



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS EN 5.8 GHZ PARA  
UNA PLATAFORMA CUBESAT

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERA CIVIL ELÉCTRICA

ISIS RENATA MORA FERRARO

PROFESOR GUÍA:  
MARCOS DÍAZ QUEZADA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
JAVIER ROJAS CATALÁN  
FRANCISCO PIZARRO TORRES

SANTIAGO DE CHILE  
2021

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR  
AL TÍTULO DE INGENIERA CIVIL ELÉCTRICA  
POR: ISIS RENATA MORA FERRARO  
FECHA: 2021  
PROF. GUÍA: MARCOS DÍAZ QUEZADA

## DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN ARREGLO DE ANTENAS EN 5.8 GHZ PARA UNA PLATAFORMA CUBESAT

Para el funcionamiento de las constelaciones de nanosatélites es necesaria la implementación de antenas, ya sea para la comunicación intersatelital o para la comunicación a estaciones terrenas. Dichas antenas deben ajustarse a restricciones debido a los limitados recursos que pueden ir a bordo de un nanosatélite, en particular, espacio y energía disponible. Considerando las características y restricciones que se tienen, se propone para este trabajo la implementación de un arreglo de fase, el cual consiste en un sistema de antenas acompañado de un circuito electrónico. El sistema de antenas propuesto es un arreglo de antenas, es decir, dos o más antenas funcionando en conjunto, lo que permite aumentar la ganancia al transmitir y recibir. Las antenas que le compongan deben ser pequeñas, livianas y eficientes a la frecuencia de operación 5.8 GHz. Las principales figuras de mérito durante este trabajo están asociadas a los parámetros S.

Por otro lado, el circuito electrónico que acompaña al arreglo tiene el objetivo de modificar las fases de cada antena que compone a dicho arreglo, de manera de poder modificar la dirección de máxima ganancia. Además, para mejorar el funcionamiento del sistema, se considera incorporar amplificadores de potencia para la transmisión y amplificadores de bajo ruido para la recepción. Como los nanosatélites tienen restricciones de espacio y energía para sus componentes, este sistema debe ser diseñado de forma que se optimicen los recursos, siendo lo más pequeño posible y reduciendo los dispositivos al mínimo para no gastar energía innecesariamente. El circuito final propuesto está compuesto de divisores de potencia, cambiadores de fase, *switchs*, amplificadores y un Arduino.

Para llevar a cabo estos puntos se siguió la siguiente metodología:  
Para el sistema de antenas, se implementaron distintos tipos de antenas variando sus parámetros. Una vez encontradas las características que mejor se ajustan a los objetivos, se procedió a replicar la antena seleccionada para la implementación de un arreglo.  
Para el circuito, se cotizaron distintos dispositivos electrónicos, buscando optimizar los recursos. Se modelaron placas de prueba para cada uno de estos dispositivos las que, si bien no pudieron ser construidas, incorporan una cotización completa con dos materiales distintos para evaluar la opción más conveniente.  
Finalmente, se diseñó un sistema completo que incorpora un arreglo de antenas *microstrip patch* y un circuito que permite, según las simulaciones, controlar la dirección del patrón de radiación.



*A mi familia.*



# Agradecimientos

En primer lugar, agradezco infinitamente a mi padre y mi madre, que han hecho tanto por mí, a mi pareja, a mi hermano y a mis abuelos y abuelas, por su incondicional compañía y cariño, y al resto de mi familia querida, que me han apoyado tanto y de tantas maneras. También, a mis amigos y amigas, por traer alegría a mis días. Los adoro.

Finalmente, agradezco al profesor Marcos Díaz, por su apoyo y buena disposición, y un especial agradecimiento a Javier Rojas, por su guía y paciencia en el desarrollo de este trabajo.



# Tabla de Contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación y Antecedentes . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.2.1. Objetivo general . . . . .	3
1.2.2. Objetivos específicos . . . . .	3
1.3. Estructura de la Memoria . . . . .	3
<b>2. Marco Teórico y Estado del Arte</b>	<b>4</b>
2.1. Estado del arte . . . . .	4
2.2. Generalidades de los dispositivos electrónicos . . . . .	5
2.2.1. Parámetros S . . . . .	5
2.2.2. Ganancia y pérdida de potencia . . . . .	6
2.2.3. Pérdidas por desadaptación . . . . .	6
2.2.4. Pérdidas por inserción . . . . .	7
2.2.5. Pérdidas de retorno . . . . .	7
2.2.6. Frecuencia de operación . . . . .	7
2.3. Antenas . . . . .	7
2.3.1. Características y parámetros de las antenas . . . . .	7
2.4. Arreglos de antenas . . . . .	12
2.5. Líneas de transmisión . . . . .	13
2.5.1. Líneas <i>microstrip</i> . . . . .	14
2.5.2. <i>Coplanar waveguide</i> . . . . .	15
2.5.3. <i>Stripline</i> . . . . .	15
2.6. Divisor de potencia de Wilkinson . . . . .	16
2.7. Comunicación . . . . .	17
2.7.1. Bandas de frecuencia ISM . . . . .	17
2.7.2. Comunicación SPI . . . . .	17
2.8. Amplificadores . . . . .	17
2.8.1. Amplificador de potencia . . . . .	17
2.8.2. Amplificador de bajo ruido . . . . .	18
2.9. Ruido . . . . .	18
2.10. <i>Switch</i> . . . . .	19
<b>3. Análisis preliminar</b>	<b>20</b>
3.1. Frecuencia de operación . . . . .	20



