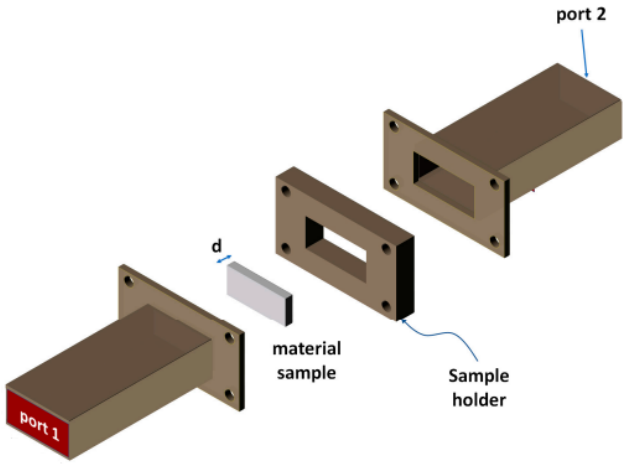


Figura 4.9: Esquema del experimento NRW.
(Fuente: [4, p. 4])

Dado que el proyecto se enmarca en la banda K_a con una frecuencia de operación de 26 [GHz], se emplea una guía de ondas WR 28 (Figura 4.10b), y se resumen sus parámetros en la Tabla 4.1, la cual recopila información de la ficha técnica proporcionada por Everything RF [8].

Especificaciones técnicas	**WR 28**
Dimensiones	7.112 [mm] x 3.556 [mm]
Banda de frecuencia recomendada	26.50 a 40 [GHz]
Frecuencia de corte del modo de orden más bajo	21.077 [GHz]
Frecuencia de corte del modo superior	42.154 [GHz]

Tabla 4.1: Especificaciones técnicas guía de onda WR 28

La caracterización del material se inicia mediante la impresión de una muestra de ABS1000 con dimensiones de ancho de 7.112 [mm], altura de 3.556 [mm] y profundidad de d=0.3 [mm]. Esta elección de profundidad se basa en la recomendación dada en [22], donde se aconseja utilizar valores de d inferiores a múltiplos enteros de $\lambda/2$. En este caso, el valor de $\lambda/2$ es igual a 3.64/2 = 1.82 [mm].

En la tabla 6.8 se resumen las principales configuraciones de Ultimaker Cura para la impresión de la muestra.

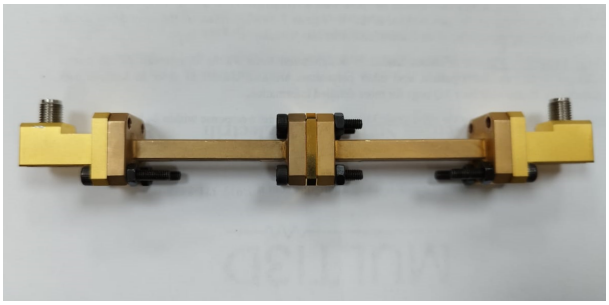
Configuración Cura	**ABS1000**
Altura de capa	0.12 [mm]
Grosor de la pared	1.6 [mm]
Densidad de relleno	100 %
Patrón de relleno	Lineas
Temperatura de impresión	240 [°]
Temperatura de la cama	80 [°]
Flujo del material	100 %

Tabla 4.2: Configuración Cura para imprimir ABS1000.

Una vez que el rectángulo de ABS1000 está impreso, se coloca dentro del soporte de muestras y se conecta a los extremos de la guía, tal y como se ilustra en la Figura 4.10.



(a) Muestra de ABS1000 insertada en el soporte.



(b) Guía de onda WR28 con soporte para muestras.

Figura 4.10: Configuración física para la medición de ABS1000.

La medición de los parámetros S se realiza con un analizador vectorial de redes (VNA) Anritsu ShockLine MS46522b, capaz de medir hasta 92 GHz. Inicialmente, se lleva a cabo una calibración del equipo para un ancho de banda entre 24 y 40 [GHz], utilizando un kit de calibración mecánica Short-Open-Load-Through (SOLT) modelo TOSLK50A-40. Esta calibración implica mediciones en los puertos de prueba con cargas de cortocircuito, circuito abierto, carga conocida y conexión de paso entre los dos puertos. Este proceso calibra las reflexiones, la adaptación de la carga de cada puerto, la directividad y el seguimiento entre ambos puertos.

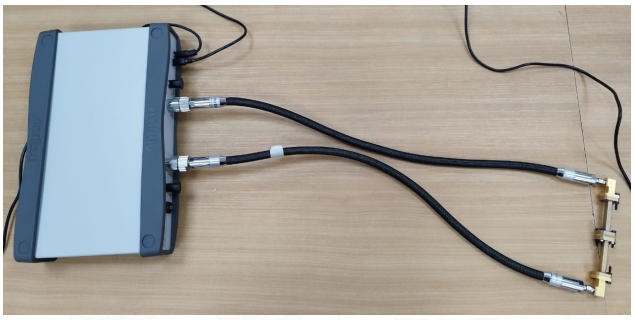


Figura 4.11: VNA conectado con guía WR 28 y soporte para muestras.

Posteriormente, se conecta la guía de onda siguiendo el montaje en la Figura 4.9 y se obtiene por medio del equipo VNA los parámetros de dispersión: S_{11}, S_{22}, S_{12} y S_{21}. En la figura 4.11 se ilustra el VNA conectado con las guías usadas.

Las ecuaciones derivadas en la sección 4.2.2 se implementan en Matlab a través de un script (ver Apéndice A.1), generando los siguientes gráficos para ε_r, μ_r y la tangente de perdida del material.

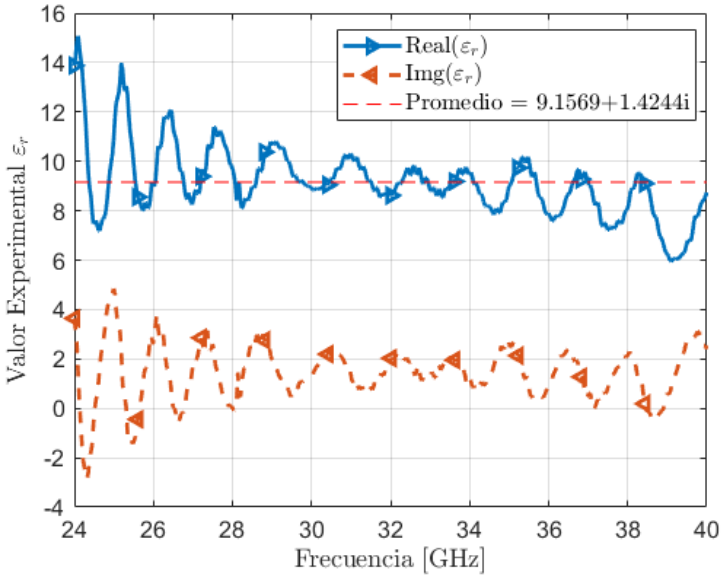


Figura 4.12: Resultados experimentales de la medición de ε_r.

El fabricante del ABS1000 establece un valor de $\varepsilon_r = 10$. Sin embargo, al comparar este valor con los resultados obtenidos de la Figura 4.12, se evidencia un error del 8 % en promedio en relación a las mediciones. Asimismo, considerando las partes reales e imaginarias, se obtiene un factor de disipación promedio de 0.17424, lo cual se encuentra dentro del rango aceptable para un dieléctrico con pérdidas.

La Figura 4.13 también muestra el valor promedio de μ_r, que se encuentra cercano a 1 pero con un error del 17 %.

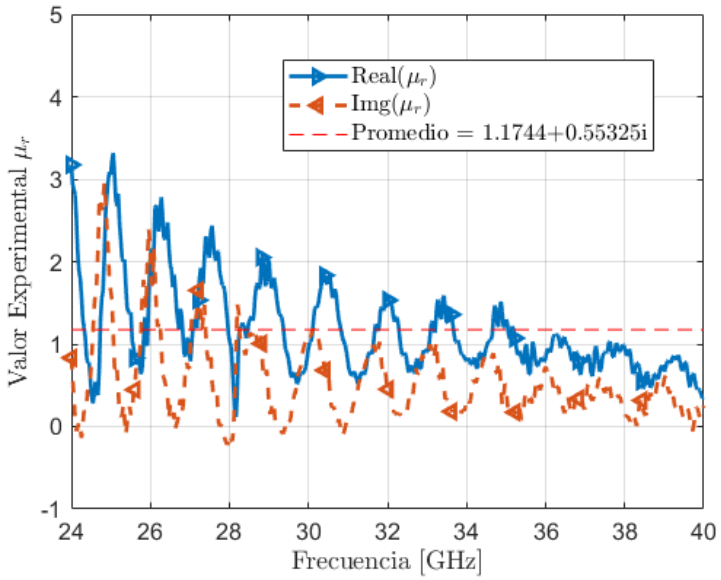


Figura 4.13: Resultados experimentales de la medición de μ_r.

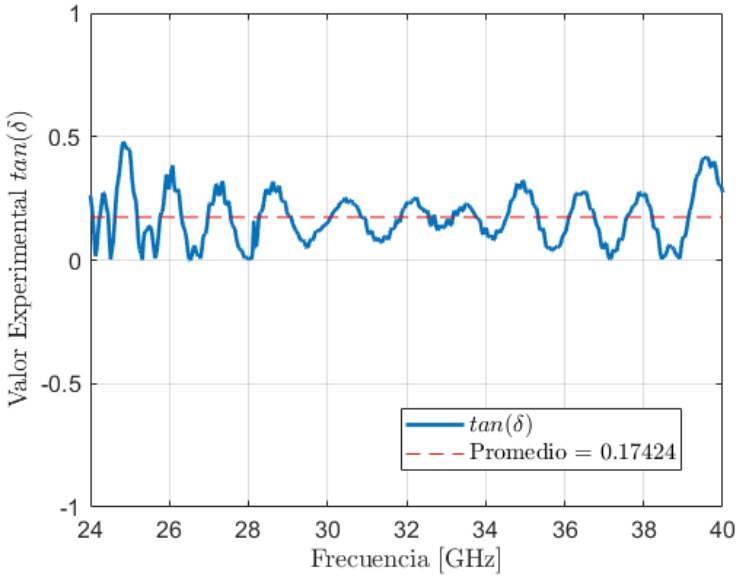


Figura 4.14: Resultados experimentales de la medición de $tan(\delta)$.

Las oscilaciones que se observan en los tres gráficos pueden ser atribuidas a varias fuentes de perturbación. Las reflexiones internas en la guía y en los cables utilizados en las mediciones pueden contribuir a estas oscilaciones. Además, dado que el material es impreso mediante una impresora FDM, es posible que no esté completamente lleno, lo que puede generar pequeños huecos en el interior y dar lugar a una muestra no completamente homogénea, lo que a su vez causa reflexiones indeseadas. El proceso de centrado del material, debido a su delgadez y tamaño reducido, también puede introducir cierta imprecisión. Otras posibles fuentes de oscilaciones son la falta de sellado completo en la guía utilizada en las mediciones.

4.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se presenta el análisis del software Ultimaker Cura, cuya finalidad es la manipulación de distintos parámetros sobre el modelo 3D a fabricar en la impresión 3D, así como sobre los elementos de la máquina durante la fabricación. Algunos de los principales ajustes que permite este software incluyen el relleno del modelo, la velocidad de impresión y la temperatura, tanto de la boquilla por donde se expulsa el material como de la cama donde se deposita el modelo. Además, ofrece opciones más avanzadas, como la altura de las capas, el número de paredes exteriores, retracciones, flujo del material, entre otros. La comprensión detallada de estos parámetros es crucial, ya que incide directamente en el acabado del modelo fabricado. Por ejemplo, la temperatura ejerce una influencia significativa en la adhesión entre capas de material y, en última instancia, en la calidad estructural del modelo impreso. De manera similar, la configuración del relleno del material permite obtener distintos niveles de resistencia y homogeneidad en el modelo final.

Posterior al software Cura, se aborda el proceso de caracterización de los parámetros eléctricos del material utilizado en la construcción de la DRA mediante la impresora 3D. Esto se debe a que la permitividad relativa del dieléctrico presenta una dependencia con la frecuencia debido a fenómenos físicos que ocurren al cambiar el ancho de banda, siendo más notorios a altas frecuencias. La técnica Nicolson Ross Weir, que emplea una muestra del material inserta en una guía de onda, y los parámetros S generados por la reflexión en los puertos y entre ellos con la muestra, se presentan como un medio para obtener experimentalmente la constante dieléctrica en la banda Ka y verificar su valor teórico dado por el fabricante del material.

La impresión de la muestra del dieléctrico, ABS1000, y la correspondiente experimentación aplicando la técnica de Nicolson, muestran una satisfactoria coincidencia con las especificaciones del fabricante respecto a la constante dieléctrica (ε_r) y la tangente de pérdidas. El error, menor al 10 % , entre datos teóricos y experimentales valida la idoneidad del material, permitiendo su uso sin modificaciones.

Para los capítulos subsiguientes, se mantiene el valor $\varepsilon_r = 10$, dado el mínimo error en la banda Ka. Esta elección técnica se asocia directamente con la optimización del rendimiento de la antena, asegurando una coherencia precisa entre la teoría y la práctica en el desarrollo del proyecto.

5 | Diseño y simulación de una CDRA

En esta sección, se diseña y analiza el comportamiento de una Antena Resonadora Dieléctrica cilíndrica (CDRA) en la banda K_a, evaluando su parámetro de reflexión S_{11} y el correspondiente patrón de radiación. El propósito es verificar la factibilidad del diseño del arreglo, que consistirá en antenas idénticas a las obtenidas en esta fase.

5.1. Diseño CDRA

El diseño de la CDRA debe incorporar los siguientes aspectos técnicos derivados del análisis preliminar.

- Dimensión total menor a 10 cm x 10 cm.
- Cilindro de material dieléctrico de $\varepsilon_r = 10$.
- Sustrato RO4003 de permitividad $\varepsilon_r = 3{,}55$ y ancho 0.508 [mm].
- Excitación por acople de ranura para obtener modo HEM.
- Linea de alimentación tipo microstrip.
- Parámetro S_{11} centrado en 26 [GHz].

Se extrae de la referencia [23, p. 23] una ecuación para el diseño de las dimensiones (radio y altura) de la CDRA, la cual está relacionada con la frecuencia de resonancia en el modo $HEM_{11\delta}$ y las características eléctricas de la antena. Esta ecuación se presenta a continuación:

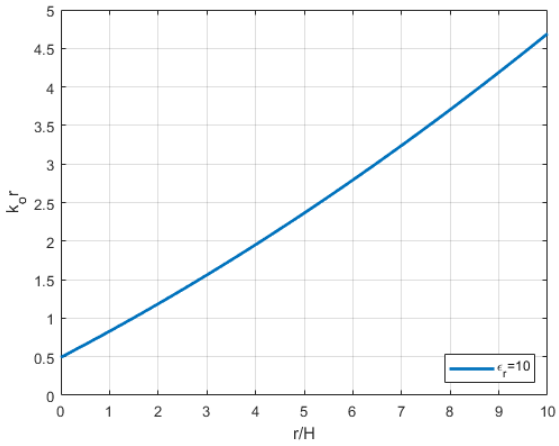
$$f_r = \frac{6{,}324c}{2\pi r\sqrt{\epsilon_r + 2}}\left[0{,}27 + 0{,}36\left(\frac{r}{2H}\right) + 0{,}02\left(\frac{r}{2H}\right)^2\right] \tag{5.1}$$

En esta ecuación, r representa el radio de la CDRA, y H denota la altura del resonador. Se debe considerar que la ecuación 5.1 se deriva a partir del supuesto de un caso ideal con un plano de tierra infinito.

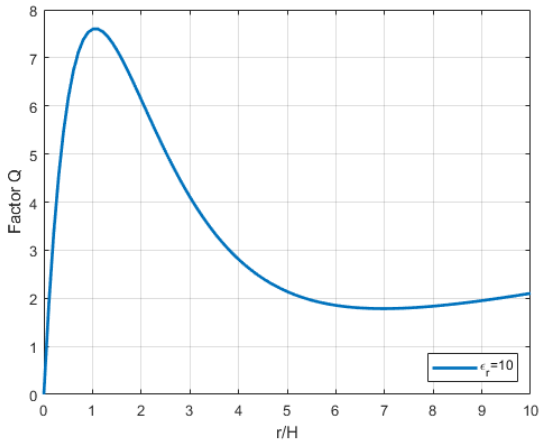
Además, es posible diseñar la antena basándose en el factor de calidad Q, utilizando la siguiente ecuación:

$$Q = 0{,}01007\varepsilon_r^{1{,}3}\frac{r}{H}(1 + 100e^{-2{,}05(r/2H - (1/80)(r/H)^2)}) \tag{5.2}$$

En la figura 5.1 se realiza el gráfico de las ecuaciones 5.1 y 5.2 al considerar un dieléctrico de $\varepsilon_r = 10$. Para la f_r se considera a la constante del numero de onda $k_o = 2\pi f_r/c$.



(a) $k_o r$ CDRA.



(b) Factor Q.

Figura 5.1: $k_o r$ y factor Q del modo $HEM_{11\delta}$ de una CDRA con $\varepsilon_1 0$.

Con el objetivo de implementar la antena en un Cubesat, donde el espacio disponible es restringido, se busca reducir al máximo las dimensiones de la antena. Después de analizar los gráficos y considerar diversas opciones, se propone adoptar un radio de 1 [mm] y una altura de 5 [mm]. Estas dimensiones resultan en un valor de $k_o r$ igual a 0.56 y un factor de calidad Q de 3.32.

De los datos obtenidos se verifica que la f_r es de 26 [GHz] y además al considerar un $s = 2$ (VSWR ≤ 2) junto con Q=3.32 se obtiene un $BW = 0{,}21$ por medio de la ecuación 2.11

A continuación, se resumen los parámetros obtenidos:

Valores teóricos	**CDRA**
Altura	5 [mm]
Radio	1 [mm]
f_c	26 [GHz]
BW	21 %
Δf	5.46 [GHz]

Tabla 5.1: Dimensiones teóricas de una CDRA sobre la banda K_a

5.2. Diseño placa de alimentación

En el diseño de una microstrip con alimentación por ranura como la mostrada en la Figura 5.2, se deben tener en cuenta varias directrices recomendadas por el autor en la referencia [23, p. 62]. La longitud L_s de la ranura se elige cuidadosamente para asegurar el acoplamiento adecuado entre la DRA y la línea de alimentación, evitando al mismo tiempo la resonancia dentro de la banda de operación. Esta longitud se puede determinar mediante la ecuación:

$$L_s = \frac{0{,}4\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_e}} \tag{5.3}$$

donde $\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + \epsilon_s}{2}$ y ϵ_r y ϵ_s son las constantes dieléctricas del DRA y del sustrato, respectivamente.

Por lo cual al considerar $\epsilon_e = (\epsilon_r + \epsilon_s)/2 = (3{,}55+10)/2 = 6{,}78$ y una longitud de onda en el vacio $\lambda_o = 3 \cdot 10^8/(26 \cdot 10^9) = 11{,}54[mm]$, se obtiene una $L_s = 1{,}7732[mm]$.

Además, se selecciona un ancho de ranura w_s estrecho para evitar la presencia de un gran componente de blacklobe. Usualmente, se elige $w_s = 0{,}2L_s$ para cumplir con esta directriz, por tanto $w_s = 0{,}2 \cdot 1{,}7732 = 0{,}35[mm]$.

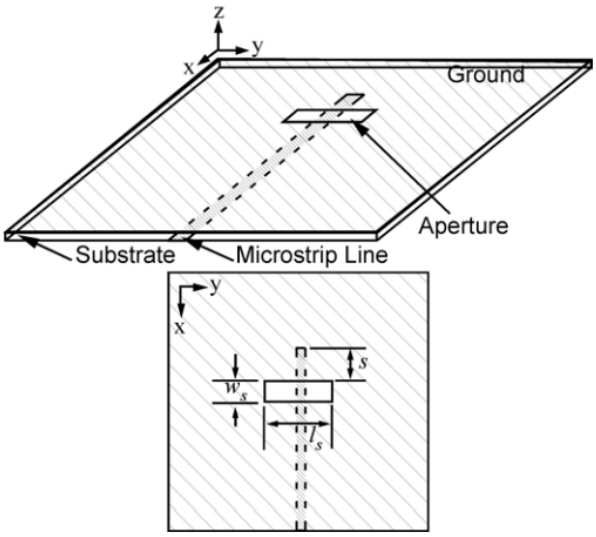


Figura 5.2: 1
9 Ranura rectangular alimentada por microstrip.
(Fuente: [23, p. 62])

Para garantizar el buen funcionamiento de la ranura, se determina la extensión s del stub de manera que su reactancia anule la de la abertura de la ranura. Una elección común para s es $s = \lambda_g/4$, donde λ_g es la longitud de onda de guía en el sustrato, lo que en este análisis equivale a $\lambda_g = 10^8/(26 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3{,}55}) = 6{,}12[mm]$, por consiguiente s=1.53 [mm].

El ancho de la línea microstrip se calcula para obtener una impedancia de 50[Ω], así que haciendo uso de la ecuación 2.15 se obtiene un valor de 1.1363 [mm]. Además, se selecciona el largo de la línea para obtener un largo eléctrico de 360 grados o lo que es equivalente a un largo aproximado a la longitud de onda λ_g.

Las dimensiones finales del sustrato y del plano tierra se eligen cuidadosamente para evitar la generación de corrientes en su superficie, lo cual podría alterar el patrón de radiación al modificar el modo de propagación de la onda. Se aconseja que estas dimensiones no sean excesivamente amplias y se mantengan en el orden de la longitud de onda en el vacío, siendo mayor que $\lambda_o/4$. En este proyecto, se opta por dimensiones finales de 14x14 [mm]. Esta elección no solo garantiza el cumplimiento de lo anteriormente mencionado, sino que también asegura que la CDRA quede completamente centrada en la placa.