3.2.	Tipo de antena . . . . .	20
3.3.	Material . . . . .	20
3.4.	Elementos que componen el sistema . . . . .	21
3.4.1.	Divisor de potencia . . . . .	22
3.4.2.	Cambiadores de fase (PS) . . . . .	22
3.4.3.	Amplificadores . . . . .	23
3.4.4.	<i>Switch</i> . . . . .	25
3.4.5.	Microcontrolador . . . . .	25
3.4.6.	Sistema completo resultante . . . . .	26
<b>4.</b>	<b>Metodología: Arreglo de antenas</b>	<b>27</b>
4.1.	Prueba 1: Comparación de distintas antenas <i>patch</i> . . . . .	28
4.1.1.	Diseño y simulación . . . . .	28
4.1.2.	Resultados de las simulaciones . . . . .	29
4.1.3.	Construcción y medición . . . . .	30
4.1.4.	Resultados construcción . . . . .	30
4.2.	Prueba 2: Comparación de distintas antenas <i>patch</i> . . . . .	31
4.2.1.	Diseño y simulación . . . . .	31
4.2.2.	Resultados simulaciones . . . . .	31
4.2.3.	Construcción y medición . . . . .	31
4.2.4.	Resultados construcción . . . . .	32
4.3.	Prueba 3: Arreglo de antenas . . . . .	33
4.3.1.	Diseño y simulación . . . . .	33
4.3.2.	Resultados simulaciones . . . . .	34
4.3.3.	Construcción y medición . . . . .	39
4.3.4.	Resultados construcción . . . . .	41
4.4.	Prueba 4: Nuevos diseños de antenas y arreglo . . . . .	44
4.4.1.	Diseño y simulación . . . . .	44
4.4.2.	Resultados simulaciones . . . . .	44
4.4.3.	Construcción y medición . . . . .	45
<b>5.</b>	<b>Metodología: Dispositivos</b>	<b>47</b>
5.1.	Divisor de potencia . . . . .	47
5.1.1.	Diseño . . . . .	47
5.1.2.	Simulación . . . . .	48
5.1.3.	Resultados simulaciones . . . . .	50
5.1.4.	Diagrama en EAGLE . . . . .	52
5.2.	Implementación de los cambiadores de fase y microcontrolador . . . . .	55
5.2.1.	Comunicación serial . . . . .	55
5.3.	<i>Switch</i> . . . . .	57
5.4.	Amplificador . . . . .	57
5.5.	Sistema completo . . . . .	58
5.5.1.	Cotizaciones . . . . .	60
<b>6.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>62</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>64</b>

<b>7. Anexo</b>	<b>66</b>
7.1. Anexo 1: Sistema de referencia . . . . .	66
7.2. Anexo 2: Códigos . . . . .	67
7.2.1. Cálculo fase (python) . . . . .	67
7.2.2. Cambiador de fase y Arduino (C++) . . . . .	69
7.3. Anexo 3: Dimensiones de antenas simuladas en pruebas 1 y 2 (EAGLE) . . .	72
7.3.1. Prueba 1 . . . . .	72
7.3.2. Prueba 2 . . . . .	75
7.4. Anexo 4: Fotos de antenas construidas en pruebas 1 y 2 . . . . .	77
7.4.1. Prueba 1 . . . . .	77
7.4.2. Prueba 2 . . . . .	80
7.5. Anexo 5: Parámetros S de antenas construidas en pruebas 1 y 2 . . . . .	82
7.5.1. Prueba 1 . . . . .	82
7.5.2. Prueba 2 . . . . .	85

# Índice de Tablas

3.1. Parámetros importantes de los distintos materiales considerados. . . . .	21
3.2. Parámetros importantes del divisor de potencia comercial. . . . .	22
3.3. Parámetros importantes del cambiador de fase comercial. . . . .	23
3.4. Parámetros importantes del amplificador comercial. . . . .	24
3.5. Parámetros importantes del <i>switch</i> comercial. . . . .	25
4.1. Resultados de las antenas simuladas, parámetro $S_{11}$ , prueba 1. . . . .	29
4.2. Resultados antenas construidas, parámetro $S_{11}$ , prueba 1. . . . .	30
4.3. Resultados antenas simuladas, parámetros $S_{11}$ , prueba 2. . . . .	31
4.4. Resultados antenas construidas, parámetros $S_{11}$ , prueba 2. . . . .	32
4.5. Dimensión del arreglo en un eje según la cantidad de antenas en el mismo eje.	33
4.6. Resultados arreglo simulado, parámetros $S_{11}$ , prueba 3. . . . .	35
4.7. Ángulos deseados para el patrón de radiación y sus fases teóricas correspon- dientes. . . . .	35
4.8. Comparación simulaciones de pruebas 2 y 3, con simulaciones de prueba 4. .	44
4.9. Resultados simulaciones arreglo de antenas $3 \times 3$ prueba 4, en RO4725. . . .	45
4.10. Resultados simulaciones arreglo de antenas $3 \times 3$ prueba 4, en FR4. . . . .	45
4.11. Precio (USD) de encargar un arreglo de antenas a PCBWay para FR4 y RO4003C. . . . .	46
5.1. Resultados parámetros S del divisor de potencia de uno a dos puertos. . . . .	51
5.2. Resultados parámetros S del divisor de potencia de uno a cuatro puertos. . .	52
5.3. Cotizaciones para placas de prueba y placa del sistema completo, en dólares.	61
5.4. Cotizaciones para placas de prueba y placa del sistema completo, en dólares.	61

# Índice de Ilustraciones

2.1.	Total de nanosatélites y CubeSats lanzados. . . . .	4
2.2.	Total de nanosatélites por rangos de frecuencia. . . . .	5
2.3.	Ilustración de un patrón de radiación $F(\theta, \phi)$ . . . . .	8
2.4.	Patrón de radiación y sus características. . . . .	9
2.5.	Ilustración de una onda con polarización circular. . . . .	10
2.6.	Estructura de una antena <i>microstrip patch</i> . . . . .	11
2.7.	Arreglo de antenas lineal. . . . .	13
2.8.	Estructura de una línea <i>microstrip</i> . . . . .	14
2.9.	Estructura de una <i>coplanar waveguide</i> . . . . .	15
2.10.	Estructura de una <i>stripline</i> . . . . .	16
2.11.	Divisor de potencia de Wilkinson. . . . .	16
3.1.	Diagrama del sistema completo. . . . .	21
3.2.	Diagrama del sistema completo, indicando los dispositivos comerciales correspondientes. . . . .	26
4.1.	Antena (3) en HFSS, vista superior. . . . .	28
4.2.	Antena (3) en HFSS, vista lateral. . . . .	29
4.3.	Antena (3) en HFSS, vista isométrica. . . . .	29
4.4.	Arreglo de antenas en HFSS, vista superior. . . . .	33
4.5.	Arreglo de antenas en HFSS, vista lateral. . . . .	34
4.6.	Arreglo de antenas en HFSS, vista isométrica. . . . .	34
4.7.	Arreglo de antenas en EAGLE, dimensiones. . . . .	34
4.8.	Patrón de radiación de la antena (3) fijado a $\theta = 0^\circ$ . . . . .	35
4.9.	Configuración 1: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a $\theta = 0^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ . . . . .	36
4.10.	Configuración 2: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a $\theta = 15^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ . . . . .	36
4.11.	Configuración 3: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a $\theta = 30^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ . . . . .	37
4.12.	Configuración 4: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a $\theta = 45^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ . . . . .	37
4.13.	Configuración 5: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a $\theta = 60^\circ$ y $\phi = 0^\circ$ . . . . .	37
4.14.	Patrón de radiación de la antena (3). . . . .	38
4.15.	Patrón de radiación del arreglo de antenas. . . . .	38

4.16. Segunda prueba, antena (3), foto. . . . .	39
4.17. Arreglo de antenas, foto. . . . .	39
4.18. Mismo arreglo, lado de conectores. . . . .	39
4.19. Diagrama de la instalación para medir el patrón de radiación del arreglo de antenas. . . . .	40
4.20. Arreglo, primera antena, gráfico $S_{11}$ . . . . .	41
4.21. Arreglo, segunda antena, gráfico $S_{11}$ . . . . .	41
4.22. Arreglo, tercera antena, gráfico $S_{11}$ . . . . .	41
4.23. Arreglo, cuarta antena, gráfico $S_{11}$ . . . . .	41
4.24. Patrón de radiación, caso 1. . . . .	42
4.25. Disposición de las antenas, caso 1. . . . .	42
4.26. Patrón de radiación, caso 2. . . . .	42
4.27. Disposición de las antenas, caso 2. . . . .	42
4.28. Patrón de radiación, caso 3. . . . .	43
4.29. Disposición de las antenas, caso 3. . . . .	43
5.1. Divisor de potencia de Wilkinson. . . . .	48
5.2. Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista superior. . . . .	49
5.3. Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista lateral. . . . .	49
5.4. Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista isométrica. . . . .	49
5.5. Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista superior. . . . .	50
5.6. Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista lateral. . . . .	50
5.7. Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista isométrica. . . . .	50
5.8. Divisor de potencia de uno a dos puertos, gráfico $S_{11}$ . . . . .	51
5.9. Divisor de potencia de uno a cuatro puertos, gráfico $S_{11}$ . . . . .	51
5.10. Divisor de potencia de uno a cuatro puertos, diagrama en EAGLE. . . . .	52
5.11. Cálculo de parámetros de línea de transmisión con TXLINE. . . . .	53
5.12. Placa de prueba de un dispositivo divisor de potencia, diagrama en EAGLE. . . . .	54
5.13. Placa de prueba de tres dispositivos divisores de potencia, diagrama en EAGLE. . . . .	54
5.14. Funcionamiento de comunicación serial. . . . .	55
5.15. Placa de prueba para un PS, diagrama en EAGLE. . . . .	56
5.16. Placa de prueba para cuatro PS, diagrama en EAGLE. . . . .	56
5.17. Placa de prueba para un <i>switch</i> , diagrama en EAGLE. . . . .	57
5.18. Placa de prueba para un amplificador, diagrama en EAGLE. . . . .	57
5.19. Placa de prueba para sistema completo de amplificación: 4 <i>switch</i> y 4 amplificadores, diagrama en EAGLE. . . . .	58
5.20. Placa de cuatro capas considerada para la construcción del sistema completo. . . . .	58
5.21. Placa del sistema completo, diagrama en EAGLE. . . . .	60
7.1. Coordenadas esféricas. . . . .	66
7.2. Primera prueba, antena (1), dimensiones. . . . .	72
7.3. Primera prueba, antena (2), dimensiones. . . . .	72
7.4. Primera prueba, antena (3), dimensiones. . . . .	73
7.5. Primera prueba, antena (4), dimensiones. . . . .	73
7.6. Primera prueba, antena (5), dimensiones. . . . .	73
7.7. Primera prueba, antena (6), dimensiones. . . . .	74
7.8. Segunda prueba, antena (1), dimensiones. . . . .	75

7.9. Segunda prueba, antena (3), dimensiones. . . . .	75
7.10. Segunda prueba, antena (4), dimensiones. . . . .	75
7.11. Segunda prueba, antena (5), dimensiones. . . . .	76
7.12. Segunda prueba, antena (6), dimensiones. . . . .	76
7.13. Primera prueba, antena (1), foto. . . . .	77
7.14. Primera prueba, antena (2), foto. . . . .	77
7.15. Primera prueba, antena (3), foto. . . . .	78
7.16. Primera prueba, antena (4), foto. . . . .	78
7.17. Primera prueba, antena (5), foto. . . . .	78
7.18. Primera prueba, antena (6), foto. . . . .	79
7.19. Segunda prueba, antena (1), foto. . . . .	80
7.20. Segunda prueba, antena (3), foto. . . . .	80
7.21. Segunda prueba, antena (4), foto. . . . .	80
7.22. Segunda prueba, antena (5), foto. . . . .	81
7.23. Segunda prueba, antena (6), foto. . . . .	81
7.24. Primera prueba, antena (1), gráfico $S_{11}$ . . . . .	82
7.25. Primera prueba, antena (2), gráfico $S_{11}$ . . . . .	82
7.26. Primera prueba, antena (3), gráfico $S_{11}$ . . . . .	83
7.27. Primera prueba, antena (4), gráfico $S_{11}$ . . . . .	83
7.28. Primera prueba, antena (5), gráfico $S_{11}$ . . . . .	83
7.29. Primera prueba, antena (6), gráfico $S_{11}$ . . . . .	84
7.30. Segunda prueba, antena (1), gráfico $S_{11}$ . . . . .	85
7.31. Segunda prueba, antena (3), gráfico $S_{11}$ . . . . .	85
7.32. Segunda prueba, antena (4), gráfico $S_{11}$ . . . . .	86
7.33. Segunda prueba, antena (5), gráfico $S_{11}$ . . . . .	86
7.34. Segunda prueba, antena (6), gráfico $S_{11}$ . . . . .	86



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación y Antecedentes

Los satélites son objetos tecnológicos puestos en órbita. Tienen múltiples usos en distintas áreas, tales como monitoreo climático y medioambiental, navegación (GPS), comunicación, monitoreo y medición de condiciones geológicas para poder advertir de posibles emergencias y peligros, desarrollo en investigaciones y educación, etcétera [1].