En resumen, las dimensiones de la placa de alimentación, de la línea microstrip y de la ranura son:

Dimensiones físicas	Valor Teórico en [mm]
Largo línea 50 [Ω]	6.9198
Ancho línea 50 [Ω]	1.1363
Largo ranura l_s	1.7732
Ancho ranura w_s	0.3546
Largo sección s	1.5310
Largo total	8.8054
Ancho sustrato	14
Largo sustrato	14

Tabla 5.2: Dimensiones teóricas placa PCB de la CDRA.

5.3. Simulación en ANSYS HFSS

Debido a restricciones técnicas del hardware del ordenador utilizado, se realiza la simulación inicial sin incluir el conector End Launch. Esto se debe a que la estructura de dicho conector resulta en un significativo aumento en el tiempo de cálculo necesario para ANSYS HFSS, además de provocar fallos en el análisis de optimización.

Para llevar a cabo la primera simulación en ANSYS HFSS (Figura 5.3), se consideran los siguientes puntos claves:

- Tipo de puerto de excitación: Lumped Port.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Linea microstrip y plano inferior de la tierra se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E.
- La linea microstrip se simula como un conductor perfecto (tipo pec).

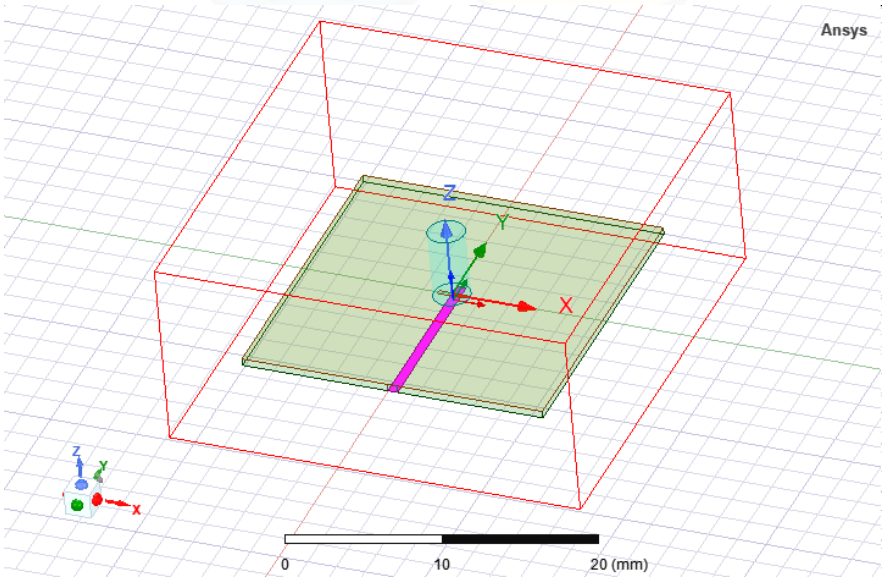


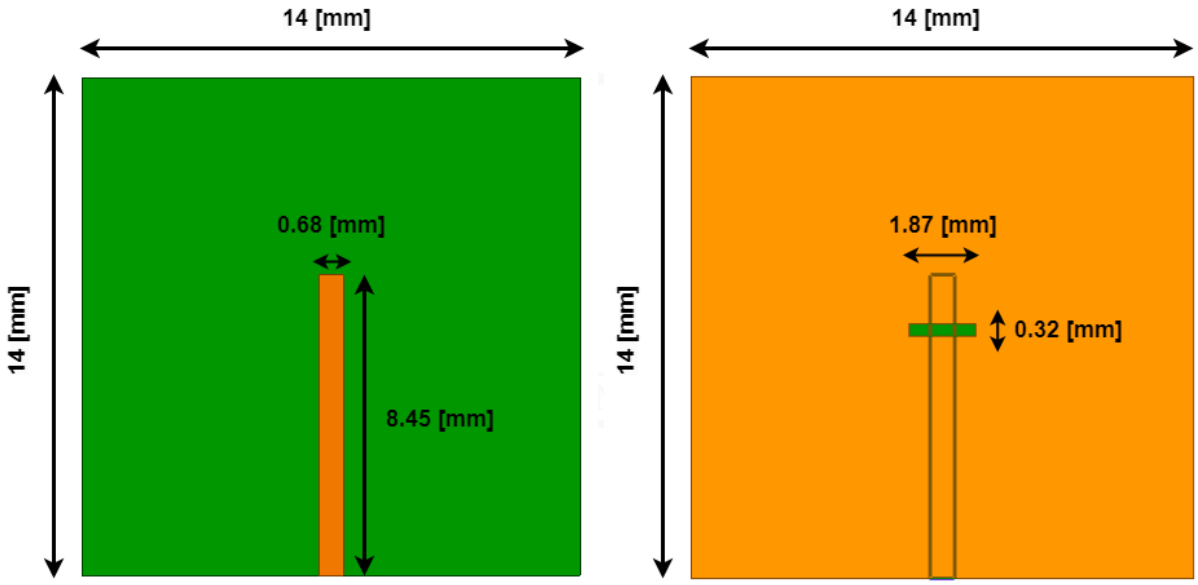
Figura 5.3: Simulación CDRA en ANSYS HFSS.

A continuación, se presentan en la tabla 5.3 las dimensiones teóricas obtenidas mediante el análisis anterior, las cuales se utilizaron como punto de partida y se optimizaron en ANSYS HFSS utilizando el algoritmo del gradiente.

Dimensiones físicas	Valor Teórico en [mm]	Valor Optimizado en [mm]
Largo línea 50 [Ω]	6.9198	6.7562
Ancho línea 50 [Ω]	1.1363	0.6813
Largo ranura l_s	1.7732	1.8749
Ancho ranura w_s	0.3546	0.3272
Largo sección s	1.5310	1.3674
Largo total	8.8054	8.4508
Altura CDRA	5	5
Radio CDRA	1	1.25

Tabla 5.3: Dimensiones finales para la placa PCB de la CDRA.

En la Figura 5.4 se muestra la placa PCB simulada con las dimensiones optimizadas para la antena DRA cilíndrica. Como se puede observar, la ranura está ubicada de manera centrada en el sustrato, lo que va a permitir que irradie eficientemente de forma omnidireccional.



(a) Dimensiones linea microstrip. **(b)** Dimensiones ranura.

Figura 5.4: Dimensiones optimizadas de la microstrip.

La Figura 5.5 ilustra la influencia de la dimensión s en el parámetro de reflexión S_{11}. Sin la inclusión de esta sección adicional en la microstrip, la antena no logra resonar a la frecuencia de diseño y la adaptación al puerto de entrada de la microstrip resulta ineficaz. Sin embargo, al tener en cuenta esta consideración, se observa un cambio significativo, logrando una adaptación óptima a los 26 [GHz] con un magnitud mínima de -34.73 [dB].

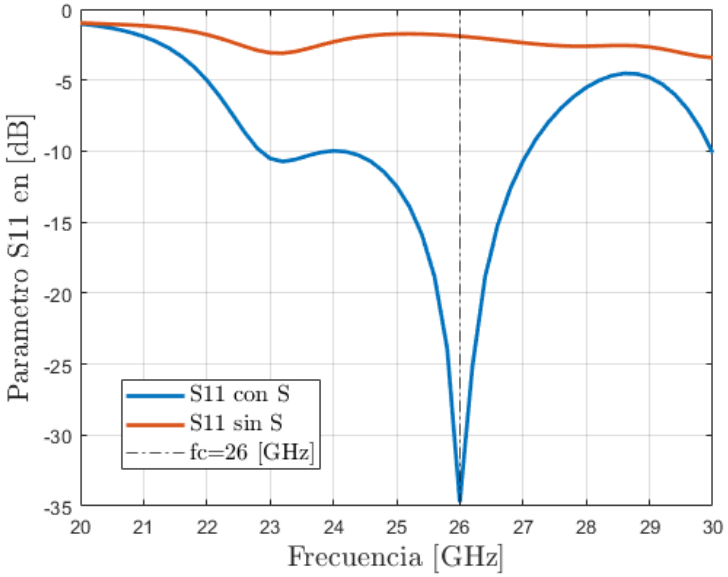
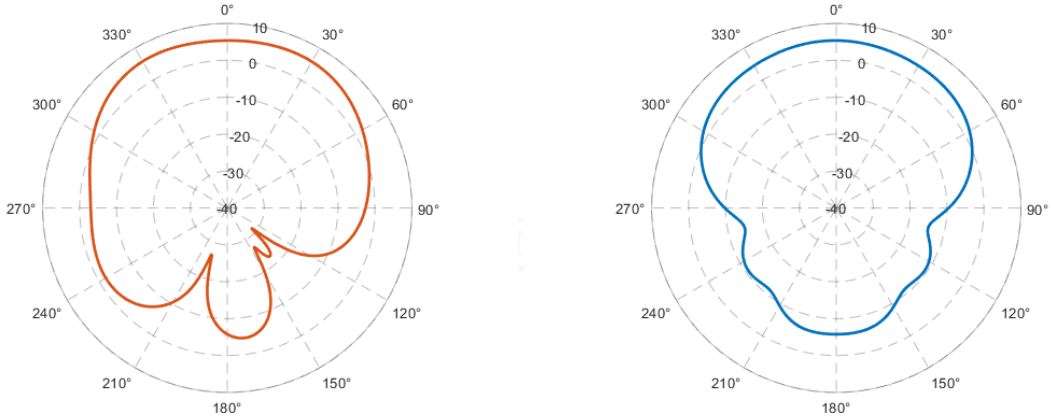


Figura 5.5: Coeficiente de reflexión dependiendo de S.

Utilizando los resultados obtenidos de la simulación, se procede al cálculo del ancho de banda (BW) del parámetro S_{11}, lo cual resulta en un valor de BW = 7.69 %, equivalente a un Δf de 2 [GHz].

En las Figuras 5.6 se pueden apreciar las secciones transversales en los planos ZY y ZX del patrón de radiación. Estas secciones revelan su naturaleza omnidireccional sobre el plano tierra. Además, en la Figura 5.7, se representa el comportamiento en magnitud del patrón en relación al ángulo θ, donde se observa un valor de 5.34 [dB] para $\theta = 0$. También se aprecia que el HPBW de este caso toma un valor de 110°, esto implica que la mayor parte de la potencia irradiada se concentra sobre el plano tierra.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX.

Figura 5.6: Patrón de radiación CDRA.

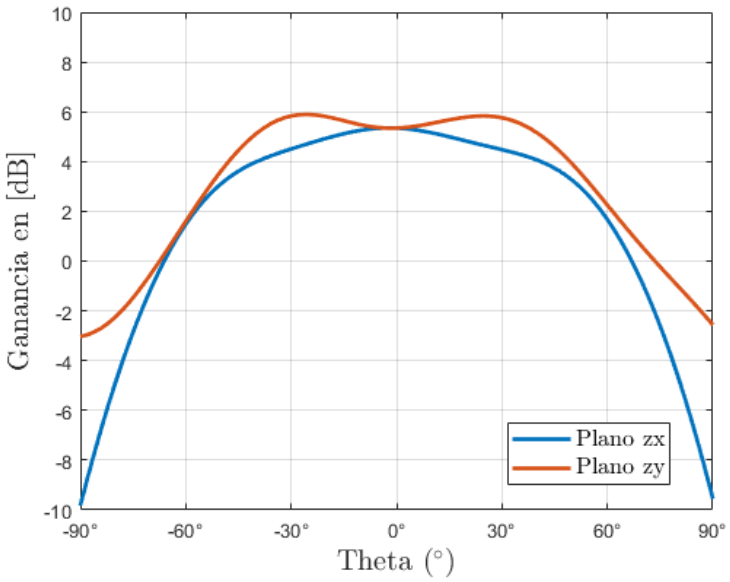
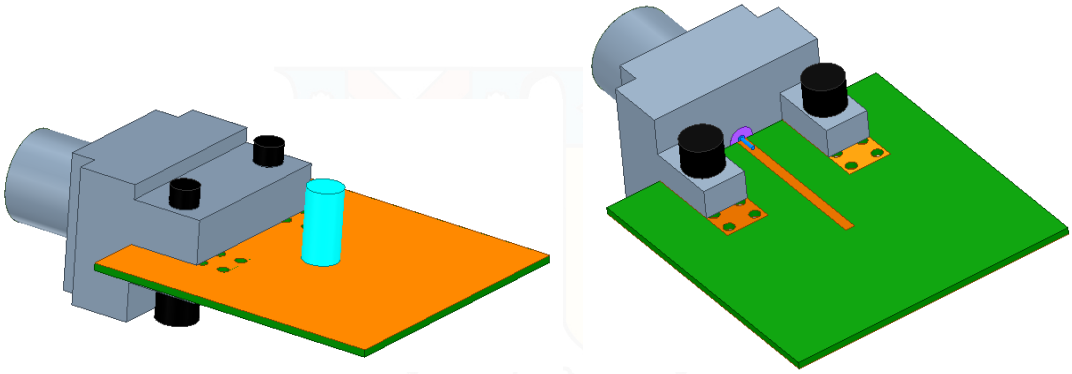


Figura 5.7: Patrón de radiación en coordenadas cartesianas.

El análisis previo se realizó considerando una excitación a través de un Lumped Port y sin la presencia del End Launch Connector, que, como se detalló en la sección de análisis preliminar, será la forma de alimentación una vez construida la antena. La no inclusión del conector en este análisis fue debido a las demandas significativas de recursos computacionales que requeriría la función de optimización en ANSYS HFSS.

Una vez que se haya realizado la optimización, se procederá al análisis de cómo el comportamiento de la antena cambia al incorporar la nueva componente de alimentación a través del End Launch Connector. En la Figura 5.8 se ilustra como queda la placa haciendo uso del conector. Se denota el acoplamiento entre la microstrip y el pin exterior.



(a) Vista Superior. **(b)** Vista inferior.

Figura 5.8: Vista de PCB con END Launch Connector SMA.

Para llevar a cabo la simulación en ANSYS HFSS, se consideran los siguientes puntos clave:

- Tipo de puerto de excitación: Wave port por medio del End Launch.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Linea microstrip, plano inferior de la tierra y secciones con vías se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E.
- La linea microstrip se simula como un conductor perfecto (tipo pec).

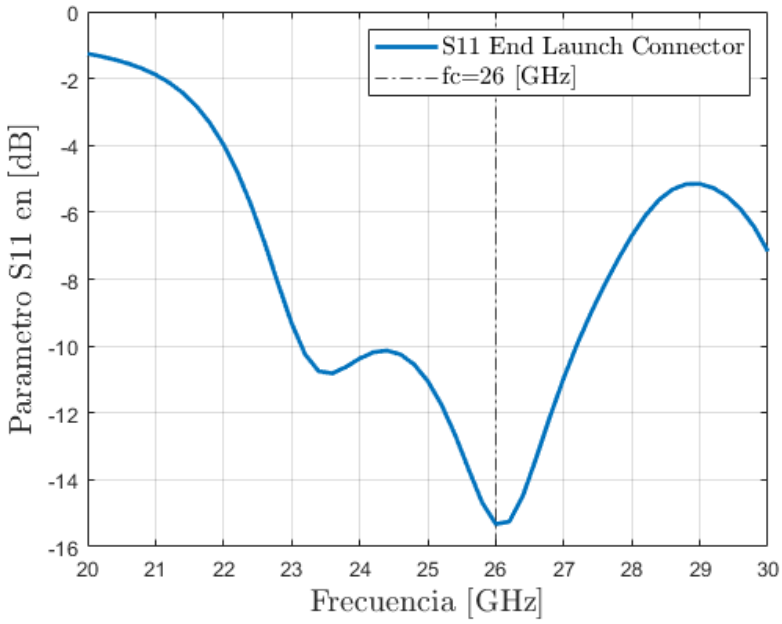
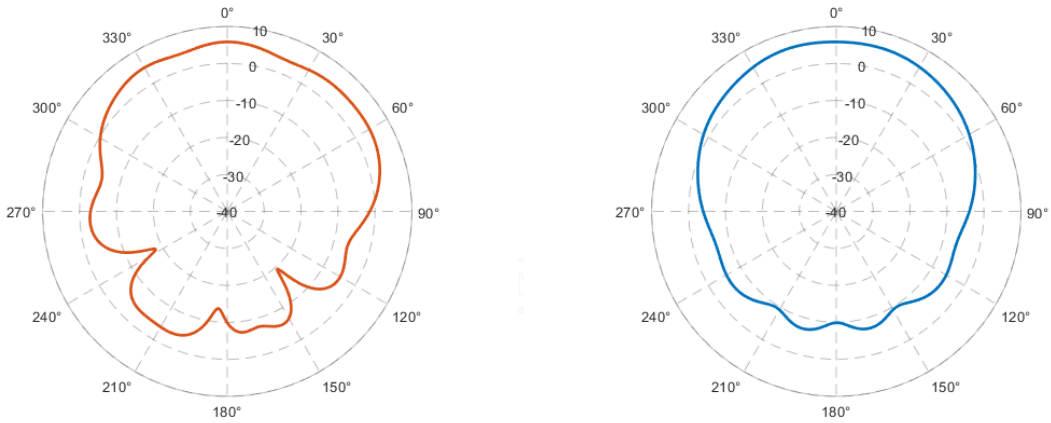


Figura 5.9: Coeficiente de reflexión CDRA con END Launch Connector SMA.

En la figura 5.9 se observa un aumento en el parámetro S_{11} a -15.32 [dB], lo que indica mayores pérdidas de retorno asociadas a la falta de adaptación de impedancias entre la línea de transmisión conectada a la entrada y el conector end launch. El ancho de banda (BW) se mantiene sin cambios.

La Figura 5.10 muestra el patrón de radiación actualizado, que aún conserva su naturaleza omnidireccional. Además, la Figura 5.11 ilustra que el máximo en $\theta = 0$ alcanza los 5.81 [dB], manteniendo un valor similar a la simulación anterior. El HPBW se reduce en 8° tomando ahora un valor de 102°.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX

Figura 5.10: Patrón de radiación CDRA usando End Launch Connector.

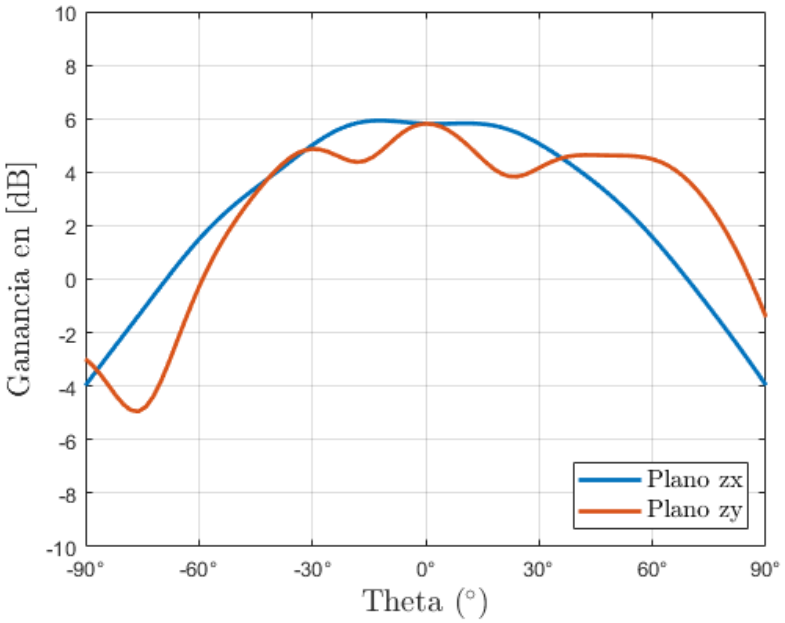


Figura 5.11: Patrón de radiación en coordenadas cartesianas usando End Launch Connector.

5.4. Construcción placa PCB CDRA

Después de verificar que la placa con la antena está completamente adaptada a los 26 [GHz] y presenta una ganancia superior a 5 [dB], se procede a crear los archivos en la plataforma EasyEDA para la construcción de la CDRA. La Figura 6.14 muestra los resultados de las PCBs diseñadas, con (a) y (b) representando los modelos de las capas y serigrafías, y (c) y (d) mostrando la vista de cómo quedará la placa una vez fabricada.

A pesar de que la idea inicial era fabricar una placa para la CDRA individual, seguida de la medición y validación del funcionamiento de la antena por sí misma, esta opción tuvo que ser descartada debido a restricciones presupuestarias. Como se observó en el análisis preliminar, el uso de sustratos como el RO4003 resulta en costos elevados tanto para la fabricación como para el envío.

No obstante, los archivos se mantienen disponibles en caso de que se requiera una futura implementación.