En los últimos años ha aumentado considerablemente el interés por el desarrollo de nanosatélites, ya que, en comparación con los satélites tradicionales, los nanosatélites son más pequeños, livianos, consumen menos energía y son mucho más baratos de construir e implementar. Además, una de sus grandes ventajas es la aplicación en la educación y experimentos científicos, específicamente, proveyendo de programas de entrenamiento para estudiantes con la capacidad y conocimiento para construir satélites y otras habilidades relacionadas con el tema. La desventaja es que, por su tamaño pequeño, tienen capacidades más limitadas: los componentes que contengan tienen restricciones de espacio, peso y de energía disponible, esto último debido a que los paneles solares que se pueden adjuntar a estos satélites deben ser pequeños por la limitada área externa del dispositivo. Existen distintos tipos de nanosatélite, siendo uno de estos los CubeSat, un estándar con características específicas.

Una posible solución a estas limitaciones es la construcción de una constelación de nanosatélites, que corresponde a un conjunto de dos o más dispositivos que mantienen cierta distancia entre ellos al desplazarse. Esto es particularmente conveniente para captura de imágenes o medición de datos, ya que se pueden tomar desde distintos puntos. Además, las constelaciones de nanosatélites permiten reducir el riesgo, los costos de construcción y lanzamiento, se pueden compartir recursos, el sistema es más tolerante ante errores y fallas de componentes y la disponibilidad es mayor que en sistemas centrados. Por otro lado, la formación de satélites puede proveer nuevas e innovadoras formas de llevar a cabo experimentos.

Para el funcionamiento de las constelaciones de nanosatélites es necesaria la implementa-



ción de antenas, ya sea para la comunicación intersatelital o para la comunicación a estaciones terrenas. Dichas antenas deben ajustarse a restricciones debido a los limitados recursos que pueden ir a bordo de un nanosatélite.

Considerando las características y restricciones de espacio y energía que se tienen para un nanosatélite, se propone la implementación de un arreglo de fase. Este consiste en un sistema de antenas acompañado de un circuito electrónico. El sistema de antenas propuesto es un arreglo de antenas, es decir, dos o más antenas funcionando en conjunto, las cuales deben ser pequeñas, livianas y eficientes a la frecuencia de operación propuesta, en este caso, 5.8 GHz. Se propone un arreglo de antenas en vez de una antena única ya que de esa manera se puede obtener mayor ganancia y mayor directividad tanto al transmitir como al recibir.

Por otro lado, el circuito electrónico que acompaña al arreglo tiene el objetivo de modificar las fases de cada antena que compone a dicho arreglo, de manera de poder controlar la dirección de máxima ganancia del sistema de fase. Además, para mejorar el funcionamiento del arreglo de fase se considera incorporar amplificadores de potencia para la transmisión y amplificadores de bajo ruido para la recepción. Como los nanosatélites tienen restricciones de espacio y energía para sus componentes, este sistema debe ser diseñado de forma que se optimicen los recursos, siendo lo más pequeño posible y reduciendo los dispositivos al mínimo para no gastar energía innecesariamente.

Para llevar a cabo estos puntos se propone la siguiente metodología: Para el sistema de antenas, diseñar, simular, construir y medir distintos tipos de antenas, variando sus parámetros para optimizar su desempeño a la frecuencia de operación. Deben ser pequeñas y livianas, por lo que se elige el modelo *microstrip patch*. Una vez decidido las características que mejor funcionen según los objetivos, replicarlos para el diseño, simulación, construcción y medición de un arreglo de antenas.

Para el circuito, se debe diseñar la estructura y la disposición que habrá entre los componentes. Además, elegir modelos comerciales para cada dispositivo y modelar placas de prueba para cada uno de estos. Finalmente, se debe diseñar la estructura del sistema que incorpore tanto el circuito como las antenas.

Al final de este trabajo se obtuvo un diseño que abarca el sistema completo. Solo algunos de sus componentes pudieron ser construidos, por lo que se incorpora una cotización para mandar a hacer los componentes restantes. Los resultados para cada etapa tuvieron valores que se ajustaban a la teoría, con buenos resultados según los objetivos fijados.

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo general

Considerando las características y restricciones de espacio y energía que se tienen para un nanosatélite, el objetivo es diseñar e implementar un arreglo de fase que funcione a 5.8 GHz, compuesto por un arreglo de antenas y un circuito que permite modificar aspectos del patrón de radiación transmitido y recibido por el arreglo.

### 1.2.2. Objetivos específicos

Para llevar a cabo el objetivo general es necesario cumplir con lo siguiente:

- Diseñar, simular, construir y medir distintas antenas, variando material de construcción, forma y dimensiones, de manera de encontrar la combinación de características que mejor se ajusten a los objetivos de funcionamiento para las antenas.
- Diseñar, simular, construir y medir un arreglo de antenas que cumpla con las características y restricciones asociadas a los nanosatélites.
- Diseñar el sistema que acompaña al arreglo de antenas. Se debe tener en cuenta la forma de alimentación de cada antena, el control sobre lo emitido por el arreglo y el sistema que permita a las antenas funcionar como un conjunto.

## 1.3. Estructura de la Memoria

Lo expuesto a continuación se estructura de la siguiente forma:

- **Marco teórico y Estado del Arte:** Respalda la realización del proyecto, describe aspectos relevantes de la teoría detrás del mismo y sitúa el problema a desarrollar en el contexto de lo ya existente en esta área de estudio.
- **Análisis preliminar:** Se listan algunas decisiones previas al diseño de los componentes y el por qué de estas, las cuales son frecuencia de operación, tipo de antena, material a utilizar y cuáles son los otros elementos que componen el sistema.
- **Metodología: Arreglo de antenas:** Se describen las etapas de diseño, simulación, construcción y medición de distintas antenas, con el fin de implementar un arreglo de antenas eficiente a la frecuencia de operación deseada.
- **Metodología: Dispositivos:** Se describe el diseño y simulación de los elementos que componen el circuito que acompaña al arreglo de antenas. Se incorpora además un resumen de cotizaciones para mandar a construir cada uno de estos componentes.
- **Conclusiones:** Se describen las conclusiones obtenidas y se proponen futuros trabajos relacionados al proyecto.
- **Bibliografía:** Se listan los documentos referenciados en el trabajo.
- **Anexo:** Se presenta material complementario al trabajo.

# Capítulo 2

## Marco Teórico y Estado del Arte

### 2.1. Estado del arte

La Figura 2.1 [2] muestra el total de nanosatélites lanzados hasta cada año a nivel mundial. De estos, 1557 son CubeSats, un estándar de diseño de nanosatélites compuesto de módulos cúbicos de 10 cm cada lado y con un peso máximo por módulo de 1,33 kg [3].

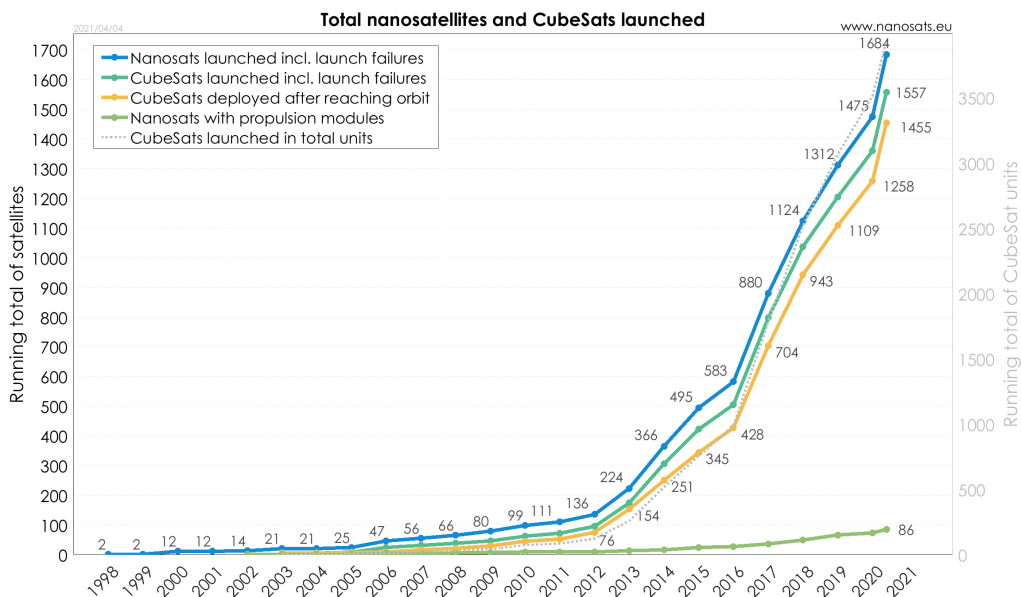


Figura 2.1: Total de nanosatélites y CubeSats lanzados.

En la Figura 2.2 [2] se muestra la cantidad de nanosatélites lanzados por rango de frecuencia de operación. Para esta memoria se escoge trabajar en la banda C, centrada en 5.8 GHz, que va desde 5.725 GHz a 5.875 GHz y pertenece a las bandas ISM [4, pp. 79]. Se destaca que hasta el momento se han lanzado 10 nanosatélites que funcionan en la banda C, un número bastante bajo con respecto a otras frecuencias. Esto es importante ya que un problema

común para los satélites que funcionan en bandas libres, que además comparten actividades con radioafición, es que son bandas de frecuencias más saturadas, resultando en interferencia con otros satélites y dispositivos que funcionen en la misma banda, especialmente en las UHF (400-402, 425 MHz) y X (8.2, 8.4, 10.5 GHz), que se pueden ver en la Figura 2.2 [5, pp. 2].

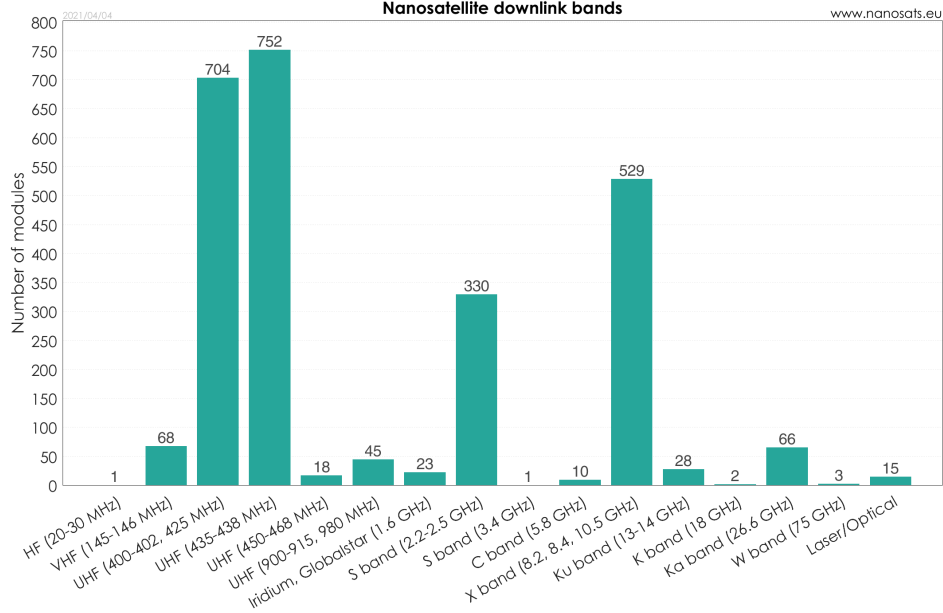


Figura 2.2: Total de nanosatélites por rangos de frecuencia.