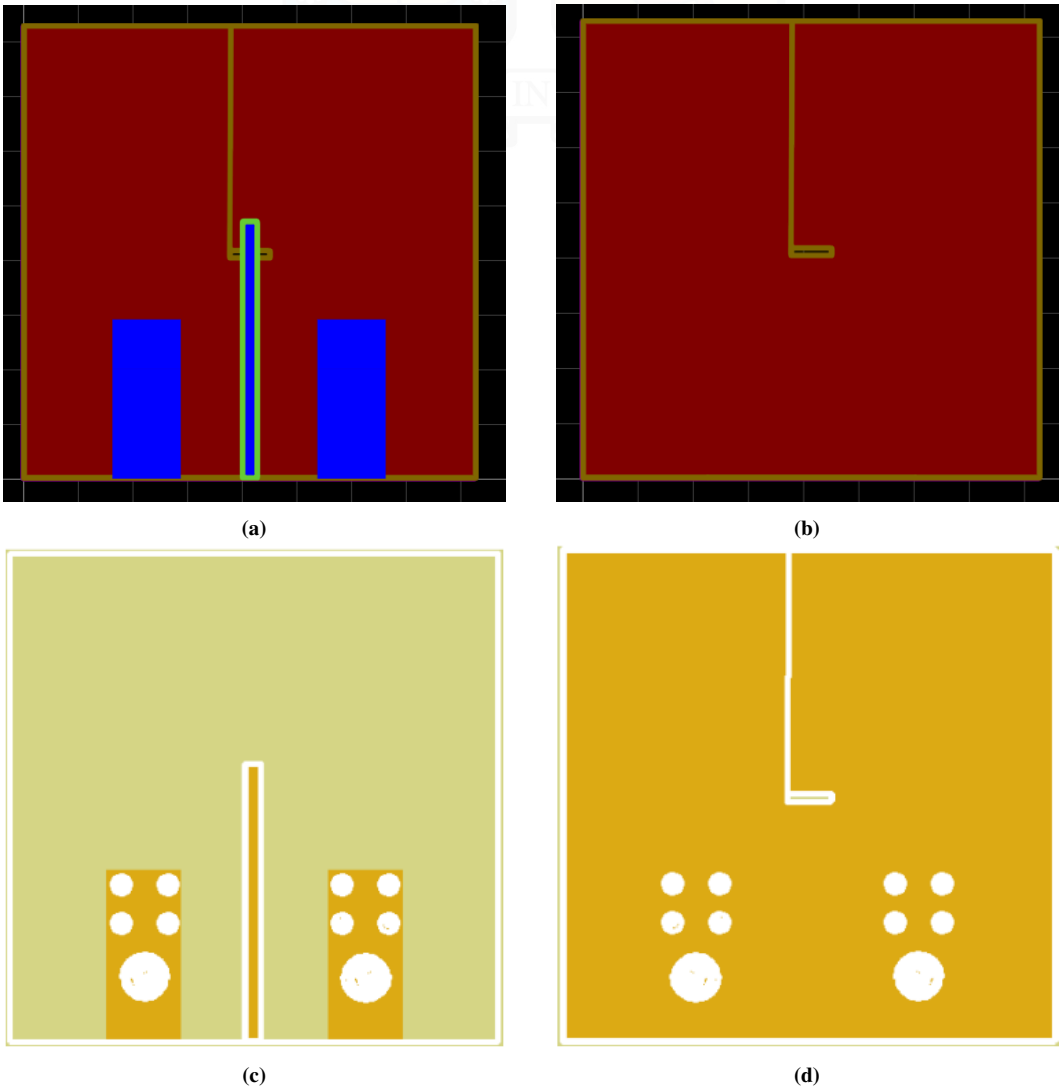


Figura 5.12: (a) y (b) Diseño final en EasyEda. (c) y (d) Vista de acabado final PCB.

5.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se presenta el diseño y simulación de la CDRA en la banda Ka. Se inicia con un resumen de los aspectos previamente definidos en capítulos anteriores, como el material dieléctrico de la antena y el sustrato a utilizar, así como la alimentación a través de acople de ranura. En base a estos materiales y la frecuencia de operación seleccionada, se determinan las dimensiones físicas de la CDRA. Se diseña la placa donde irá la antena y se concluye con la simulación de su parámetro S_{11} y el respectivo patrón de radiación en su forma cartesiana, junto con cortes en los planos ZX y ZY. Este análisis se lleva a cabo con el propósito de evaluar el comportamiento de la CDRA en relación con los materiales y la banda seleccionada, proporcionando una comparativa con los resultados que se presentarán en los próximos capítulos al implementar el arreglo.

Para el diseño de la CDRA, se utiliza una ecuación teórica presente en la literatura, modelando la frecuencia de resonancia en función del radio y la altura de la antena, así como de las permitividades relativas del material a usar. Aplicando esta fórmula, se obtiene un radio de 1 mm y una altura de 5 mm, cumpliendo con las restricciones de tamaño asociadas con aplicaciones en CubeSats.

Siguiendo las directrices de diseño proporcionadas por la literatura de referencia, se diseña la placa de alimentación de la antena, abordando tanto las dimensiones de la línea microstrip como la ranura. Tras completar el diseño, se procede a optimizar el modelo construido en Ansys HFSS, considerando parámetros como las pérdidas que no son contemplados en los valores teóricos.

La simulación, posterior a la optimización del modelo de la CDRA con la placa de alimentación, muestra un parámetro S_{11} totalmente adaptado a los 26 [GHz], así como una ganancia de 5.34 [dB] con un HPBW de 110°. Después de optimizar el modelo y obtener las primeras simulaciones, se integra el conector End Launch Connector SMA. A pesar de introducir pérdidas adicionales, este conector es crucial para la aplicación práctica de la antena y proporciona resultados más cercanos a la realidad. La simulación con este conector revela un incremento en S_{11}, pero mantiene su adaptación a los 26 [GHz], y el patrón de radiación se mantiene sin variaciones significativas.

En resumen, este capítulo permite analizar la viabilidad de aplicar las antenas en un arreglo para su uso en un CubeSat. Los resultados indican que una DRA en la banda Ka, con dimensiones del orden de los milímetros, proporciona un patrón con un alto HPBW y una excelente ganancia.

6 | Diseño, simulación e implementación de un arreglo de CDRAs

En este capítulo, se presenta la metodología empleada para desarrollar un arreglo de antenas conformado por antenas CDRAs idénticas a las diseñadas previamente en el capítulo anterior. El proceso comienza con la creación de un divisor de potencia que cumpla con los siguientes requisitos:

- El arreglo debe consistir de una entrada y cuatro salidas para mantener la simetría y minimizar el espacio a ocupar dentro del CubeSat.
- El área total de la placa debe ser menor a 10cm x 10cm.
- Las antenas deben tener un parámetro S11 cuya magnitud mínima esté centrada en 26 [GHz], y en dicho punto, la magnitud debe ser menor a -10 dB.

Después de determinar el diseño y los parámetros físicos del divisor de potencia, se procede a diseñar y simular en Ansys Hfss para optimizar las dimensiones y verificar su funcionamiento. Posteriormente, se implementan las CDRAs en el diseño, y se realizan simulaciones adicionales para verificar el patrón de radiación. Una vez confirmado su rendimiento, se procede a la construcción física del arreglo de antenas.

Finalmente, se llevan a cabo mediciones para evaluar el rendimiento y funcionamiento del arreglo fabricado.

6.1. Divisor de potencia 1:4

Se disponen de los siguientes valores para el diseño de un divisor de potencia utilizando líneas de transmisión microstrip y teniendo en cuenta el material RO4003:

- Impedancia del puerto de alimentación del arreglo: 50 [Ω].
- Permitividad del sustrato: ε_r = 3,55 .
- Ancho del sustrato: 0.508 [mm]
- Longitud de onda: λ = 6,12 [mm]

La estructura del divisor de potencia tipo T se describe en la sección del marco teórico, donde se establecen las relaciones entre las impedancias de sus diferentes secciones. Esta configuración consta de varias etapas con valores de impedancia distintos.

En la primera etapa, se encuentra una línea microstrip que se conecta directamente al puerto de alimentación, fijando su impedancia en 50 [Ω]. Posteriormente, esta línea se divide en dos secciones. Según la ecuación 2.19, para lograr una división equitativa entre ambas secciones (k=0.5), la impedancia de cada una de ellas debe ser de 100 [Ω].

Para alcanzar la relación de división deseada de una entrada a cuatro salidas, las dos secciones mencionadas previamente se someten a un nuevo proceso de división. Esto implica el uso de un transformador de impedancia QWT

para restaurar la impedancia de 50 [Ω], considerando que realizar la división a partir de una impedancia de 100 [Ω] resultaría en líneas microstrip excesivamente delgadas en términos de ancho. La impedancia de este nuevo transformador viene dado por $Z_T = \sqrt{2}Z_o = 70{,}71[\Omega]$.

Luego de realizar la transformación y la división se obtienen cuatro salidas de 100 [Ω], sin embargo, debido a que las antenas han sido diseñadas para resonar con una línea microstrip de 50 [Ω], se requiere la utilización de un transformador de impedancia QWT adicional para adecuar nuevamente la impedancia de salida a 50 [Ω].

La Figura 6.1 presenta el diseño elegido para el divisor de potencia, el cual se creó teniendo en cuenta la disposición equidistante de las antenas entre sí, así como su ubicación equidistante con respecto a los bordes de la placa. Estas consideraciones se tienen en cuenta para evitar cualquier degradación en el patrón de radiación debido a posibles problemas relacionados con las distancias entre elementos.

Las líneas microstrip presentan cortes diagonales al cambiar de orientación. Estos cortes se incluyen debido a consideraciones de diseño. Su propósito es guiar de manera más eficiente la potencia transmitida y evitar posibles reflexiones entre las paredes de las microstrip.

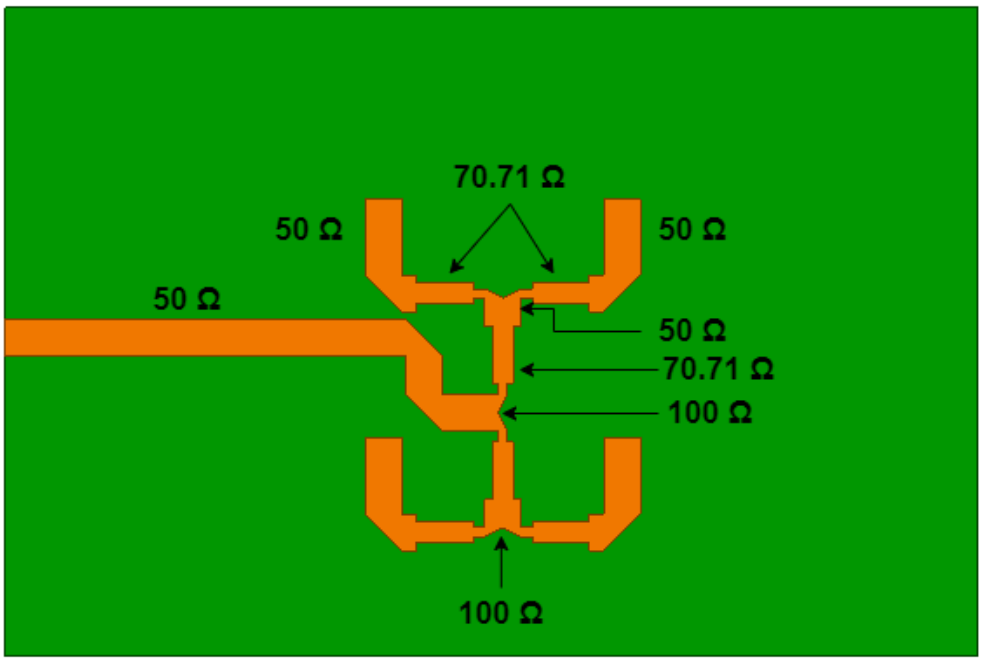


Figura 6.1: Divisor de potencia propuesto.

A continuación se presentan las dimensiones de las longitudes de las microstrip. La línea de 100 [Ω] con la sección triangular extraída se trata como una entidad única. Los dobleces de la línea principal tienen las mismas dimensiones.

Dimensiones físicas	**Valor Propuesto en [mm]**
Largo línea principal de 50 [Ω]	12.3316
Doblez línea principal de 50 [Ω]	2.6555
Largo línea de 100 [Ω]	1.8080
Largo línea QWT de 70.71 [Ω]	1.7678
Largo salidas divisor 1 a 2 de 50 [Ω]	0.8649
Largo salidas divisor 1 a 4 de 50 [Ω]	3.4599

Tabla 6.1: Largos de las microstrip del divisor 1 a 4.

El largo de las microstrip se mantiene constante de acuerdo al diseño propuesto, lo que resulta en una placa de sustrato con dimensiones de 20 x 30 [mm]. Sin embargo, los anchos de las microstrip se optimizan mediante el algoritmo del Gradiente de Ansys Hfss, con el objetivo de lograr la adaptación del parámetro S_{11} a la frecuencia de 26 [GHz].

La simulación en Ansys Hfss consideró las siguientes especificaciones

- Tipo de puerto de excitación: Lumped Port.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Linea microstrip y plano inferior de la tierra se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E .
- La linea microstrip y plano tierra se simula como un conductor perfecto (tipo pec).

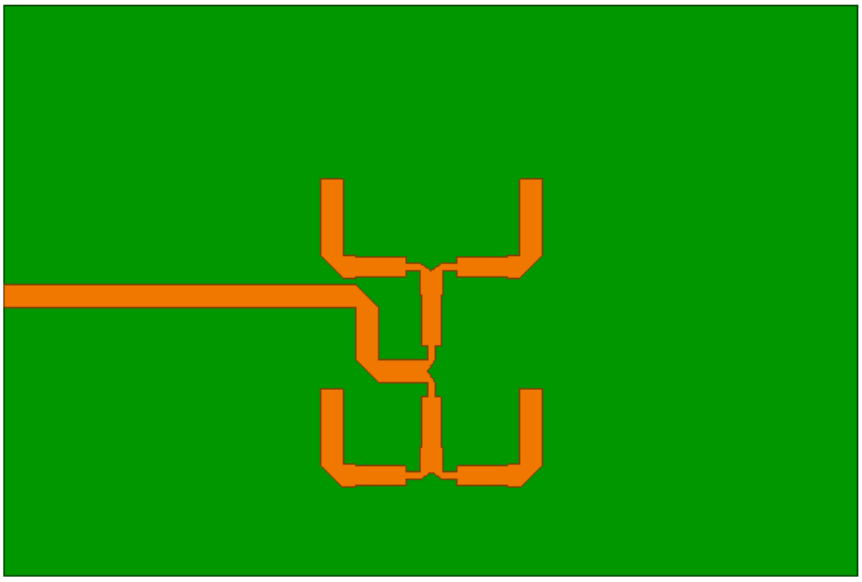


Figura 6.2: Divisor de potencia con dimensiones optimizadas.

La Figura 6.2 muestra el diseño definitivo del arreglo con las dimensiones optimizadas. Estas dimensiones optimizadas se detallan en la siguiente tabla, junto con las dimensiones teóricas obtenidas utilizando las ecuaciones proporcionadas en el marco teórico. Es importante mencionar nuevamente que estas ecuaciones, en frecuencias elevadas, solo sirven como punto de partida en el proceso de diseño.

Dimensiones físicas	**Valor Teórico en [mm]**	**Valor Optimizado en [mm]**
Ancho línea 50 [Ω]	1.1363	0.8044
Ancho línea 100 [Ω]	0.2870	0.2680
Ancho línea QWT 70.71[Ω]	0.6199	0.6941
Ancho sustrato	20	20
Largo sustrato	30	30

Tabla 6.2: Dimensiones finales para la placa PCB del arreglo.

Para los resultados simulados, se utiliza la numeración indicada en la Figura 6.3 para los cuatro puertos del divisor. Además, se considera que las salidas del divisor 1 a 2, compuestas por los dos primeros brazos, tienen dos salidas denominadas como a y b.

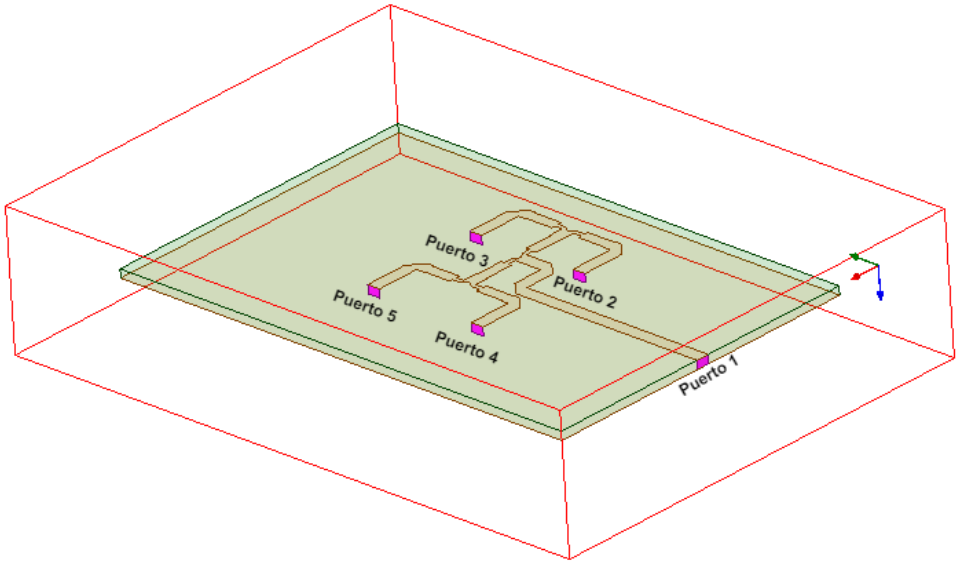


Figura 6.3: Definición de puertos en divisor de potencia.

Antes de verificar los resultados del divisor completo, se verifica la potencia en los puertos a y b, correspondientes a los dos primeros brazos. En la Figura 6.4, se puede observar que el parámetro S_{11} es inferior a -10 dB a 26 GHz, y que además la potencia obtenida en las salidas es menor que la ideal teórica de -3 [dB]. Esto se debe principalmente a que la simulación considera las pérdidas producidas por el sustrato. A pesar de esto, la potencia obtenida se encuentra dentro de los rangos aceptables.

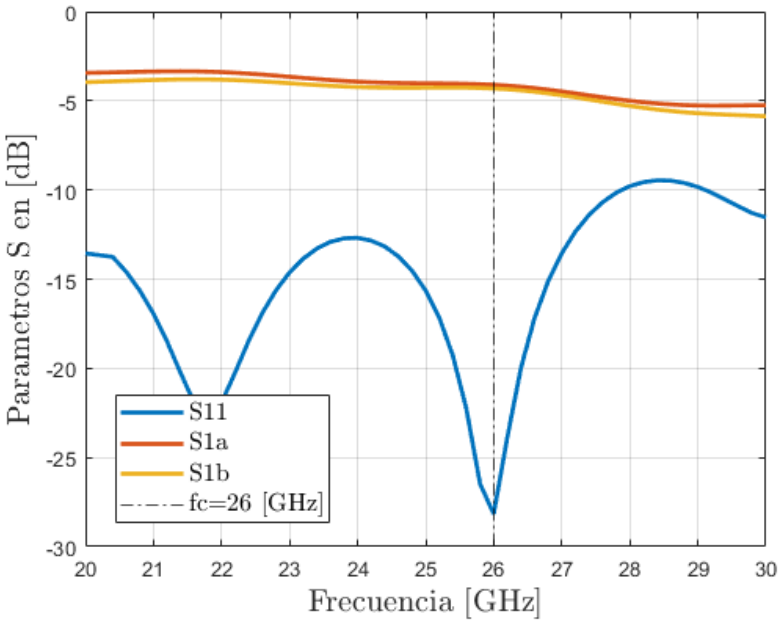


Figura 6.4: Parámetros S divisor de potencia 1:2

Parámetro	Magnitud [dB]
S_{11}	-28.16
S_{1a}	-4.10
S_{1b}	-4.30

Tabla 6.3: Resultados parámetros S del divisor de potencia 1:2.

La Figura 6.5 presenta las simulaciones obtenidas para los parámetros del divisor considerando los cuatros puertos. Se confirma la adaptación de impedancia a 26 GHz con un S_{11} inferior a -10 dB. Sin embargo, al igual que en el caso anterior, el divisor de potencia no alcanza su valor ideal de -6 dB debido a las pérdidas producidas por el sustrato y a que un divisor de potencia ideal solo es posible en la teoría ya que esta supone una distribución equitativa entre los puertos. Además, el puerto 4 presenta menores pérdidas en comparación con los otros tres puertos, lo cual podría deberse a su cercanía al doblez de la línea principal.

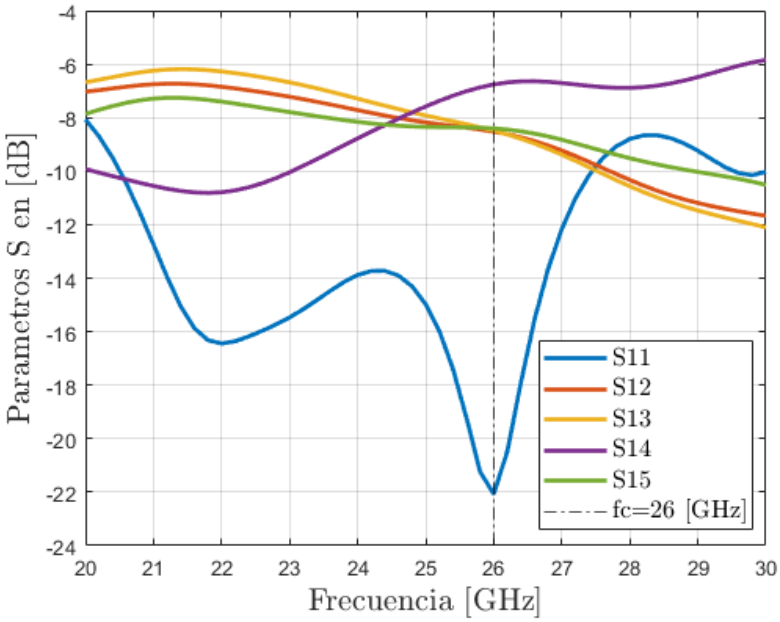


Figura 6.5: Parámetros S divisor de potencia 1:4

Parámetro	Magnitud [dB]
S_{11}	-22.06
S_{12}	-8.52
S_{13}	-8.48
S_{14}	-6.75
S_{15}	-8.40

Tabla 6.4: Resultados parámetros S del divisor de potencia 1:4.

6.2. Arreglo de CDRAs

Luego de comprobar el funcionamiento del divisor de potencia se procede a incorporar las ranuras para las CDRAs, así como la sección s que se incorporó en el diseño de la sección 5.1, el cual se usaba para mejorar el rendimiento de la ranura misma.

La Figura 6.6 muestra el diseño del arreglo que incluye las antenas, las ranuras y la sección s. Las dimensiones de estos nuevos agregados se optimizaron utilizando el algoritmo del gradiente, excepto para las antenas que se mantienen sin cambios. En la tabla 6.5 se presentan los valores correspondientes.

Dimensiones físicas	Valor Teórico en [mm]	Valor Optimizado en [mm]
Largo ranura l_s	1.7732	1.7840
Ancho ranura w_s	0.3546	0.4648
Largo sección s	1.5310	1.4

Tabla 6.5: Dimensiones de los últimos elementos del arreglo.