## 2.2. Generalidades de los dispositivos electrónicos

### 2.2.1. Parámetros S

Para una red de N puertos se tiene una matriz de dispersión, tal como se muestra a continuación:

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

Donde  $a_1, a_2, \dots, a_N$  son los voltajes de las ondas incidentes en los puertos 1, 2, ..., N, respectivamente, y  $b_1, b_2, \dots, b_N$  son los voltajes de las ondas reflejadas en esos mismos puertos. Además, cada valor  $S_{ij}$  representa lo siguiente: si  $i = j$ , es el coeficiente de reflexión en el puerto  $i$ , de lo contrario, es el coeficiente de transmisión desde el puerto  $j$  al puerto  $i$  [6, pp. 39].

Generalmente, los parámetros S son medidos en decibeles (dB). El decibel es una unidad sin dimensión que expresa la proporción entre dos valores. Se calcula como Potencia en dB =  $10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$ , donde el resultado es positivo si  $P_2$  es mayor a  $P_1$  y negativo en el caso contrario. En cambio, si se quiere comparar valores de voltaje se calcula como Voltaje en dB =  $20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$ .

### 2.2.2. Ganancia y pérdida de potencia

La ganancia de potencia representa la proporción entre potencia de salida y potencia de entrada en un dispositivo electrónico y comúnmente se mide en dB.

$$\text{Ganancia de potencia en dB} = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia de entrada}} \quad (2.2)$$

Por otro lado, las pérdidas de potencia representan la proporción entre potencia de entrada y potencia de salida de un dispositivo, también se mide en dB.

$$\text{Pérdida de potencia en dB} = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia de entrada}}{\text{Potencia de salida}} \quad (2.3)$$

Para un circuito en cascada es posible sumar todas las ganancias en dB ( $G_i$ ) y restar todas las pérdidas en dB ( $L_i$ ), de manera que la ganancia o pérdida final ( $G_T$ ) sería:

$$G_T = (G_1 + G_2 + G_3 + \dots) - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots) \quad (2.4)$$

### 2.2.3. Pérdidas por desadaptación

Un dispositivo recibe una potencia máxima cuando su impedancia característica está adaptada a la impedancia de la línea de transmisión conectada a la entrada, en caso contrario hay pérdidas. El factor de pérdidas por desadaptación ( $q$ ) se calcula como la proporción entre la potencia recibida y la potencia máxima que se podría recibir [7, pp. 112].

$$q = \frac{\text{Potencia de entrada}}{\text{Potencia de entrada máxima}} \quad (2.5)$$

También se puede calcular el factor  $q$  notando que la potencia de entrada es la potencia incidente (normalizada a la unidad) menos la potencia reflejada relativa. Esto se expresa de la siguiente forma, donde  $|\Gamma_L|$  es el coeficiente de reflexión.

$$q = 1 - |\Gamma_L|^2 \quad (2.6)$$

### 2.2.4. Pérdidas por inserción

Las pérdidas por inserción (*insertion loss*, IL) ocurren en componentes de circuitos, guías de onda y líneas de transmisión [6, pp. 32]. Incluyen las pérdidas por desadaptación entre la entrada y la salida del dispositivo.

$$\text{Pérdidas por inserción} = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia de entrada}}{\text{Potencia transmitida}} \quad (2.7)$$

### 2.2.5. Pérdidas de retorno

Asociadas a la potencia reflejada en la entrada del dispositivo, la cual ocurre por desadaptación de impedancias entre la línea de transmisión conectada a la entrada del dispositivo y el mismo dispositivo. Las pérdidas de retorno se calculan de la siguiente manera [6, pp. 32], donde  $\Gamma_L$  es el coeficiente de reflexión y  $S_{11}$  uno de los parámetros S:

$$\text{Pérdidas de retorno} = 10 \log_{10} \frac{\text{Potencia de entrada}}{\text{Potencia reflejada}} = -20 \log |\Gamma_L| = -20 \log S_{11} \quad (2.8)$$

### 2.2.6. Frecuencia de operación

Es la frecuencia a la cual se minimizan las pérdidas de retorno de un dispositivo. Generalmente se considera un buen desempeño si la magnitud de dichas reflexiones a la frecuencia de operación es menor a  $-10$  dB. Para calcular la longitud de onda a partir de la frecuencia se utiliza la ecuación  $\lambda = c/f$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz [7, pp. 9-17].

## 2.3. Antenas

Son dispositivos que permiten transportar señales eléctricas sin necesidad de cables. Se puede ver una antena como un transductor que convierte una onda guiada desde una línea de transmisión a una onda electromagnética radiada hacia el espacio libre en todas las direcciones de manera no uniforme (en caso de que la antena esté transmitiendo) o viceversa (en caso de que la antena esté recibiendo). Para radiar energía se tiene una fuente de corriente variable, lo que genera un campo magnético. En caso contrario un campo magnético induce corrientes en la superficie de un conductor. En general las antenas son dispositivos recíprocos, teniendo el mismo comportamiento cuando transmiten que cuando reciben [7, pp. 10-13].

### 2.3.1. Características y parámetros de las antenas

#### Patrón de radiación

Para una antena, el patrón de radiación corresponde a una función de la densidad de potencia emitida (o recibida) con respecto a la posición angular y la distancia radial desde la antena. La densidad de potencia observada desde una distancia eléctricamente grande disminuye  $1/r^2$  en todas las direcciones [6, pp. 75].

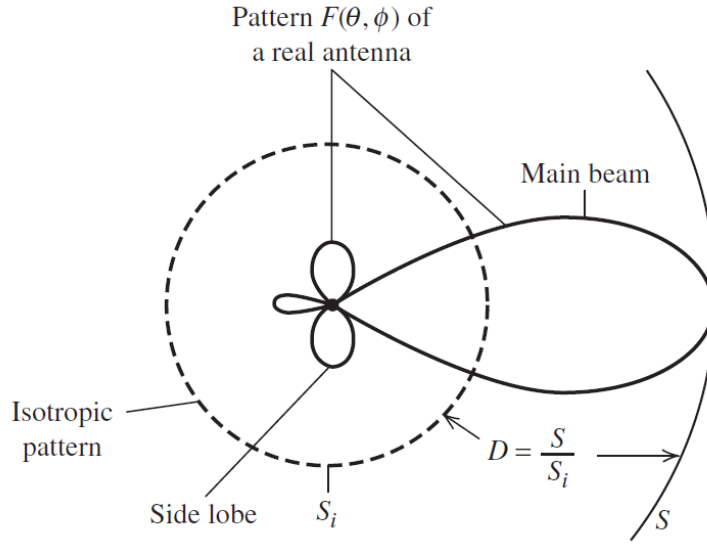


Figura 2.3: Ilustración de un patrón de radiación  $F(\theta, \phi)$ .