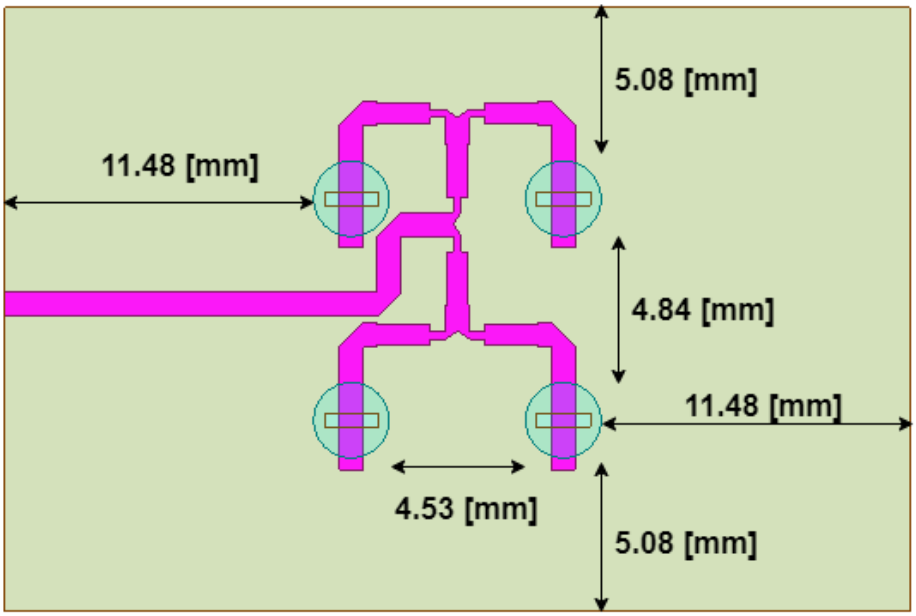


Figura 6.6: Arreglo con CDRAs y ranuras.

Como se puede apreciar en la Figura 6.6, las antenas CDRAs se encuentran posicionadas de manera equidistante entre los bordes del sustrato, manteniendo una distancia uniforme entre ellas lo que va otorgar un patrón de radiación eficiente al tener elementos que irradian de forma similar en cada dirección.

Al analizar la longitud de onda del sustrato, que se calcula como $\lambda_s = c/(26 \cdot 10^9 \sqrt{3{,}55}) = 6{,}13$ [mm], se verifica que las antenas están dispuestas a una distancia inferior a λ_s, pero mayor que $\lambda_s/2$.

Una vez optimizadas todas las dimensiones físicas y verificada la distancia entre las antenas, se procede a realizar la simulación del arreglo. Las mismas condiciones de simulación utilizadas previamente en el análisis del divisor son aplicadas aquí, además de asignar un material con $\varepsilon_r = 10$ a las antenas CDRAs.

Los resultados de la simulación muestran el parámetro S_{11}, el cual alcanza un valor mínimo de -47.11 [dB] a una frecuencia de 26 [GHz]. El ancho de banda obtenido es de $\Delta f = 2{,}2$ [GHz], lo que equivale a un ancho de banda del 8.46 %. Este comportamiento se ilustra en la Figura 6.7.

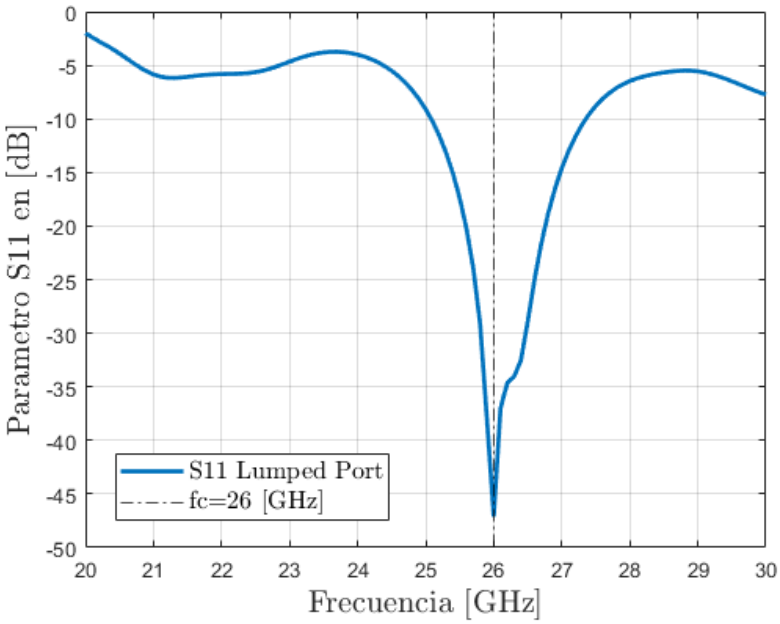
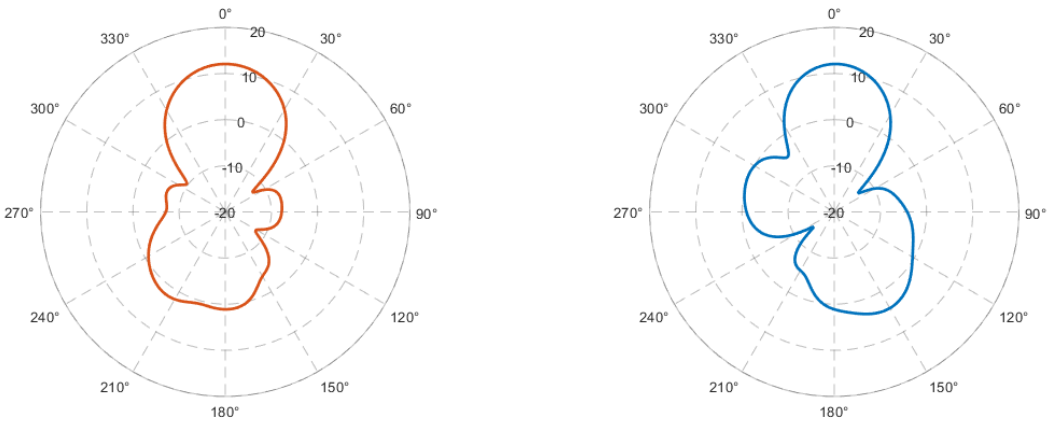


Figura 6.7: Parámetro S_{11} del arreglo de CDRAs con Lumped Port.

Adicionalmente, se ha obtenido el patrón de radiación correspondiente. En la Figura 6.8 se puede observar que este patrón de radiación exhibe un comportamiento direccional, con un máximo en la dirección de 0°. La Figura 6.9 muestra que este máximo alcanza un valor de 12.06 [dB], mientras que el ancho de banda de media potencia (HPBW) es de 36°.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX

Figura 6.8: Patrón de radiación arreglo de CDRAs.

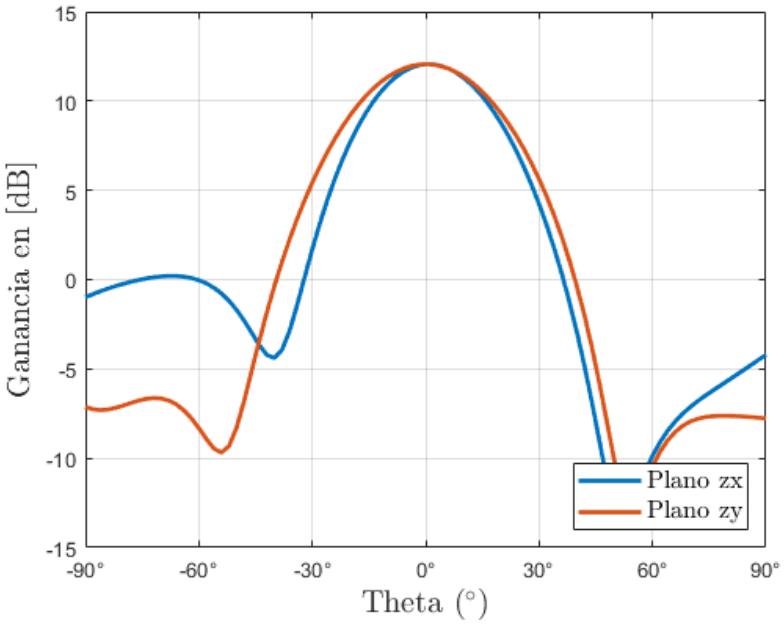
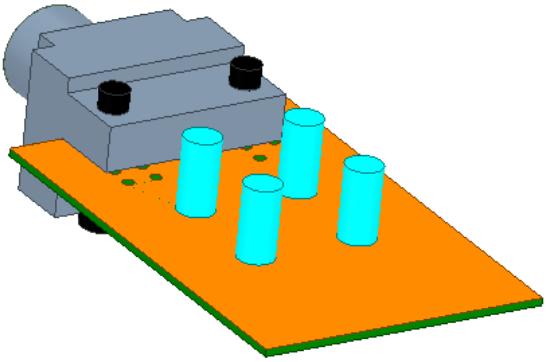
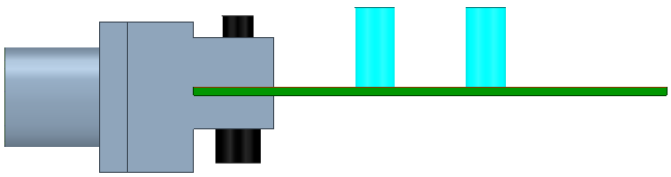


Figura 6.9: Ganancia del arreglo de CDRAs con Lumped Port.

De manera similar a la sección de diseño y simulación de una CDRA unitaria, después de verificar el correcto funcionamiento del arreglo en términos de adaptación de impedancia y radiación hacia el espacio, se procede a realizar una simulación con el conector End Launch. El objetivo es analizar el comportamiento real que se obtendrá al implementar el arreglo en esta configuración. Las Figuras 6.10 ilustran cómo queda el modelo con este nuevo componente, así como la incorporación de las vías en el sustrato y en la placa de tierra.



(a)



(b)

Figura 6.10: (a) Vista isométrica del arreglo. (b) Vista lateral del arreglo.

Para llevar a cabo la simulación en ANSYS HFSS, se consideran los siguientes puntos clave:

- Tipo de puerto de excitación: Wave port por medio del End Launch.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Linea microstrip, plano inferior de la tierra y secciones con vías se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E.
- La linea microstrip se simula como un conductor perfecto (tipo pec).

La gráfica del parámetro S_{11} permite verificar la adaptación a la frecuencia de 26 [GHz], mostrando un mínimo de -25.88 [dB], un ancho de banda Δf = 2,4, y un ancho de banda relativo (BW) del 9.23 % esto ilustra un incremento de las perdidas por desadptación al igual que sucedió al incorporar el conector en la CDRA unitaria. Sin embargo el S_{11} se mantiene por debajo de los -10 [dB].

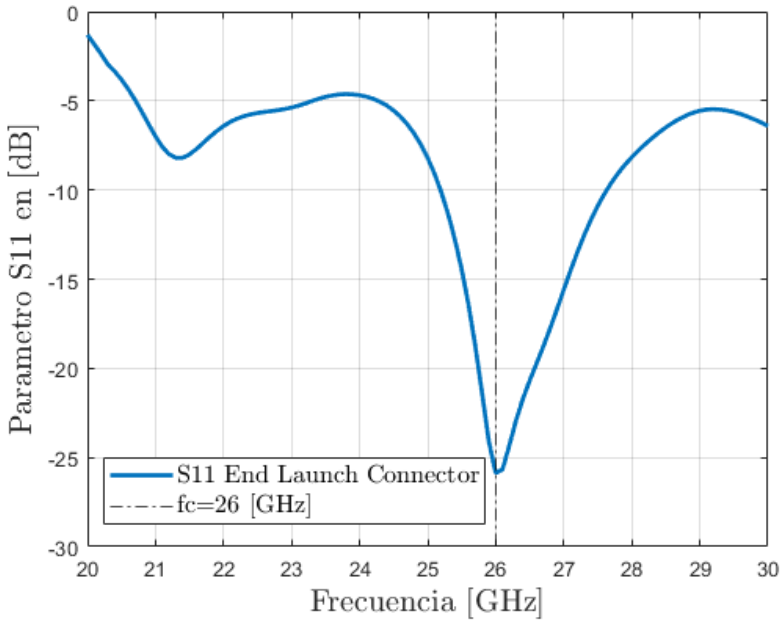
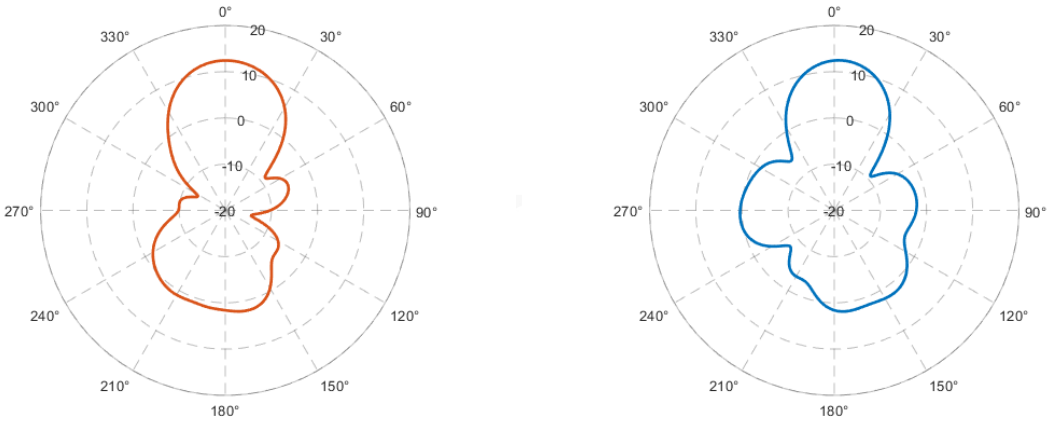


Figura 6.11: Parámetro S_{11} del arreglo de CDRAs con End Launch connector.

El patrón de radiación continúa mostrando un comportamiento directivo, como se observa en la Figura 6.12, con un máximo de ganancia de 12.47[dB] en la dirección de 0°, y un HPBW de 31°, como se muestra en la Figura 6.13.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX

Figura 6.12: Patrón de radiación arreglo de CDRAs con End Launch Connector.

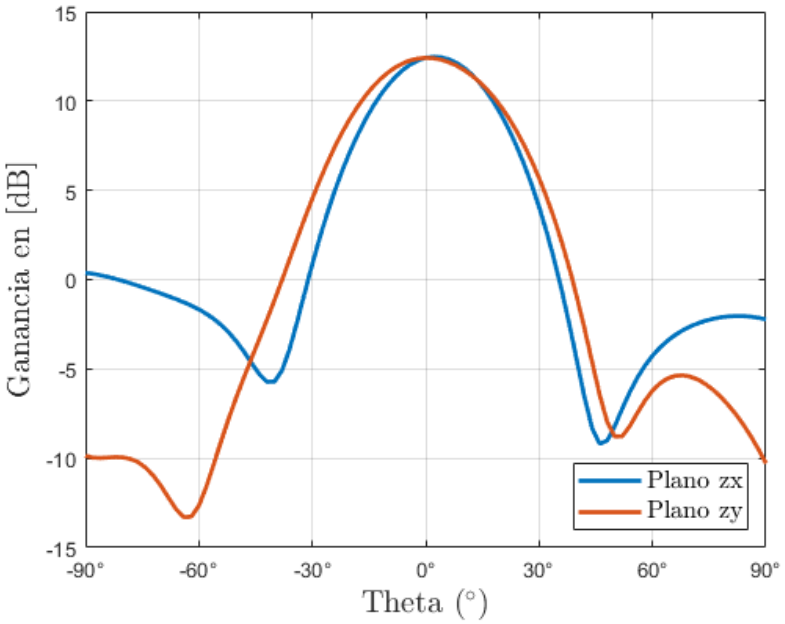


Figura 6.13: Ganancia del arreglo de CDRAs con End Launch Connector.

6.3. Comparación de los datos obtenidos

A continuación, se presenta un resumen de los principales datos obtenidos durante la simulación de la CDRA unitaria y el arreglo de CDRAs, tanto con el modelo con Lumped Port (LP) como con el del conector final a utilizar (EL). El objetivo de esta comparación es verificar si se logra cumplir con el propósito general que es aumentar la ganancia y la directividad al implementar un arreglo. Los datos resumidos incluyen los valores de adaptación de impedancia (S_{11}), ancho de banda (Δf), ancho de banda (BW), patrón de radiación y HPBW.

Parámetro	**CDRA LP**	**CDRA EL**	**Arreglo LP**	**Arreglo EL**
S_{11} en [dB]	-34.73	-15.32	-47.11	-25.88
Δf en [GHz]	2	2	2.2	2.4
BW en %	7.69	7.69	8.46	9.23
Ganancia máx. en [dB]	5.34	5.81	12.06	12.47
HPBW en [°]	110	102	36	31

Tabla 6.6: Resumen de los principales valores obtenidos.

Se observa que la adición del conector End Launch conlleva un aumento en la ganancia, aunque este incremento es mínimo, aproximadamente de 0.5 dB. Las pérdidas debidas a la desadaptación también aumentan al introducir el conector, aunque este incremento no es significativo, ya que en ambos casos el sistema sigue manteniendo valores por debajo de -10 dB.

El ancho de banda en frecuencia se mantiene constante al pasar de una CDRA unitaria a un arreglo. La adición del conector tampoco tiene un impacto significativo en este aspecto.

Es importante señalar que la ganancia total del arreglo experimenta un incremento de alrededor de 6 dB. Esto significa que la potencia irradiada por una única antena se cuadriplica al formar el arreglo de cuatro antenas. Además, se puede apreciar que el patrón de radiación se vuelve más direccional, como se evidencia en el HPBW, que se reduce en aproximadamente 70°. Estos resultados demuestran cómo el arreglo de antenas contribuye a un aumento en la ganancia y a una mayor directividad del patrón de radiación, y que además el conector a usar no afecta en gran medida a los resultados simulados considerando una alimentación ideal.

6.4. Construcción

En esta sección se proporciona un detalle del proceso de construcción de la placa PCB y las antenas CDRAs. Se verifica la precisión de sus dimensiones físicas y se analiza cualquier desviación con respecto a las simulaciones previas.

6.4.1. Construcción placa PCB del arreglo

La placa se ha diseñado utilizando la plataforma EasyEda, considerando meticulosamente todas las dimensiones físicas del divisor de potencia. En la Figura 6.14 (a) y (b) se presenta el diseño de la placa en esta plataforma. La capa de color rojo representa la capa superior de la PCB, mientras que la capa de color azul corresponde a la capa inferior. Las líneas de color amarillo indican la serigrafía que se aplicará a la placa. En (c) y (d), se proporciona un modelo que muestra la disposición final de la placa una vez construida, resaltando las ubicaciones de las vías y los espacios para los tornillos del conector.

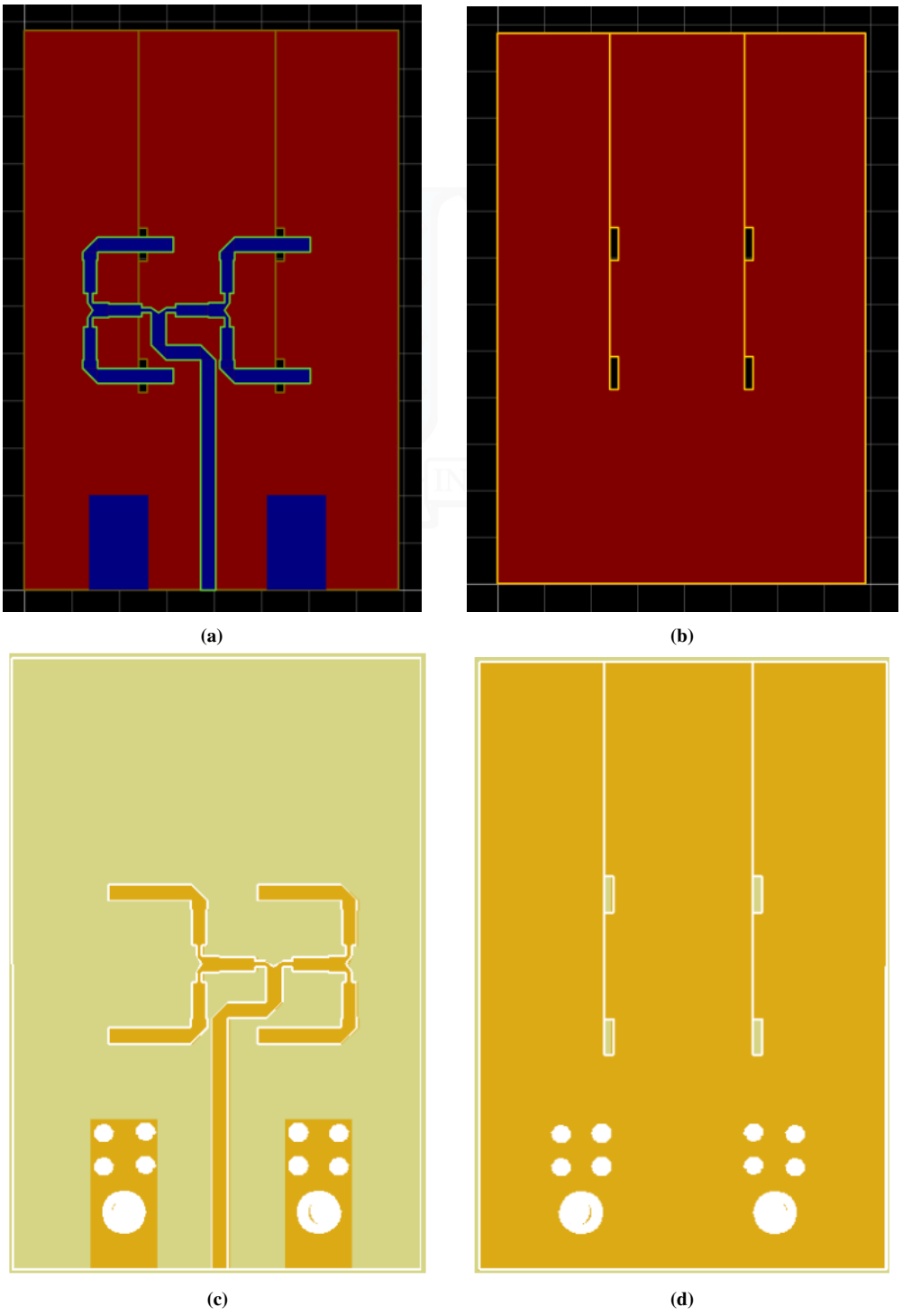
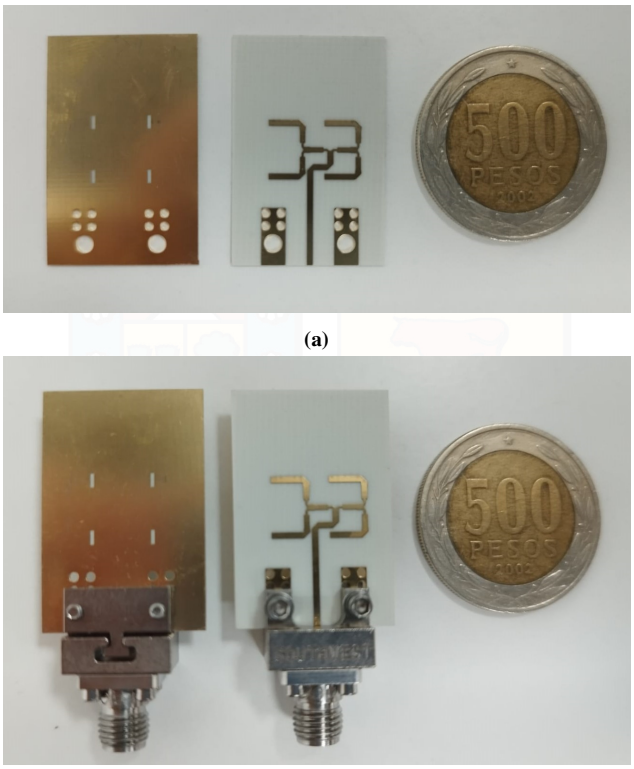


Figura 6.14: (a) y (b) Diseño final en EasyEda. (c) y (d) Vista de acabado final PCB.

Después de validar y verificar el diseño del modelo, se ha iniciado el proceso de fabricación de la placa a través del servicio de PCBWAY. Para esta construcción, se ha seleccionado el sustrato RO4003 con un ancho de 0.508 [mm] y se han utilizado líneas microstrip recubiertas con una capa de oro.



(a)

(b)

Figura 6.15: (a) Placa fabricada . (b) Placa final con conector End Launch.

Se ha empleado un microscopio digital en el proceso de verificación de las dimensiones físicas de la microstrip. La Figura 6.16 muestra el microscopio utilizado para estas mediciones. Mediante este dispositivo, se ha capturado una imagen completa del arreglo y se ha utilizado una regla virtual para medir de manera aproximada el ancho de las líneas y la longitud del transformador QWT.

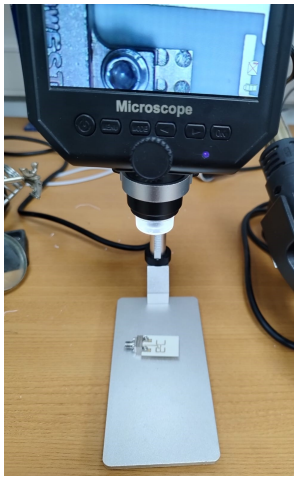


Figura 6.16: Medición de las dimensiones físicas de la microstrip.

En la tabla 6.7 se adjunta una comparación de los valores, así como del error obtenido. Se nota que ninguna medición supera el 5 % de error.

Dimensiones físicas	Valor Simulación en [mm]	Valor Medido en [mm]	Error medición en %
Ancho QWT	0.6941	0.7096	2.23
Largo QWT	1.7678	1.7523	0.87
Ancho Linea 50 [Ω]	0.8044	0.8109	0.80
Ancho Linea 100 [Ω]	0.2680	0.2796	4.32
Ancho ranura w_s	0.4648	0.4489	3.42
Linea ranura L_s	1.7840	1.7957	0.66

Tabla 6.7: Dimensiones de la PCB fabricada.

En la Figura 6.17 se presenta la disposición del pin en relación a la línea principal de 50 [Ω]. Se puede observar que no existe un contacto directo entre la línea y la caja del conector. Esta característica es fundamental, ya que la ausencia de contacto previene la ocurrencia de un cortocircuito al alimentar el arreglo. Además, se ha confirmado la continuidad entre las líneas microstrip mediante el uso de un multímetro, así como también entre el pin del conector y el arreglo. Cabe destacar que el pin no se encuentra perfectamente centrado en su posición.



(a) Vista frontal. **(b)** Vista por arriba.

Figura 6.17: Comprobación del pin de alimentación.

6.4.2. Construcción antenas CDRAs

El modelo de la antena CDRA diseñada en ANSYS HFSS se exporta en el formato .obj. Luego, utilizando la plataforma de modelado 3D Tinkercad, se convierte este modelo al formato STL. Esta conversión es necesaria para poder abrirlo en el software Ultimaker Cura, como se ilustra en la Figura 6.18. Aquí se denota en color rojo la capa exterior y en verde las capas interiores.

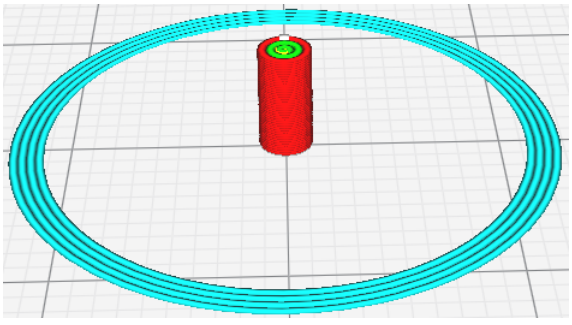


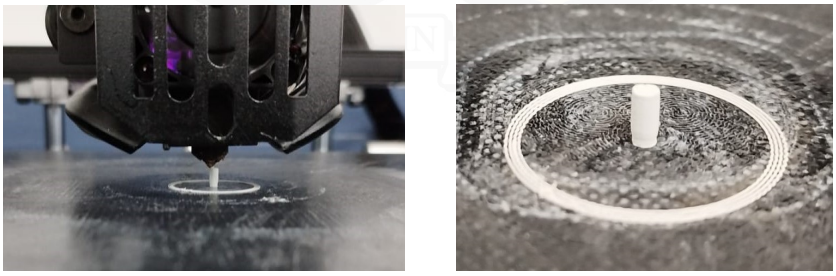
Figura 6.18: Visualización de modelo 3D CDRA.

Para la fabricación de la antena, se emplea la misma configuración de impresión que se utilizó en la caracterización del material dieléctrico. Esta elección se basa en la comprobación previa de que dicha configuración permite obtener un valor similar de ε_r al que se requiere para la antena.

Configuración Cura	CDRA
Altura de capa	0.12 [mm]
Grosor de la pared	1.6 [mm]
Densidad de relleno	100 %
Patrón de relleno	Lineas
Temperatura de impresión	240 [°]
Temperatura de la cama	80 [°]
Flujo del material	100 %

Tabla 6.8: Configuración Cura para imprimir CDRAs.

La impresión se realiza utilizando una impresora Ender 5 S1 Creality con una boquilla de 0.4 [mm]. En la Figura 7.11 se ilustra el procedimiento.



(a) **(b)**

Figura 6.19: (a) Construcción CDRA . (b) CDRA terminada.

Después de la impresión, se utiliza un pie de metro digital para verificar las dimensiones finales, como se muestra en la Figura 6.20.

En la tabla 6.9 se adjuntan los resultados obtenidos y su respectivo error.



(a) **(b)**

Figura 6.20: (a) Diámetro de CDRA . (b) Altura de CDRA.

Dimensiones físicas	Valor Simulación en [mm]	Valor Medido en [mm]	Error medición en %
Radio CDRA	2.5	2.49	0.4
Altura CDRA	5	5.01	0.2

Tabla 6.9: Dimensiones de la CDRA fabricada.

El diámetro presenta un error del 0.4 %, mientras que la altura tiene un error del 0.2 %. Estos resultados son más que aceptables, considerando que se trabaja con unidades de medida tan pequeñas y el uso del material ABS. Dichos errores se deben a las variaciones dimensionales que el ABS experimenta con los cambios de temperatura. Además, la precisión de la impresora se ve limitada por una boquilla de 0.4 [mm], y la calibración de la máquina influye en la calidad final del modelo.

6.5. Medición del parámetro S_{11}

La validación del correcto funcionamiento del arreglo de antenas se llevará a cabo mediante la medición de sus parámetros S. Para esta tarea, se utilizará un VNA Anritsu ShockLine MS4622b (Figura 6.21). Como primer paso, se procederá a la calibración del equipo y los cables empleados para las mediciones dentro de la banda de frecuencia entre 23 y 29 GHz . En la Figura 6.22 se muestra el parámetro S_{11} calibrado en la banda de frecuencia de interés. Se selecciona esta banda para tener una resolución mayor de las perdidas producidas por la desadaptación de impedancia.

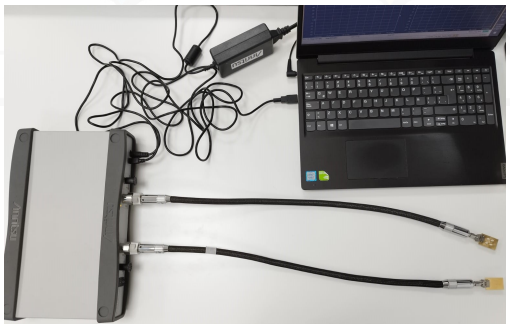


Figura 6.21: Setup utilizado para medir parámetros S.

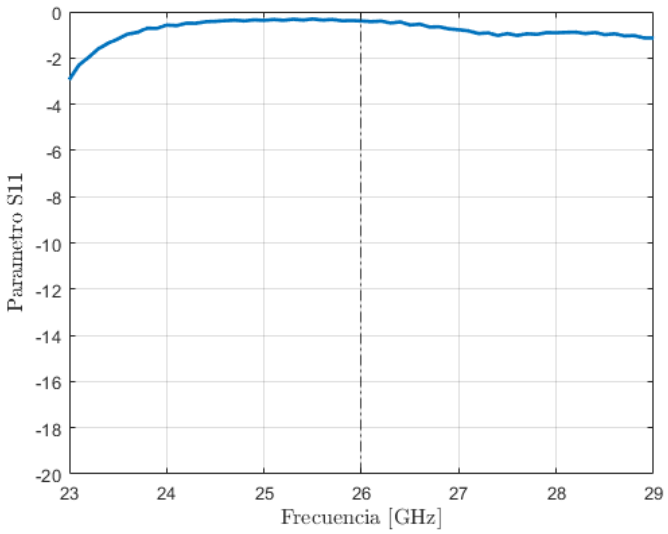


Figura 6.22: Parámetro S_{11} calibrado.

Luego de tener calibrado el equipo se procede a comprobar el S_{11} del divisor de potencia por si sola y con las antenas CDRAs incorporadas.

En la Figura 6.23 se ilustra una comparación entre el parámetro S_{11} simulado y el medido. Se denota que la

frecuencia de resonancia se desplazo hacia los 26.5 [GHz] con un mínimo de -17.078 [dB], un Δf= 0.6 [GHz] y un ancho de banda del 2.3 %

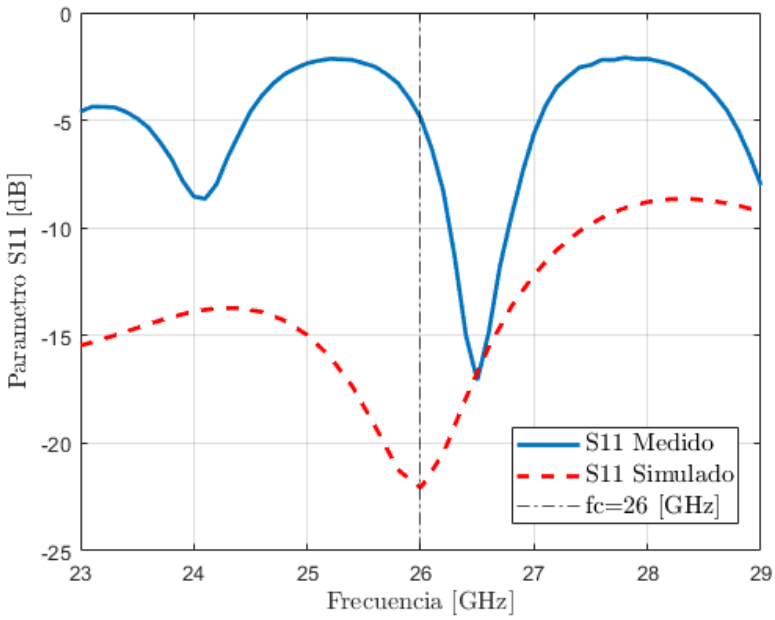
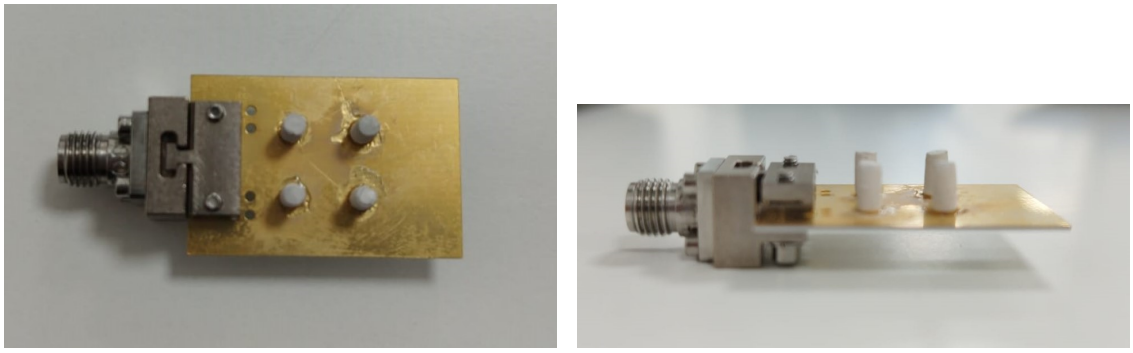


Figura 6.23: Parámetro S_{11} medido del divisor de potencia.

Si bien el divisor de potencia no se encuentra resonando en la frecuencia de intereses, si se encuntra cerca por lo cual se procede con las mediciones. Tras la fabricación de las cuatro antenas CDRAs, se procede a ensamblarlas con la placa fabricada, dando lugar al arreglo de CDRAs que se muestra en las Figuras 6.24



(a) Vista desde arriba. **(b)** Vista lateral.

Figura 6.24: Arreglo fabricado junto con las CDRAs impresas.

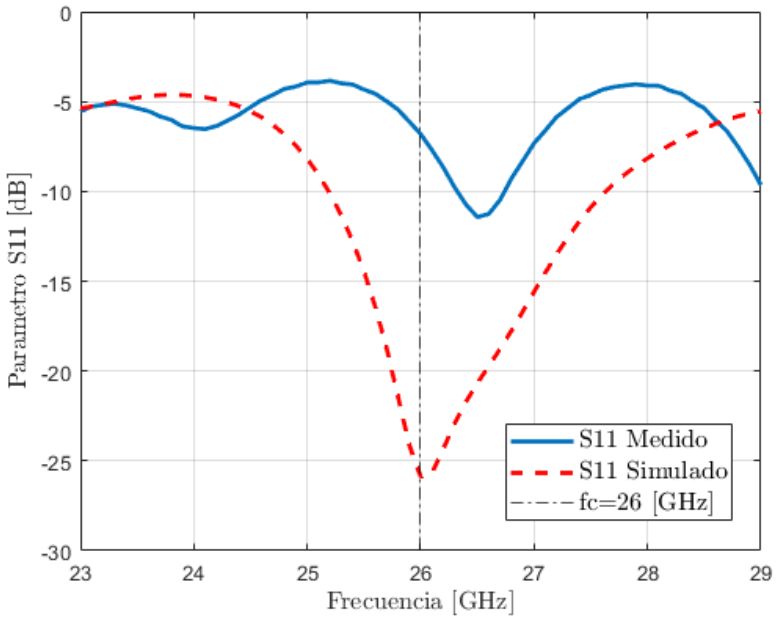


Figura 6.25: Parámetro S_{11} medido del arreglo de CDRAs.

Al igual que en la medición del divisor de potencia el arreglo también resuena a los 26.5 [GHz] con un mínimo de -11.43 [dB] con Δf=0.5 [GHz] y un BW=1.92 [%]

La Tabla 6.10 presenta una comparación entre los valores medidos y simulados del parámetro S_{11}. La discrepancia en la frecuencia de resonancia puede atribuirse a los posibles errores de fabricación en la microstrip y las CDRAs. Dado que se trabaja con dimensiones del orden de los milímetros, incluso pequeños cambios pueden impactar significativamente. La desviación podría también ser causada por la falta de centrado exacto del pin del conector.

Las pérdidas observadas pueden estar vinculadas a que la simulación asumió que las líneas microstrip y el conector eran conductores ideales, mientras que en la realidad estas partes podrían haber presentado pérdidas. Además, dadas las dimensiones extremadamente finas de las líneas microstrip, cualquier rasguño o daño podría haber aumentado las pérdidas.

Parámetro	**Arreglo simulado**	**Arreglo fabricado**
S_{11} en [dB]	-25.88	-11.43
Δf en [GHz]	2.4	0.5
BW en %	9.23	1.88

Tabla 6.10: Comparación parametro S_{11} medido

6.6. Medición de Ganancia Máxima

Método de las 3 Antenas

En un inicio, se había planeado emplear una cámara anecoica para verificar la ganancia del arreglo fabricado. Sin embargo, dado que ni la cámara anecoica de la Universidad Técnica Federico Santa María ni la del Laboratorio de Antenas de la EIE PUCV son compatibles con frecuencias por encima de la banda Ka, se ha buscado una alternativa para confirmar la correcta radiación de la antena.

En este contexto, se propone la utilización del método de medición conocido como el "método de las 3 antenas" [12]. Este método se basa en la ecuación de transmisión de Friis, que fue presentada en el marco teórico (ecuación 2.14). Dicha ecuación establece que, para un sistema de dos antenas, la potencia recibida por una antena se encuentra definida por la siguiente relación:

$$P_r = P_t G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{6.1}$$

Donde P_r es la potencia recibida, P_t es la potencia transmitida, G_r es la ganancia de potencia de la antena receptora y G_t es la ganancia de potencia de la antena transmisora.

Esta fórmula opera bajo la suposición de que las antenas están adecuadamente polarizadas y que la distancia R es mucho mayor que la longitud de onda λ, cumpliendo así la condición de campo lejano.

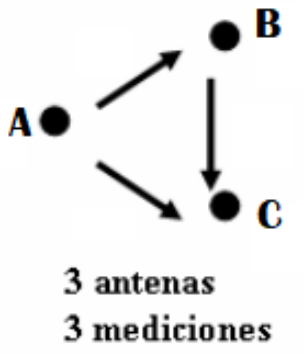


Figura 6.26: Medición de antenas.

El procedimiento del método de las tres antenas implica la realización de tres conjuntos de mediciones, abarcando todas las posibles combinaciones de antenas (Figura 6.26). A partir de estas mediciones, se derivan las siguientes ecuaciones:

$$(G_A)_{dB} + (G_B)_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) - 10\log\left(\frac{P_t}{P_r}\right)_{AB}$$

$$(G_A)_{dB} + (G_C)_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) - 10\log\left(\frac{P_t}{P_r}\right)_{AC}$$

$$(G_B)_{dB} + (G_C)_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) - 10\log\left(\frac{P_t}{P_r}\right)_{BC}$$

Estas ecuaciones representan las mediciones entre la antena A y la antena B, la antena A y la antena C, y la antena B y la antena C, respectivamente. Al contar con tres mediciones y tres incógnitas, se plantea un sistema de ecuaciones simultáneas que se puede resolver para obtener el valor de una ganancia en función de las otras dos.

Además, el parámetro de dispersión S_{12} se relaciona con las potencias P_r y P_t por medio de la siguiente expresión:

$$S_{12} = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \Longrightarrow S_{12}\,[\text{dB}] = 10\log\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \tag{6.2}$$

De esta manera, es posible aplicar el método al utilizar un VNA para medir los parámetros S de cada enlace.

Para simplificar el procedimiento, se puede utilizar dos antenas idénticas, lo que reduce el sistema de tres ecuaciones a solo dos:

$$(G_A)_{dB} + (G_B)_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + S_{12AB}$$

$$(G_B)_{dB} + (G_B)_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + S_{12BB}$$

Si las mediciones se realizan a la misma frecuencia y a una misma distancia R, al restar ambas ecuaciones, se obtiene la siguiente relación, lo cual se empleará para medir la ganancia del arreglo de CDRAs:

$$(G_A)_{dB} = (G_B)_{dB} + S_{12AB} - S_{12BB} \tag{6.3}$$

Es relevante mencionar que la ecuación 6.3 requiere el conocimiento de la ganancia G_B del otro transmisor utilizado como referencia. Para ello, se emplean en el enlace de referencia BB dos guías de onda WR 28 ya conocidas, que operan sobre la banda K_a. Estas guías de onda fueron utilizadas previamente en el capítulo 4 para caracterizar el material ABS1000.

Como paso inicial, es necesario determinar la ganancia máxima al irradiar una guía de onda hacia el vacío. Para esto, se crea un modelo de la guía de onda WR-28 en ANSYS HFSS haciendo uso como base la ficha técnica proporcionada por [8] . El resultado se ilustra en la Figura 6.27.

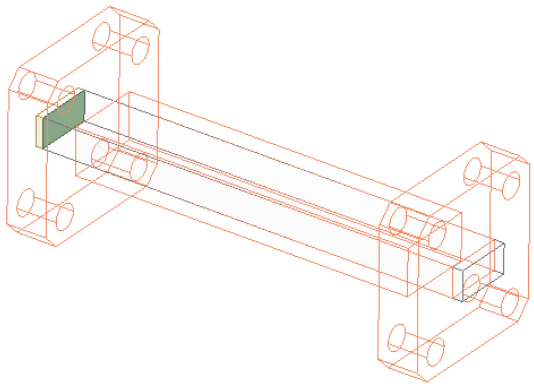


Figura 6.27: Modelo de la Guía de Onda WR28 en ANSYS HFSS.