En la Figura 2.3 se muestra un círculo dibujado con línea punteada: representa el patrón de radiación de una antena isotrópica, antena teórica que no puede ser construida en la práctica pero que se utiliza como referencia para caracterizar el desempeño de otras antenas. Radía energía a todas las direcciones por igual, de manera que una esfera que le rodee tendrá potencia uniforme en su superficie [6, pp. 69].

A una distancia lo suficientemente lejana de cualquier antena que radía otra antena percibe la onda esférica recibida, que sería una pequeña fracción del perímetro de lo que se puede entender como una esfera de radio muy grande, como aproximadamente una onda plana uniforme. Es conveniente operar antenas en la región del campo lejano, ya que ahí el patrón es independiente de la distancia. Para calcular la distancia necesaria para ello se utiliza la siguiente fórmula:

$$R_{\text{campo\_lejano}} > \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (2.9)$$

donde  $D$  es la máxima dimensión de la antena y  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el espacio libre [6, pp. 71-72]. La Figura 2.4 muestra un patrón de radiación en un plano, con algunas características importantes indicadas, las cuales serán explicadas a continuación.

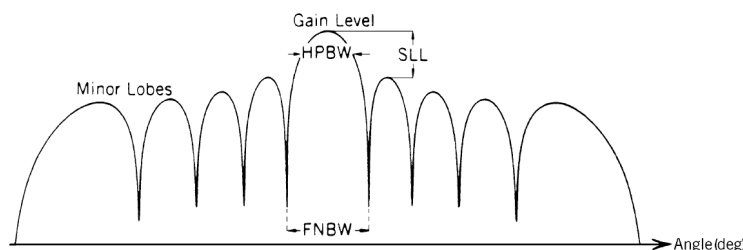


Figura 2.4: Patrón de radiación y sus características.

## Directividad

Es una medida de cuán direccional es el patrón de radiación de una antena. La directividad expresa cuánto mayor es el nivel máximo de radiación en comparación a si la antena radiara de manera uniforme. La Figura 2.3 muestra ambos casos, siendo el círculo de trazo punteado el patrón uniforme de la antena isotrópica. Si una antena radía por igual en todas direcciones, se dice que tiene cero direccionalidad, y su directividad sería uno. Para otras antenas la directividad sería mayor a uno [7, pp. 17].

## Ganancia de una antena

La ganancia describe cuánta potencia es transmitida en la dirección de máxima radiación en comparación a una fuente isotrópica tomando en cuenta las pérdidas ocurridas en la transmisión. Corresponde a la directividad reducida por las pérdidas en la antena, es decir  $G = e_r \cdot D$ , donde  $e_r$  es la eficiencia de radiación, calculada como  $e_r = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}}$ .  $P_{rad}$  es la potencia radiada por la antena,  $P_{in}$  es la potencia de entrada a la antena y  $P_{loss}$  es la potencia perdida en la antena [7, pp. 17].

## Polarización

Una onda electromagnética monocromática varía sinusoidalmente con el tiempo y su polarización corresponde a la figura trazada con el tiempo por el campo eléctrico desde un punto de observación fijo. El campo magnético posee variaciones temporales y espaciales similares a las del campo eléctrico, siendo ambos campos perpendiculares entre sí.

El caso general para la polarización de una onda es el elíptico. Además, hay dos casos especiales: polarización lineal, que es cuando el campo eléctrico se mueve hacia adelante y hacia atrás en una línea y polarización circular, que es cuando el campo magnético se mantiene constante en largo pero rota en una trayectoria circular [7, pp. 61-66].

Las antenas recíprocas tienen la misma polarización al transmitir y al recibir. Para que una antena pueda captar una señal transmitida por otra antena ambas deben tener la misma polarización, con igual proporción entre ejes, sentido de giro y orientación del eje mayor. Por esto, en caso de no poder asegurar que dos antenas estén posicionadas en un mismo eje entre sí, como es en el caso de satélites que están en constante movimiento, es conveniente que ambas antenas tengan polarización circular en el mismo sentido. Así, la antena receptora



podrá captar la señal independiente de su ángulo con respecto a la antena transmisora.

Algunas antenas poseen polarización circular naturalmente, como en el caso de las antenas helicoidales y las espirales. La polarización circular también puede ser generada a partir del diseño de su red de alimentación de potencia.

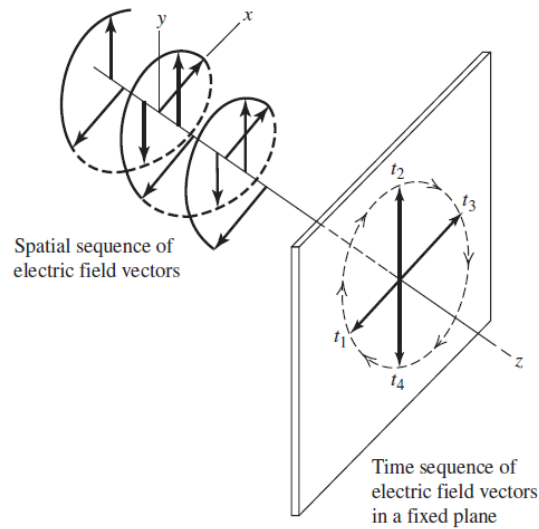


Figura 2.5: Ilustración de una onda con polarización circular.

### **Eficiencia del haz**

Corresponde a la proporción entre la potencia recibida o transmitida en un cono angular y la potencia recibida o transmitida por la antena completa. Es una medición de la cantidad de potencia recibida o transmitida por lóbulos menores con respecto al lóbulo principal [6, pp. 79].