Para llevar a cabo la simulación en ANSYS HFSS, se consideran los siguientes aspectos clave en su configuración:

- Tipo de puerto de excitación: Wave port.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Se asigna el material “Copper” a las paredes de la guía.
- La guía de onda está rellena de aire.

De la simulación se obtiene el gráfico de la Figura 6.28, que ilustra cómo varía la ganancia en función del ángulo de elevación θ. La ganancia máxima irradiada hacia el vacío es de 8.36 [dB] y ocurre a $\theta = 32°$.

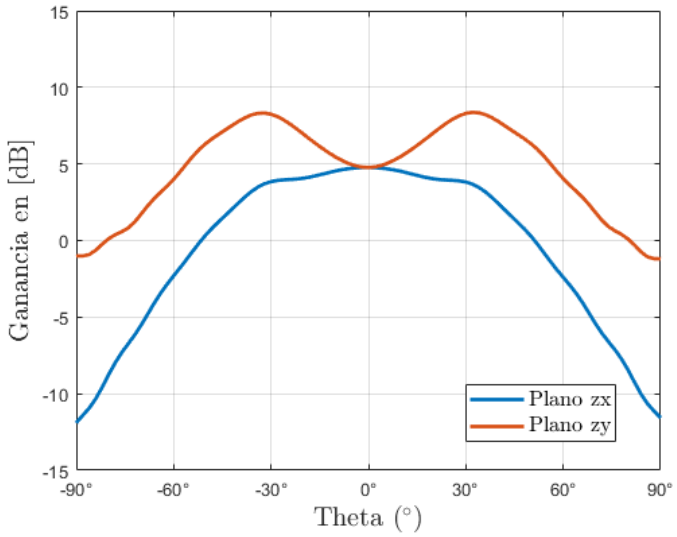


Figura 6.28: Ganancia de la Guía de Onda WR-28.

De esta forma al considerar una ganancia $G_{BdB} = 8{,}36$ [dB], la ecuación 6.3 queda como:

$$(G_A)_{dB} = 8{,}36[dB] + S_{12AB} - S_{12BB} \tag{6.4}$$

Una vez obtenida la ganancia máxima de la guía, se procede a medir el parámetro de transmisión S_{12BB} entre las dos guías utilizando el VNA. Se conecta una guía a cada puerto del instrumento, como se muestra en la Figura 6.29.

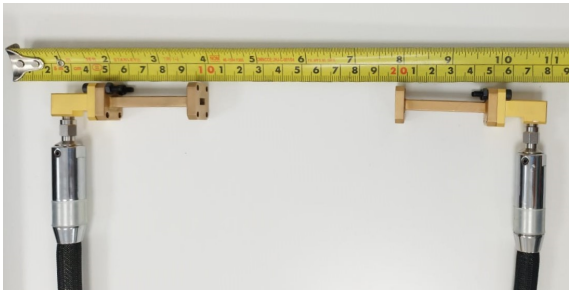


Figura 6.29: Medición del parámetro S_{12} entre dos guías de onda.

Ambas guías se colocan a una distancia de 10 [cm] entre sí y se obtienen los parámetros S del enlace. Luego, se reemplaza una de las guías en uno de los puertos por el arreglo fabricado, manteniendo la misma distancia de 10 [cm], como se ilustra en la Figura 6.30 y haciendo variar la orientación de la guía hasta obtener el máximo S_{12AB}.



Figura 6.30: Medición del parámetro S_{12} entre una guía y el arreglo.

Con los parámetros S_{12} de ambas configuraciones, se procede a calcular la ganancia del arreglo según la ecuación 6.4. El código usado se adjunta en Anexos A.2.

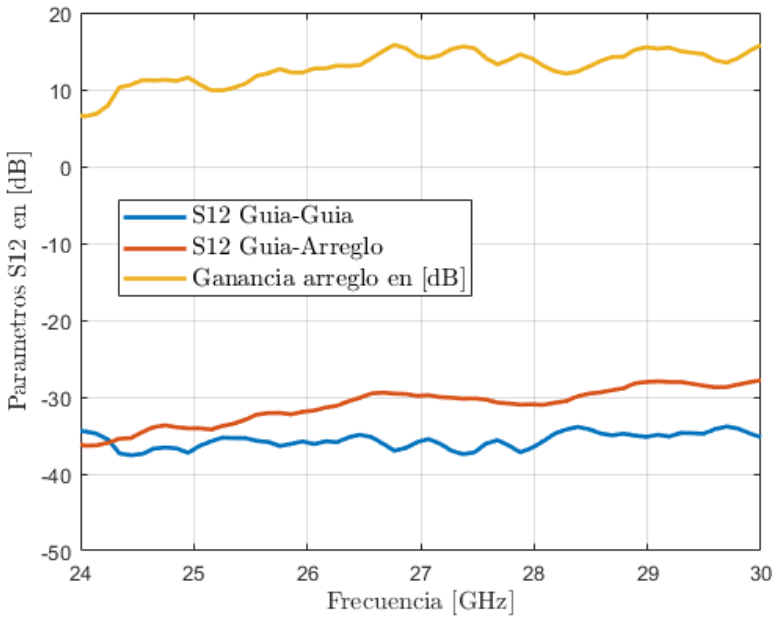


Figura 6.31: Ganancia máxima del arreglo de CDRAs.

La Figura 6.31 ilustra la medición de los parámetros S_{12} para ambos enlaces: el enlace de referencia compuesto por dos guías WR 28 y el enlace entre la guía WR 28 y el arreglo. Al sustraer ambos parámetros y sumar la ganancia máxima de 8.36 [dB] proveniente de la guía, se obtiene la ganancia máxima del arreglo a diferentes frecuencias.

Se observa que a una frecuencia de 26.5 [GHz], se logra una ganancia máxima medida de 13.172 [dB]. Por otro lado, la ganancia máxima simulada fue de 12.47 [dB]. Estos resultados revelan un error del 8.27 %, que se considera bastante aceptable al tener en cuenta que en la simulación se consideraron conductores perfectos, y que en la medición del S_{11} se obtuvo un incremento en las pérdidas debido a la desadaptación .

6.7. Conclusiones del capítulo

El capítulo aborda el diseño, simulación e implementación de un arreglo de antenas compuesto por las CDRAs que fueron diseñadas y simuladas en el capítulo anterior. El objetivo es obtener un sistema que incremente la ganancia máxima irradiada por estas CDRAs y además obtener un patrón directivo con un bajo HPBW.

En la primera etapa, se presenta el diseño de un divisor de potencia del tipo 1:4 en tecnología microstrip, con el fin de obtener una distribución homogénea entre las antenas y minimizar en lo posible el espacio entre ellas, así como las dimensiones de la placa. Se logra obtener un divisor sobre una placa con dimensiones de 20 x 30 [mm]. En cuanto a los parámetros S del divisor, el S_{11} asociado al puerto de alimentación presenta una adaptación a los 26 [GHz]. Los parámetros asociados a las salidas del divisor presentan una distribución aproximada de alrededor de -8 [dB], lo que implica que la distribución de potencia es equitativa y que se presenta una pérdida de -2 [dB] en cada salida. Esto se debe a las pérdidas implicadas en el propio material y microstrip.

Una vez validado el divisor de potencia, se procedió a realizar la unión con las CDRAs y las ranuras de alimentación. Se agregó, además, el stub S en las salidas del divisor, siguiendo el análisis del capítulo anterior. Una vez listo el arreglo de CDRAs, se procedió a obtener el parámetro S_{11} y el patrón de radiación. Se obtuvo que el sistema mantiene la adaptación a los 26 [GHz] y un patrón de radiación con ganancia máxima de 12.06 [dB], además de un HPBW de 36º, lo cual implica que ahora el patrón es altamente directivo y que la ganancia incrementó en un factor de aproximadamente 4 en relación a una de las CDRAs operando de forma unitaria.

Verificado el funcionamiento del arreglo mediante las simulaciones en ANSYS HFSS, se continuó con la siguiente etapa de la construcción de la placa PCB. Esta se realizó en la plataforma online EasyEDA y fue mandada a construir por la empresa PCBWAY.

Una vez que llegó la placa, se pasó a la etapa de construcción de las CDRAs, estas fueron construidas con la impresora ENDER 5. Las dimensiones de las CDRAs y del arreglo fueron verificadas manualmente.

La sección de mediciones se realizó usando un analizador de redes vectoriales. Con dicho instrumento se obtuvo el parámetro S_{11}, el cual denota que existe una resonancia a los 26.5 [GHz]. Esto indica un desplazamiento en la frecuencia de resonancia en relación a las simulaciones. Esto puede deberse a varios factores, como las variaciones en las mediciones, las pérdidas no consideradas de los materiales y de la alimentación, así como las producidas por el propio VNA. Otro factor puede ser la homogeneidad real del material dentro de las CDRAs, así como el valor real de la constante dieléctrica relativa, la cual, si bien era cercana a la teórica dada por el fabricante, su cambio de valor pudo haber afectado. El desplazamiento, al ser de 0.5 [GHz], se toma como aceptable, al tratarse de un prototipo, por lo cual se sigue con las mediciones del arreglo.

Para obtener su ganancia máxima, se usó el método de mediciones de las 3 antenas, el cual utiliza como referencia un elemento radiante conocido, en este caso, una guía de onda abierta WR-28. Por medio de la ecuación de transmisión de Friis y realizando mediciones de los parámetros S_{12} a igual distancia de dos sistemas formados por dos guías y una guía y el arreglo, se logra extraer la ganancia máxima del arreglo de forma experimental. Se obtiene un valor cercano a lo simulado, validando de esta forma que el arreglo construido realmente está irradiando potencia al espacio.

7 | Diseño, simulación e implementación de un Radomo

7.1. Diseño del Radomo

En el marco teórico, los radomos se presentan como estructuras que conforman una cubierta protectora entre una antena y su entorno, con un impacto mínimo en el rendimiento de la antena en su interior. Dependiendo del contexto, se diseñan con materiales capaces de soportar condiciones ambientales adversas, como lluvias, nieve, rayos UV y grandes fluctuaciones de temperatura que podrían afectar la capacidad de la antena para funcionar correctamente.

El objetivo en este proyecto es el diseño de un radomo destinado a proteger la antena durante su operación dentro del CubeSat. Esto implica prevenir golpes o daños en las DRAs. Se debe dar prioridad al espacio reducido de estos nanosatélites.

En estos elementos, las pérdidas de señal se producen debido a la reflexión de las ondas electromagnéticas en el límite de la estructura del radomo, causada por múltiples reflexiones dentro de dicha estructura. Esto se debe principalmente a la diferencia entre las permitividades del radomo y el aire. En [16] se menciona que cuanto menores sean la constante dieléctrica y la tangente de pérdida, menor será el efecto del radomo en el rendimiento de la antena. Idealmente, se deben elegir materiales con ε_r bajos para aproximarse al caso ideal de $\varepsilon_r = 1$ correspondiente al aire.

Al revisar el stock de dieléctricos disponibles en el laboratorio de la EIE PUCV, se opta por utilizar un filamento ABS 320 de la marca Preperm como material dieléctrico. A continuación, se presentan de manera resumida los parámetros más relevantes del material seleccionado.

Parámetro	**ABS320**
Constante dieléctrica ε_r	3.2
Factor de disipación	0.0046

Tabla 7.1: Parámetros ABS320 PREPERM.

Como punto de partida, se opta por utilizar un diseño clásico en forma semiesférica, el cual se utiliza en algunas antenas directivas, como se menciona en [15] y en [16]. El diseño en ANSYS HFSS se ilustra en la Figura 7.1. Se observa que el radomo cubre completamente al arreglo, dejando en el exterior solo el conector SMA de la alimentación.

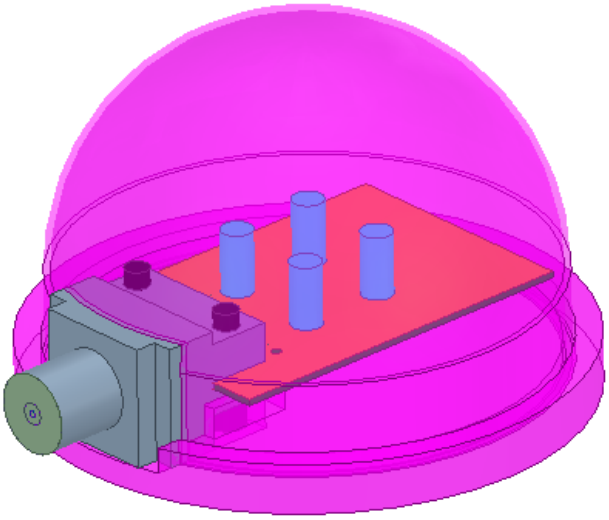


Figura 7.1: 1ra forma propuesta para un Radomo.

Se realiza la respectiva simulación en ANSYS HFSS para optimizar los parámetros físicos haciendo uso del algoritmo del Gradiente, con el objetivo de obtener el menor valor de S_{11} a 26 [GHz] y una ganancia máxima con un patrón netamente directivo. A continuación, se enumeran los puntos que se utilizarán en la simulación:

- Tipo de puerto de excitación: Wave port mediante End Launch.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Línea microstrip, plano inferior de tierra y secciones con vías se les asigna radiación tipo Boundary Perfect E.
- La línea microstrip se simula como un conductor perfecto (tipo PEC).
- Radomo con material de ε_r = 3,2.

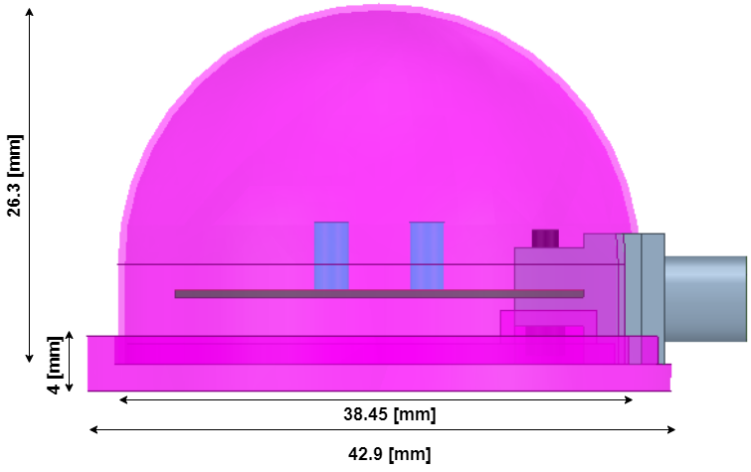


Figura 7.2: Dimensiones Optimizadas del 1er Radomo.

En la Figura 7.2 se ilustran las dimensiones optimizadas con un ancho de paredes de 0.7 [mm]. A continuación, se presentan los resultados obtenidos para el parámetro S_{11} y el patrón de radiación:

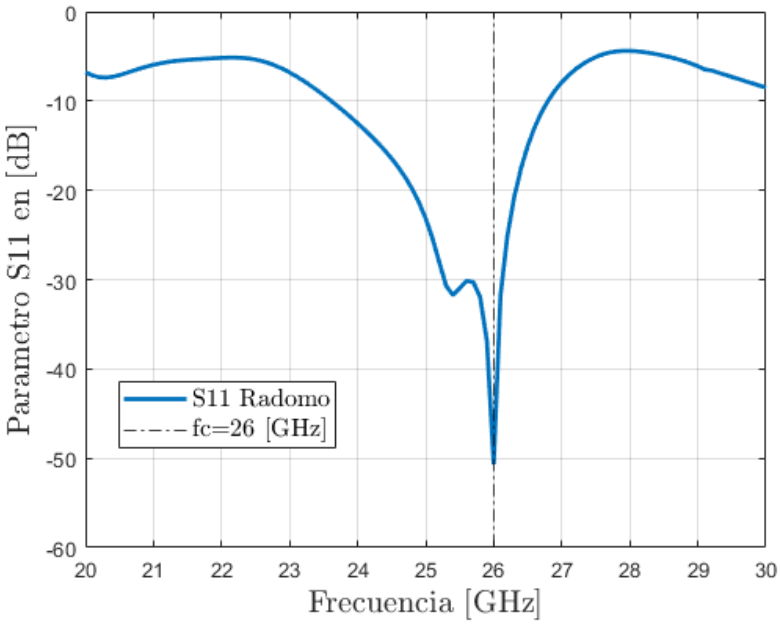
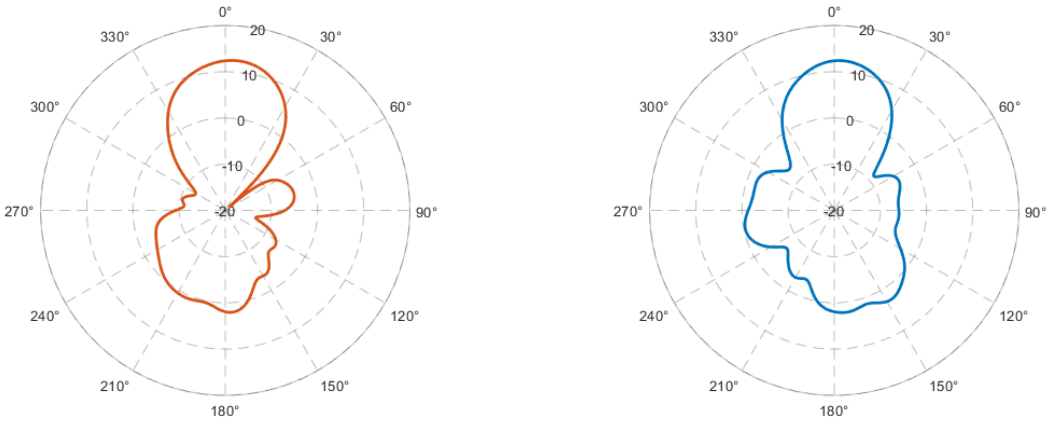


Figura 7.3: Parámetro S_{11} del 1er Radomo propuesto.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX

Figura 7.4: Patrón de radiación arreglo de CDRAs con Radomo 1.

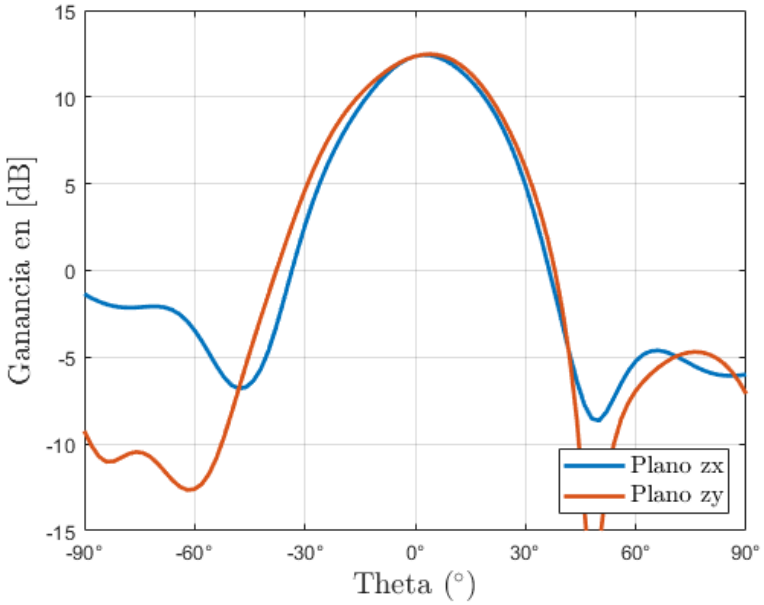


Figura 7.5: Ganancia del arreglo de CDRAs con Radomo 1.

Se denota que el parámetro S_{11} presenta un mínimo de -50.69 dB a los 26 GHz, con un ancho Δf = 3,2 GHz, lo que resulta en un ancho de banda del 12.30 %. El patrón de radiación, como se muestra en las Figuras 7.4, sigue manteniendo su naturaleza directiva con una ganancia máxima de 12.4 [dB] a un ángulo de 0°, como se puede observar en la figura 7.5. Además, el HPBW es de 30°.

Dado que el Radomo clásico no parece afectar las características del arreglo, se procede a fabricarlo. No obstante, se propone un segundo diseño de Radomo con el objetivo de reducir las dimensiones del primer radomo. Después de realizar pruebas, se obtienen los mejores resultados con un radomo en forma de cono, como se ilustra en la Figura 7.6.

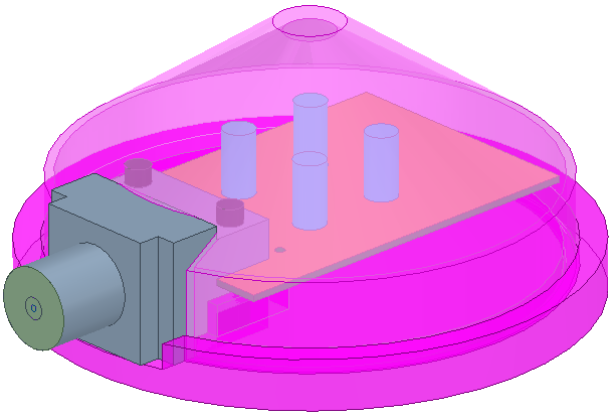


Figura 7.6: 2da forma propuesta para un Radomo.

La simulación de la segunda propuesta para el radomo se realiza en ANSYS HFSS utilizando los mismos puntos que se emplearon en la primera simulación. Utilizando el algoritmo del Gradiente, se optimizan las dimensiones físicas para lograr el menor valor de S_{11} a 26 [GHz], además de un patrón de radiación directivo con una ganancia máxima. Las dimensiones resultantes se presentan en la Figura 7.7, donde se observa que el ancho de las paredes del cono del radomo tiene un valor de 0.7 [mm].

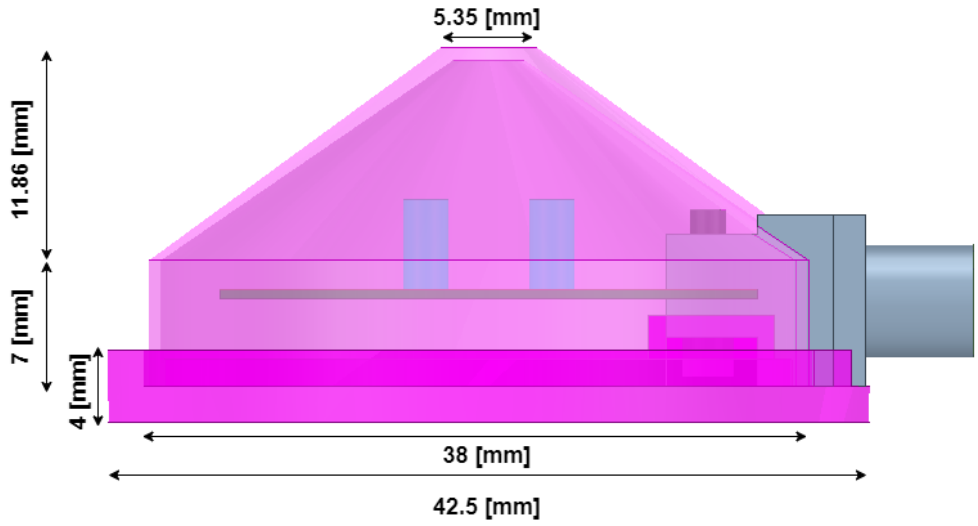


Figura 7.7: Dimensiones físicas del Radomo en forma de cono.

De la simulación se obtiene un mínimo para el parámetro S_{11} de -36.8 [dB] a una frecuencia de 26 [GHz]. Además, se observa un ancho de banda Δf = 2,4 [GHz], lo que resulta en un ancho de banda del 9.2 %. Estos resultados son superiores a los obtenidos con la primera propuesta de diseño del radomo, y se asemejan a los valores obtenidos en capítulos anteriores.

También se extrae un patrón de radiación directivo similar al del arreglo funcionando por sí solo, como se ilustra en la Figura 7.9. Esto sugiere que el radomo no está generando cambios significativos en la potencia irradiada por las antenas. Además, la Figura 7.10 muestra que el patrón tiene un máximo de 12.65 [dB] a un ángulo θ de 0°, con un HPBW de 32°. También se denota que surge un lóbulo secundario a los 60°, el cual tiene una diferencia de 10 [dB] con el lóbulo principal. Estos valores son prácticamente despreciables en términos de la función y rendimiento del arreglo de antenas.

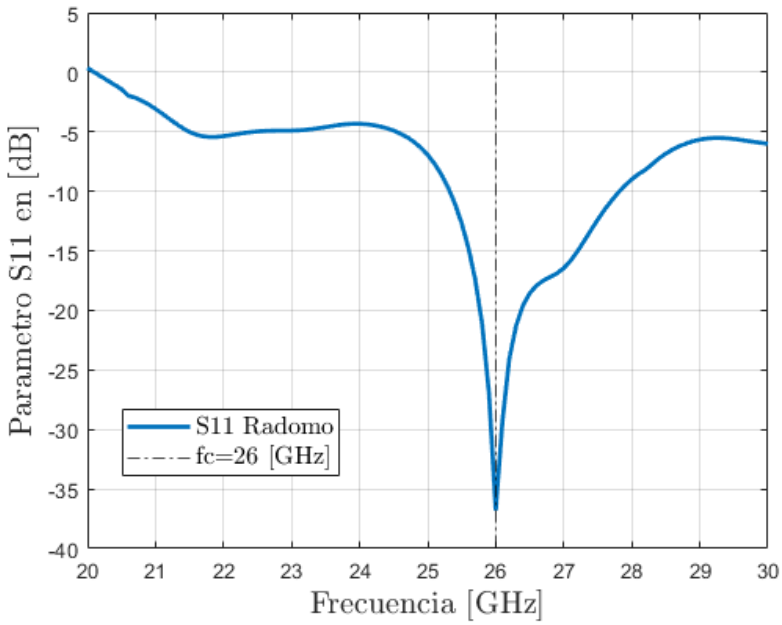
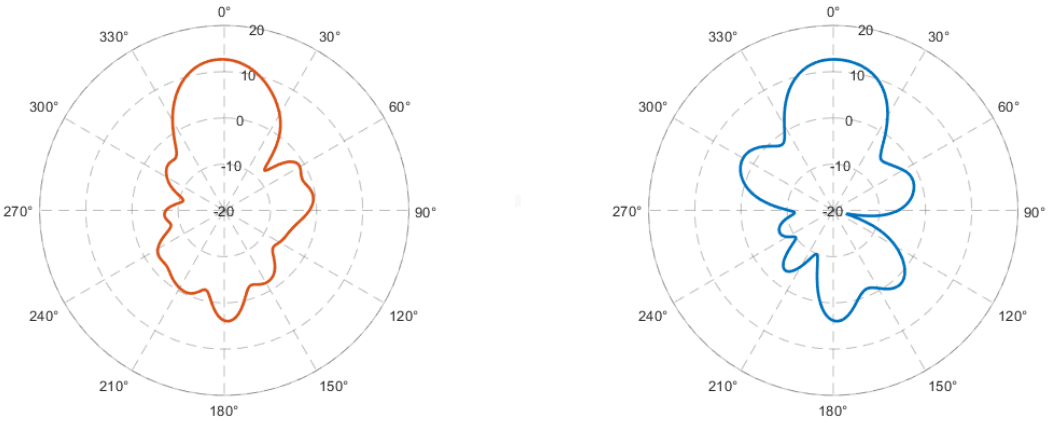


Figura 7.8: Parámetro S_{11} del 2do Radomo propuesto.



(a) Plano ZY. **(b)** Plano ZX

Figura 7.9: Patrón de radiación arreglo de CDRAs con Radomo 2.

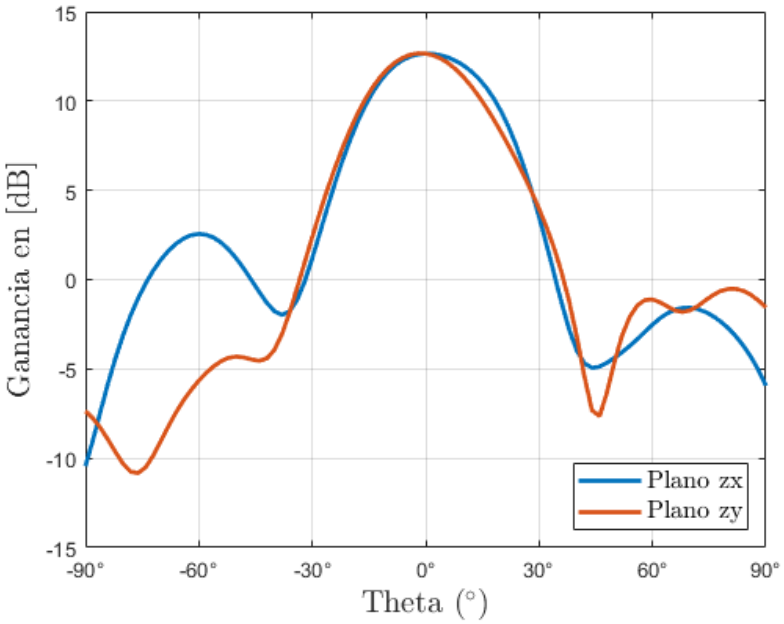


Figura 7.10: Ganancia del arreglo de CDRAs con Radomo 2.

En la tabla 7.2 se presentan los principales datos obtenidos de ambos radomos, así como del arreglo. Se concluye que ambos cumplen su objetivo, ya que cubren completamente al radomo sin afectar su patrón de radiación y adaptación a la frecuencia de operación. Se mantiene la directividad con un HPBW de 30°, así como la ganancia máxima de 12.4 [dB]. El parámetro S_{11} se mantiene en niveles bajos para ambos casos.

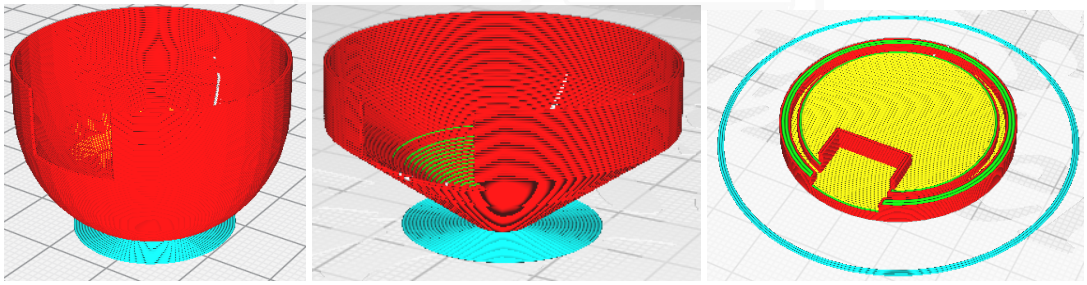
El radomo 2 presenta dimensiones más reducidas en comparación con el radomo 1, pero dado que se va a utilizar la tecnología de impresión 3D, se procederá a fabricar ambos radomos aprovechando el potencial de esta tecnología.

Parámetros	Arreglo CDRAs	Radomo 1	Radomo 2
S_{11} en [dB]	-25.88	-50.69	-36.8
Bw %	9.23	12.3	9.2
Δf [GHz]	2.4	3.2	2.4
Ganancia Máx en [dB]	12.47	12.4	12.65
HPBW	31°	30°	32°

Tabla 7.2: Parámetros simulados de ambos radomos y del arreglo.

7.2. Fabricación del Radomo

Una vez confirmada la funcionalidad de los dos radomos propuestos y su falta de influencia en el rendimiento del arreglo, se exporta el modelo desde ANSYS HFSS en formato .obj a la plataforma Tinkercard. En dicha plataforma, se obtiene el equivalente en formato .stl, que es compatible con la impresión 3D. Las Figuras 7.11 presentan los modelos 3D de los radomos, listos para ser impresos utilizando una impresora ENDER 5 S1 con una boquilla de 0.4 [mm].



(a) Radomo 1. **(b)** Radomo 2. **(c)** Tapa Radomo.

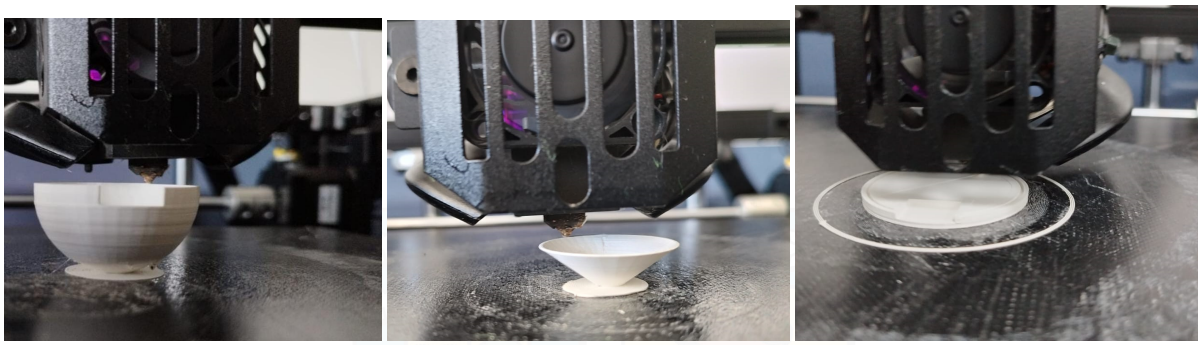
Figura 7.11: Modelo 3D en Cura.

La Tabla 7.3 proporciona los parámetros configurados en Cura para llevar a cabo la impresión. Se ha elegido una altura de capa mayor debido a que, al tratarse de un prototipo, no es necesario lograr un acabado sumamente detallado. En el caso de la tapa, se ha reducido el relleno para optimizar los tiempos de impresión. Dado que esta parte estará ubicada debajo del arreglo no tendrá una influencia significativa en el patrón de radiación, esta decisión no afectará el rendimiento. En contraste, las cubiertas se imprimirán con un relleno del 100 % para asegurar que no existan grandes variaciones de material en su interior y se obtenga un medio mayormente homogéneo para no crear límites adicionales dentro del propio radomo.

Configuración Cura	Cubiertas	Tapa
Altura de capa	0.28 [mm]	0.28 [mm]
Grosor de la pared	1.6 [mm]	1.6 [mm]
Densidad de relleno	100 %	20 %
Patrón de relleno	Lineas	Lineas
Temperatura de impresión	240 [°]	240 [°]
Temperatura de la cama	80 [°]	80 [°]
Flujo del material	100 %	100 %

Tabla 7.3: Configuración Cura para imprimir Radomo.

En la Figura 7.12 se ilustra el proceso de impresión en la impresora Ender 5.



(a) **(b)** **(c)**

Figura 7.12: (a)Construcción Radomo 1. (b) Construcción Radomo 2. (c) Construcción de la tapa.

La Figura 7.13 muestra el resultado final de los radomos terminados.

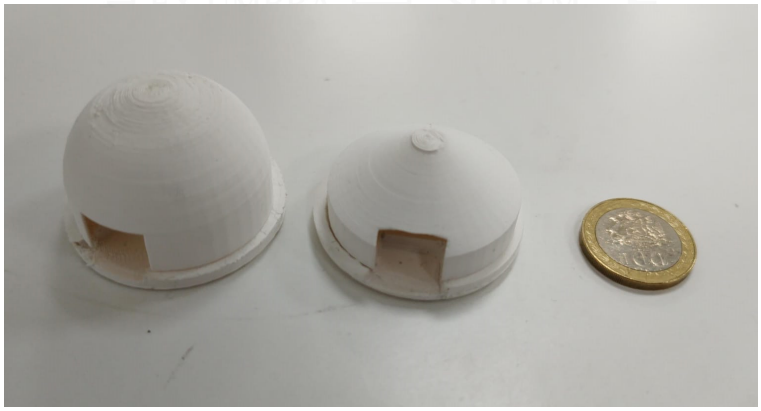


Figura 7.13: Radomos impresos.

Y, al igual que en el caso de la impresión de las CDRAs, se utilizó un pie de metro digital para verificar las dimensiones de los modelos impresos. Estas mediciones se detallan en la Tabla **??**, donde se observa que ninguna de las medidas presenta un error superior al 10 %.

Dimensiones físicas	**Valor Simulación en [mm]**	**Valor Medido en [mm]**	**Error medición en %**
Grosor Radomo	0.7	0.75	7.14
Diámetro	38.45	38.48	0.07
Altura	26.3	26.28	0.07
Altura tapa	4	4.03	0.75
Diámetro Tapa	42.9	42.86	0.09

Tabla 7.4: Dimensiones del Radomo 1 fabricado.

Dimensiones físicas	Valor Simulación en [mm]	Valor Medido en [mm]	Error medición en %
Grosor Radomo	0.7	0.74	5.71
Diámetro punta cono	5.35	5.5	2.8
Diámetro cono	38	37.42	1.52
Altura 1	7	7.2	2.85
Altura 2	11.86	12	1.18
Altura tapa	4	4.07	1.75
Diámetro tapa	42.5	42.48	0.04

Tabla 7.5: Dimensiones del Radomo 2 fabricado.

7.3. Medición parámetro S_{11} y ganancia máxima

La Figura 7.14 ilustra el proceso de medición de los parámetros de los radomos. Para llevar a cabo esta medición, se utilizó el método de las tres antenas, que también fue utilizado cuando se midió el arreglo por sí solo. En este caso, se emplearon las mismas guías de onda WR 28 con la misma ganancia que se obtuvo en la simulación anterior.

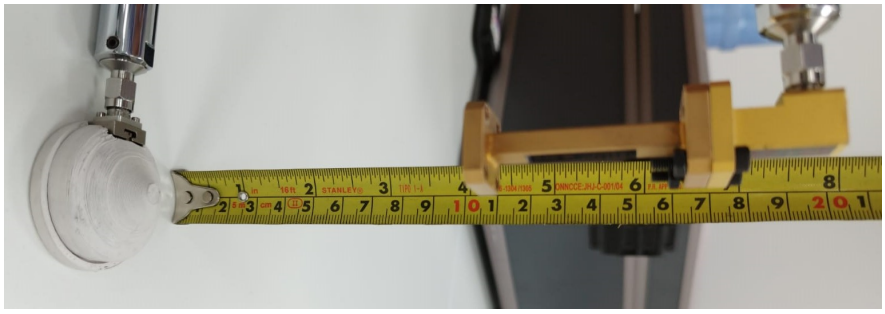


Figura 7.14: Proceso medición ganancia máxima para el arreglo con Radomo.

Las Figuras 7.15 y 7.17 muestran la comparación entre los parámetro S_{11} simulado y el obtenido para cada radomo mediante el VNA. Por otro lado, la Figura 7.16 y 7.18 ilustra la ganancia obtenida mediante el método de las tres antenas para ambos radomos. En este método, se utilizó un enlace formado por dos guías de onda WR 28 separadas a una distancia R de 10 [cm] como referencia al igual que en la sección anterior.

En la Tabla 7.6 se presentan los valores principales obtenidos al realizar las mediciones con el radomo, así como los valores obtenidos previamente sin el radomo. A partir de estos resultados, se puede concluir que el objetivo propuesto fue cumplido exitosamente. El radomo diseñado demuestra tener un impacto mínimo en los parámetros de dispersión y en la ganancia irradiada por el arreglo.

Con ambos radomos, se reducen las pérdidas producidas por la desadaptación, siendo el radomo número 2 el que presenta una mejor operación en este ámbito. En cuanto a ganancia y ancho de banda, ambos elementos muestran valores similares entre sí y con el arreglo funcionando por sí solo.

Parámetro	Sin Radomo	Con Radomo 1	Con Radomo 2
S_{11} en [dB]	-11.43	-16.5	-23.04
Δf en [GHz]	0.5	0.6	0.5
BW en %	1.88	2.26	1.88
Ganancia máxima en [dB]	13.172	13.15	13

Tabla 7.6: Comparación parámetros medidos.

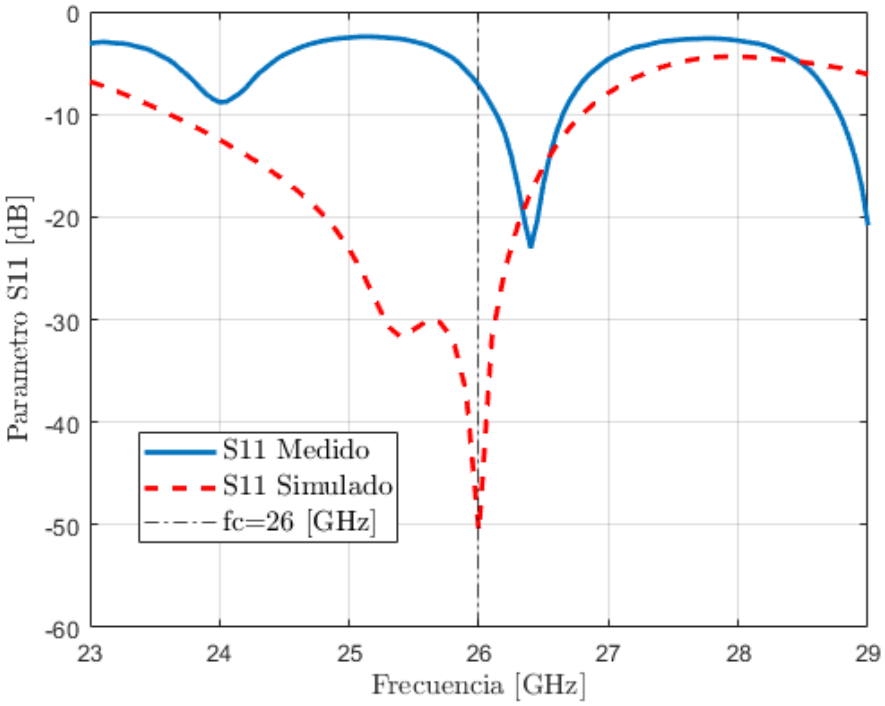


Figura 7.15: S11 medido y simulado para el Radomo 1.

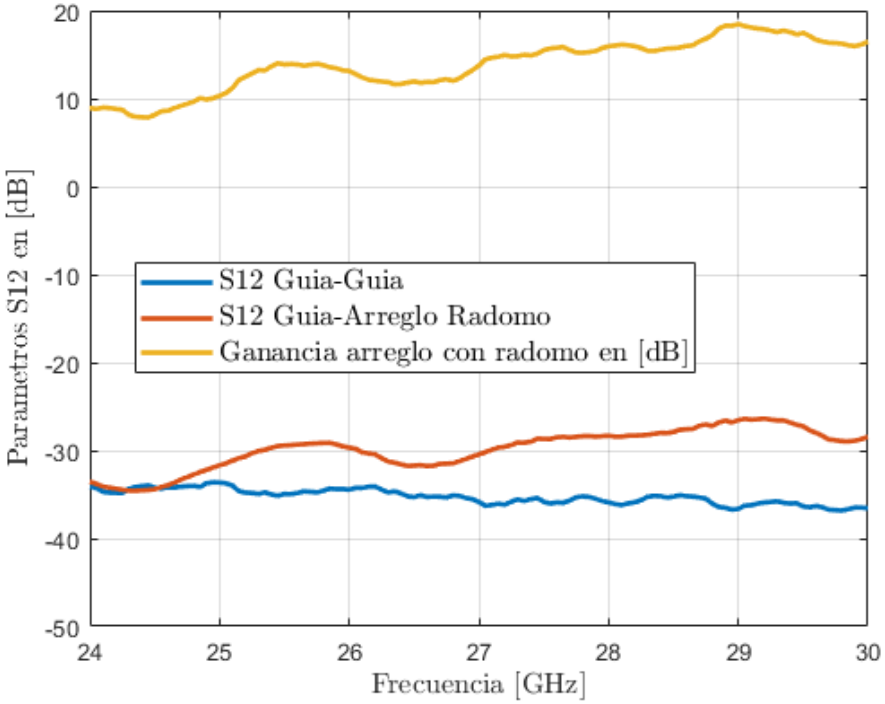


Figura 7.16: Ganancia máxima del Radomo 1.

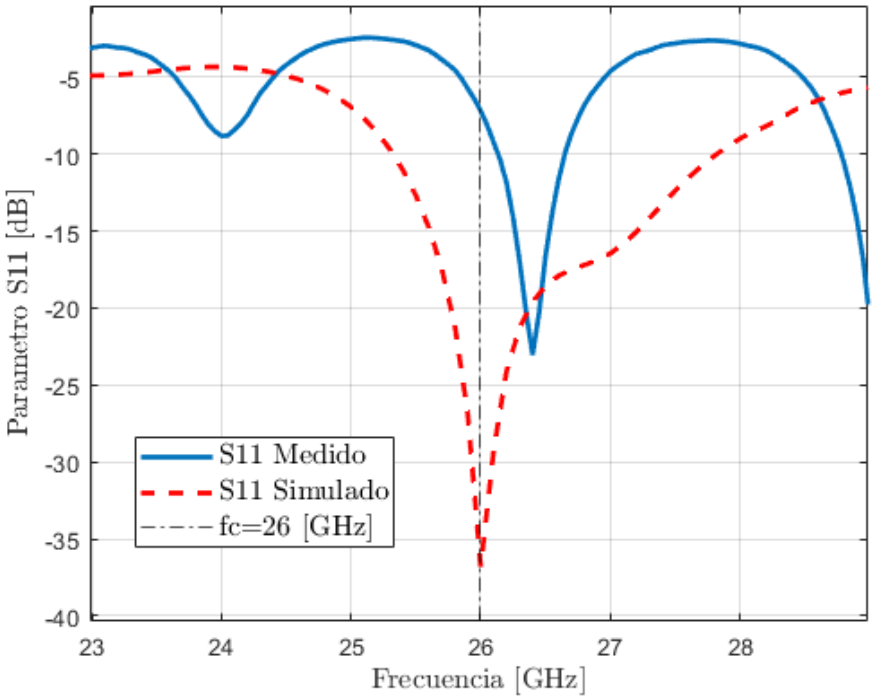


Figura 7.17: S11 medido y simulado para el Radomo 2.

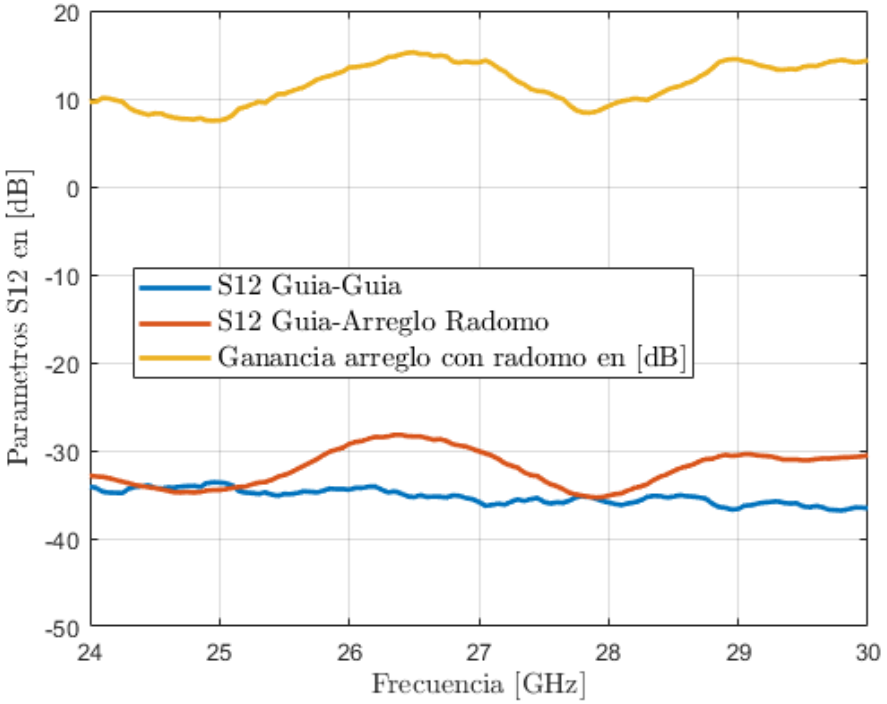


Figura 7.18: Ganancia máxima del Radomo 2.

7.4. Conclusiones del capítulo

El capítulo presenta el diseño, simulación e implementación de un radomo, elemento cuya finalidad es resguardar la antena colocada en su interior de las condiciones ambientales adversas, tales como lluvia, nieve, rayos UV y variaciones extremas de temperatura, sin comprometer el rendimiento de la antena. En el contexto de este proyecto, se aborda con el objetivo de proteger el arreglo de CDRAs previamente diseñado y construido.

Como primer paso, se selecciona un material dieléctrico adecuado para su construcción. Basándose en el inventario disponible y en las propiedades dieléctricas, se optó por un filamento ABS 320 de la marca Preperm, que presentaba una constante dieléctrica baja de 3.2. Posteriormente, se exploraron dos diseños de radomo: uno en forma de semiesfera y otro en forma de cono, cada uno simulado para optimizar sus dimensiones basándose en las restricciones de espacio que establece un Cubesat.

Una vez obtenidas las simulaciones de los parámetros S_{11} y de los patrones de radiación, y verificado que el radomo afecta lo mínimo posible al funcionamiento del arreglo de CDRAs, se procede a la implementación práctica de estos diseños. Esto se llevó a cabo mediante la tecnología de impresión 3D en una impresora Ender 5 con boquilla de 0.4 mm. Se detallaron las configuraciones específicas de Cura para garantizar una impresión adecuada, incluyendo la densidad de relleno y el patrón de relleno.

Una vez construidos los dos radomos, se procede a las mediciones experimentales, las cuales fueron fundamentales para validar la efectividad de los radomos. Se empleó el método de las tres antenas con guías de onda WR 28, similar a las mediciones del capítulo anterior, y se compararon los resultados con las mediciones obtenidas del arreglo sin radomo.

Los resultados obtenidos indicaron que ambos radomos cumplen su propósito de proteger la antena sin introducir pérdidas significativas en el rendimiento. El Radomo 2 demostró una mejor desadaptación, sugiriendo una mayor eficiencia en la transmisión de la señal.

8 | Conclusión

El objetivo de este trabajo ha sido el diseño, la simulación y la posterior fabricación de un arreglo compuesto por antenas dieléctricas resonadoras, considerando aspectos físicos de su implementación futura en un nanosatélite tipo Cubesat. Estas antenas fueron seleccionadas debido a su eficiencia y su baja pérdida, al estar compuestas únicamente de material dieléctrico.

En la primera sección, se estableció el marco técnico que permitió definir conceptos teóricos fundamentales a considerar para el diseño de las antenas. Además, se revisó el estado del arte para contextualizar el problema y determinar los aspectos a considerar en el diseño de las antenas, incluyendo la banda de frecuencia y las dimensiones físicas que limitarían el diseño.

Antes de comenzar, fue necesario caracterizar el filamento dieléctrico que se utilizaría en la construcción. Esto se hizo para verificar que la constante dieléctrica fuera realmente de 10 en la banda de frecuencia K_a, ya que un cambio en este valor afectaría significativamente la operación de la antena, ya que su frecuencia de resonancia depende tanto de esta constante como de las dimensiones físicas de la antena. Se obtuvo un valor con un error menor al 10 %, lo que confirmó que el valor proporcionado por el fabricante se mantenía en gran medida.

Posteriormente, se procedió a simular una antena CDRA unitaria para comprender su comportamiento y determinar la ganancia irradiada y su patrón de radiación. Se obtuvo una antena que irradiaba aproximadamente a 5.81 [dB] con un amplio HPBW de 102°, lo cual era esperado debido a la excitación del modo híbrido, que tiene un comportamiento similar al de una antena patch.

Luego, se simuló un arreglo de 4 de estas CDRAs, obteniendo una adaptación a la frecuencia de operación con un S_{11} de -47 [dB], así como su patrón de radiación. Esto confirmó que el arreglo de antenas resultante tenía una ganancia aproximadamente cuatro veces mayor que una antena operando de forma individual, y era más directivo, con un HPBW de 30° y lóbulos secundarios casi inexistentes. También se diseñó y fabricó un radomo para proteger el arreglo de antenas en su futura implementación en el Cubesat, sin afectar en gran medida el patrón de radiación previamente obtenido.

Una vez que todas las simulaciones estuvieron verificadas y corroboradas, se procedió al diseño de la placa para su construcción. Se adjuntaron imágenes de este proceso, así como de la placa ya fabricada. A pesar de que la idea original era fabricar tanto la placa para una antena unitaria como el arreglo para medir ambas configuraciones, esta opción se descartó debido a consideraciones presupuestarias. Finalmente, solo se encargó la fabricación de la placa para el arreglo.

Una vez obtenida la placa, se procedió a medir sus dimensiones físicas, y se observó un error menor al 5 %, que podría atribuirse a posibles errores de medición. Posteriormente, se procedió a ensamblar el conector end launch, que permitiría la transmisión de energía a la microstrip. Se notó que el pin de este conector no se encontraba totalmente centrado, lo cual podría ser resultado de un error de fabricación o de diseño, posiblemente influenciado por la escala de milímetros en la que se trabajaba. Se incluyeron fotografías de todas las mediciones realizadas para verificar el funcionamiento del arreglo mediante el VNA.

En las mediciones con el VNA se observó que el arreglo no estaba operando a la frecuencia de 26 [GHz], para la cual fue diseñado, sino que presentaba una leve desviación a los 26.5 [GHz], además de mayores pérdidas por desadaptación. Esto podría deberse a que en la simulación se realizaron varios supuestos, como el uso de conductores perfectos para la placa de tierra y el conector, así como del tipo de caja de radiación utilizada. Además, al diseñar

el modelo de la PCB para su fabricación, se realizaron aproximaciones debido a que la plataforma solo aceptaba 2 decimales, lo que podría haber introducido variaciones en las impedancias de la línea microstrip. También, como se mencionó antes, el pin del conector no quedó totalmente centrado.

A pesar de esta discrepancia entre la simulación y el resultado experimental, se consideró una variación aceptable en el contexto de un prototipo. Además, se comprobó mediante el método de medición de las 3 antenas que el arreglo irradiaba con una ganancia máxima de alrededor de 13 [dB].

En conclusión, la metodología propuesta permitió establecer primero los conceptos teóricos necesarios para diseñar un arreglo, para posteriormente establecer los criterios técnicos en base a todo el contexto ya establecido con el estado del arte. Se verificó que la permitividad del material efectivamente fuera la que daba el fabricante. La simulación permitió probar variedad de diseños tanto para el arreglo como para las dimensiones de la antena, permitiendo obtener las dimensiones óptimas para su aplicación en el Cubesat. Y al modelar el conector a usar, su implementación permitió obtener valores más realistas que usando solo una alimentación ideal.

Adicionalmente se ha visualizado la versatilidad de trabajar con DRAs, comprobando que presentan bajas pérdidas y una gran radiación. Se pueden obtener variados diseños gracias a que sus modos de operación dependen de las dimensiones físicas de estos elementos.

Además, se pudo utilizar la tecnología de impresión 3D para llevar a cabo la fabricación de estas antenas y del radomo, lo que permitió crear dos diseños de estos elementos que funcionaron a la perfección con respecto a la simulación y mejoraron la adaptación del arreglo a la frecuencia de resonancia. Con esto, se pudo corroborar la gran ventaja que presenta esta tecnología para fabricar prototipos de diversos tamaños y formas. Presenta un gran potencial para llevar todo tipo de ideas desde la simulación a la realidad sin mayores problemas.

La combinación de las antenas DRAs con impresión 3D presenta un gran potencial para proponer variados diseños en formas y tamaños, y poder comprobarlos experimentalmente sin la necesidad de requerir grandes instrumentos y sumas de dinero.

Como posibles trabajos futuros, se tienen las siguientes propuestas:

- Medir el patrón de radiación mediante una cámara anecoica que pueda operar en la banda K_a. Para esto, será necesario enviar el arreglo al extranjero para su medición.
- Implementar una caja protectora sobre el arreglo de antenas. Esto proporcionará más protección contra las condiciones a las que estará expuesto en el Cubesat, como las vibraciones y la radiación del espacio. A diferencia del radomo, esta caja será más ajustada y cercana a las antenas.
- Simular en una computadora con mejor hardware el arreglo obtenido, pero considerando todas las condiciones que fueron descartadas para ahorrar recursos o las suposiciones ideales.
- Implementar un radomo capaz de modificar la polarización del arreglo de antenas. Esto permitiría por ejemplo obtener una polarización circular.

Bibliografía

[1] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. Wiley-Interscience, 2005.

[2] Kai Chang. "RF and Microwave Wireless Systems". En: 161 (abr. de 2002). DOI: 10.1002/0471224324.ch4.

[3] Hasco Components. *SMA Female End Launch Connector Southwestp*. 2023. URL: https://www.hasco-inc.com/categories/connectors/end-launch-connectors/sma-27-ghz.html.

[4] Filippo Costa. "Electromagnetic Characterisation of Materials by Using Transmission/Reflection (T/R) Devices". En: *Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione, Università di Pisa* (2017), págs. 1-27. DOI: 10.3390/electronics6040095.

[5] Milan Derpich Musa. "Ondas Electromagnéticas - Campos Electromagneticos (ELO250)". En: *Departamento de Electronica, Universidad Técnica Federico Santa María* (2010).

[6] esa. *https://www.eoportal.org/satellite-missions*. 2023. URL: https://www.eoportal.org/satellite-missions.

[7] El Español. *Qué es y para qué sirve un nanosatélite, el proyecto de la 'NASA catalana'*. 2023. URL: https://www.elespanol.com/omicrono/tecnologia/20201029/sirve-nanosatelite-proyecto-nasa-catalana/531697299_0.html.

[8] Everythingrf. *Rectangular Waveguide Size*. 2023. URL: https://www.everythingrf.com/tech-resources/waveguides-sizes/wr28.

[9] Tipos De Satélites: Sus Órbita Y Funciones. *SMA Female End Launch Connector Southwestp*. 2023. URL: https://eos.com/es/blog/tipos-de-satelites/.

[10] Paul Galvin. "Investigation of Magnitude and Phase Errors in Waveguide Samples for the Nicolson-Ross-Weir Permittivity Technique". En: *University of New Hampshire* 1 (2016), págs. 1-73.

[11] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas". En: *IEEE No 145-1973* (1973), págs. 1-18. DOI: 10.1109/IEEESTD.1973.7366738.

[12] "IEEE Standard Test Procedures for Antennas". En: *ANSI/IEEE Std 149-1979* (1979), págs. 1-144. DOI: 10.1109/IEEESTD.1979.120310.

[13] Impresoras3D.com. *Breve Historia de la impresión 3D*. 2023. URL: https://www.impresoras3d.com/breve-historia-de-la-impresion-3d/.

[14] K. w. Leung K. M. Luk. *Dielectric Resonator Antennas*. England: Research Studies, 2003.

[15] Dennis Kozakoff. *Analysis of Radome Enclosed Antennas*. Ed. por Artech House. 2da. 2009.

[16] Chethan Kumar. "Application Report mmWave Radar Radome Design Guide". En: *Texas Instrument* (2021), págs. 1-22.

[17] S. Long, M. McAllister y Liang Shen. "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna". En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 31.3 (mayo de 1983), págs. 406-412. ISSN: 1558-2221. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143080.

[18] D.J. Masse et al. "A new low-loss high-k temperature-compensated dielectric for microwave applications". En: *Proceedings of the IEEE* 59.11 (1971), págs. 1628-1629. DOI: 10.1109/PROC.1971.8508.

[19] Southwest Microwave. *Documentación Southwest Microwave*. 2023. URL: https://mpd.southwestmicrowave.com/documentation/.

[20] of3lia. *Mega tutorial de Ultimaker Cura. Revisión a fondo y opinión personal*. 2023. URL: https://of3lia.com/ultimaker-cura/.

[21] A. Okaya y L. F. Barash. "The Dielectric Microwave Resonator". En: *Proceedings of the IRE* 50.10 (1962), págs. 2081-2092. DOI: 10.1109/JRPROC.1962.288245.

[22] Adriano Luiz de Paula, Mirabel Cerqueira Rezende y Joaquim José Barroso. "Modified Nicolson-Ross-Weir (NRW) method to retrieve the constitutive parameters of low-loss materials". En: *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*. 2011, págs. 488-492. DOI: 10.1109/IMOC.2011.6169293.

[23] Aldo Petosa. *Dielectric Resonator Antenna Handbook*. Ed. por Norwood Artech House. 1ra. United States, 2007.

[24] Francisco Pizarro T. *Antenas y propagación – Parámetros fundamentales de antenas*. Presentación de PowerPoint. 2022.

[25] Francisco Pizarro T. *Topologia avanzada de antenas – DIELECTRIC RESONATOR ANTENAS (DRA)*. Presentación de PowerPoint. 2023.

[26] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Ed. por John Wiley Sons. 4ta. Hoboken New Jersey, 2012.

[27] Prakash Bhartia Rajesh K. Mongia. "Dielectric resonator antennas—a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth". En: 4 (1994), págs. 230-247. DOI: 10.1002/mmce.4570040304.

[28] MARIA DE LOS ANGELES CASTILLO SOLIS. "DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS AND BANDWIDTH ENHANCEMENT TECHNIQUES". En: *The University of Manchester* (2014).

[29] Christos Tsipogiannis. "Microwave materials characterization using waveguides and coaxial probe". En: *Department of Electrical and Information Technology Faculty of Engineering, LTH, Lund University SE-221 00 Lund, Sweden* (2017).

[30] International Telecomunitacion Union. *Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications*. United States, 2015.

[31] LongFang Zou. "Dielectric Resonator Antennas: From Multifunction Microwave Devices to Optical Nanoantennas". En: *School of Electrical and Electronic Engineering The University of Adelaide, Australia* 1 (2013), pág. 195.

A | Códigos

A.1. Nicolson Ross Weir

Código para el calculo de ε_r y μ_r

```
function [er,mur]= Nicolson_Ross_Weir(f,a,d,s11,s21)
    %f en [Hz], a ancho de la guía en [m], d ancho de la muestra en [m].
    %s11 y s21 con parte real e imaginaria.

    c=3e8;
    lam0=c./f;  %Longitud de la onda en el vacio.
    fc=c/(2*a); %Frecuencia de corte del modo TE
    K=(s11.^2-s21.^2+1)./(2.*s11); %Variable auxiliar K
    %Comprueba si se cumple |Gamma12|<1
    Gamma12=K+sqrt(K.^2-1);
    Gamma12(abs(Gamma12)>1)=K(abs(Gamma12)>1)-sqrt(K(abs(Gamma12)>1).^2-1);
    %Constante de propagación bz
    P=(s11+s21-Gamma12)./(1-(s11+s21).*Gamma12);
    n=floor(abs(mean(diff(unwrap(angle(P))))*f(1)/(diff(f(1:2))*2*pi)));
    betaz=(real(-log(P))+1j*(unwrap(imag(-log(P)))+n*2*pi))/d;
    mur=((1+Gamma12)./(1-Gamma12)).*betaz.*c./(2j*pi.*f.*sqrt(1-(fc./f).^2));
    er=((fc./c).^2-(prop/(2*pi)).^2).*lam0.^2./u;
end
```

A.2. Método de las 3 antenas

Código para el calculo de Ganancia maxima arreglo

```
Garreglo=20*log10(abs(s12_array_guia))-20*log10(abs(s12_guia_guia))+8.36645828378606;
plot(f,20*log10(abs(s12_guia_guia)),'LineWidth',2);
hold on
plot(f,20*log10(abs(s12_array_guia)),'LineWidth',2);
hold on
plot(f,Garreglo,'LineWidth',2);
hold off
xlabel('Frecuencia [GHz]', 'Interpreter', 'latex', 'FontName', 'Arial', 'FontSize', 12);
ylabel('Parametros S12 en [dB]', 'Interpreter', 'latex', 'FontName', 'Arial', 'FontSize', 12);
xlim([20 30])
ylim([-50 20])
set(legend({'S12 Guia-Guia','S12 Guia-Arreglo Radomo','Ganancia arreglo con radomo en [dB]'},'Location','northeast'),
'Interpreter','latex', 'Fontsize', 12, 'FontName','Arial');
grid on
```

A.3. Gráficos de los patrones de radiación

Código para graficos patrones de radiación

```
function GraficoCortesGanancia(gain,theta,rlim_min,rlim_max,color)
    theta_1 = deg2rad(theta);
    rho_g = gain;
    rho_g(rho_g <= rlim_min) = NaN;
    ax = polaraxes;
    p=polarplot(theta_1, rho_g,'LineWidth',2)
    p.Color=color;
    ax.ThetaZeroLocation = 'top';                                   % Cambia ubicación de 0°
    ax.ThetaDir = 'clockwise';                                      % Cambia dirección de la gráfica a sentido horario
    rlim([rlim_min rlim_max/4])                                     %Fija los límites del eje r para los ejes polares
    ax.GridLineStyle = '--';
    ax.GridAlpha = 0.3;
    ax.ThetaTick = [0 30 60 90 120 150 180 210 240 270 300 330]; % theta tick
    ax.ThetaTickLabel = {'0°','30°','60°','90°','120°','150°','180°','210°','240°','270°','300°','330°'}; %
end
function GraficoGananciaCartesiana(gain1,theta1,gain2,theta2,Valor_min,Valor_max)
    plot(theta1,gain1,'LineWidth',2);
    hold on
    plot(theta2,gain2,'LineWidth',2);
    hold off
    set(legend({'Plano zx','Plano zy'},'Location','southeast'), 'Interpreter','latex', 'Fontsize', 12, 'FontName','Arial');
    ylim([Valor_min Valor_max])
    limits = linspace(min(theta1), max(theta1), 13);
    xlim ( [limits(4) limits(10)]);
    xticks (limits(4:10));
    xticklabels({'-90°','-60°','-30°','0°','30°','60°','90°'})
    xlabel('Theta ($^\circ$)', 'Interpreter','latex', 'Fontsize', 15,'FontName','Arial');
    ylabel('Ganancia en [dB]', 'Interpreter','latex', 'Fontsize', 15, 'FontName','Arial');
    grid on
    xticklabels({'-90°','-60°','-30°','0°','30°','60°','90°'})
end

```