### **Radiación posterior**

Mide la potencia radiada por el lado posterior de la antena. Normalmente se entrega como la proporción entre radiación posterior y radiación anterior, medido en dB [6, pp. 79].

### **Impedancia de entrada**

Es la proporción entre el voltaje y la corriente en el puerto de entrada de una antena. Usualmente, es deseable igualar la impedancia del puerto de una antena con la impedancia característica de la línea de transmisión conectada a dicho puerto, para así minimizar las pérdidas de retorno [7, pp. 19].

### **Ancho de banda**

Corresponde al rango de frecuencias donde el desempeño de la antena es aceptable. Existen diversas formas de medir el ancho de banda. En este caso, se utilizará el estándar, que indica

que el coeficiente de reflexión en el puerto del dispositivo debe ser menor o igual a  $1/3$ , es decir, que las pérdidas de retorno sean menor o igual a  $-9,54$  dB. Se aproximará este valor a  $-10$  dB [6, pp. 75].

### ***Half-power beamwidth (HPBW)***

Este parámetro se puede ver representado en la Figura 2.4. Corresponde al rango en grados del patrón de radiación, tal que la radiación disminuye a la mitad de su máximo, o la potencia en ese punto con respecto a la potencia máxima es menor o igual que  $-3$  dB.

### ***Sidelobes***

Corresponde a la radiación presente que no pertenece al lóbulo principal. En esta radiación se aprecian *peaks* que forman lóbulos, cuyos niveles (*sidelobes level*, SLLs) se determinan como la diferencia en dB entre estos lóbulos y el principal. Este valor está representado en la Figura 2.4.

### **Tipo de antena: *Microstrip patch***

Las antenas *microstrip patch* pertenecen a la clasificación de antenas resonantes. Estas poseen estructuras simples, amplio patrón de radiación, ganancia baja a moderada, impedancia de entrada real y ancho de banda estrecho. Generalmente son usadas desde frecuencias entre el rango HF (3-30 MHz) a bajas frecuencias en GHz [6, pp. 90-97].

Tienen tres capas, dos de estas son conductoras separadas por un sustrato dieléctrico. El conductor inferior corresponde a la tierra. La Figura 2.6 muestra la estructura de una típica antena *microstrip patch*, donde  $W$  y  $L$  indican las dimensiones de la antena compuesta de un material conductor y  $t$  es la altura del sustrato de constante dieléctrica  $\epsilon_r$ . Las dimensiones de la antena dependen directamente de parámetros como la constante dieléctrica y el factor de disipación (*dissipation factor*, DF) del sustrato. Además, el plano de tierra es infinito para casos ideales. La radiación de la antena surge de los campos que se filtran por los bordes de esta. Estas antenas acostumbran tener ganancias entre 5 dB y 8 dB, y HPBW entre  $50^\circ$  y  $60^\circ$ .

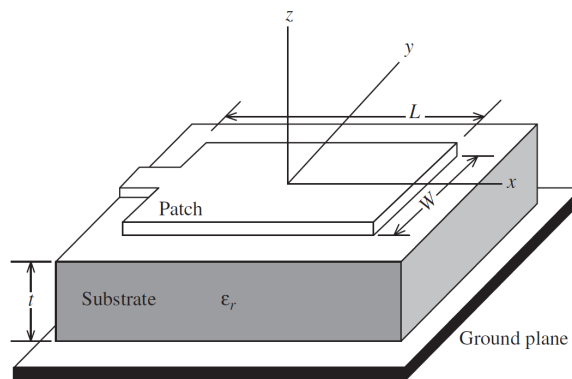


Figura 2.6: Estructura de una antena *microstrip patch*.

## 2.4. Arreglos de antenas

La potencia recibida por un sistema de comunicación simple, compuesto por una antena transmisora y una antena receptora, se puede expresar por el Balance de Enlace, que se calcula como:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} - L_{TX} - L_{FS} + G_{RX} - L_{RX} - L_M \quad (2.10)$$

Donde  $P_{RX}$  es la potencia recibida,  $P_{TX}$  la potencia transmitida,  $G_{TX}$  la ganancia de la antena transmisora,  $L_{TX}$  las pérdidas totales de la antena transmisora,  $L_{FS}$  las pérdidas en el espacio libre,  $G_{RX}$  la ganancia de la antena receptora,  $L_{RX}$  las pérdidas totales de la antena receptora y  $L_M$  otras misceláneas. Dado esto, se puede aumentar la potencia recibida aumentando la potencia transmitida. También es necesario disminuir las pérdidas tanto en el transmisor como el receptor [5, pp. 4].

Es posible aumentar la ganancia de una antena implementando un arreglo de antenas, que corresponde a un sistema de dos o más antenas funcionando simultáneamente. Si estas antenas del arreglo tienen las mismas dimensiones y características entre sí, el arreglo tendrá mayor ganancia y menor HPBW con respecto a una de estas antenas funcionando por sí sola [7, pp. 271-336].

El Factor de Arreglo (*array factor*, AF) describe el patrón de radiación de un arreglo de elementos isotrópicos. Con este valor se puede obtener el Patrón de Arreglo, que representa el patrón de radiación de un arreglo real y se calcula como el producto entre el AF y el patrón de radiación de un elemento del arreglo.

Sea un arreglo de antenas lineal con antenas equiespaciadas en un mismo eje, recibiendo una señal. Dependiendo de la dirección y ángulo de llegada de la señal algunas antenas la recibirán antes que otras. El resultado de la combinación de estas señales dependerá de la distancia entre las antenas y de la fase relativa entre ellas, ya que esto determinará si tienen interferencia constructiva o destructiva. La diferencia de fase entre los elementos está dada por la distancia recorrida por la señal para llegar a un elemento A cuando ya llegó a un elemento B. Lo mismo ocurre cuando el arreglo está transmitiendo: modificando la fase de cada elemento de la antena es posible controlar la dirección en la cual las señales de cada antena tendrán interferencia constructiva, pudiendo optimizar significativamente la ganancia del arreglo de antenas [5, pp. 5]. También, modificando la fase de cada elemento es posible cambiar la forma del patrón de radiación total, esto es conocido como *beamforming* [5, pp. 11].

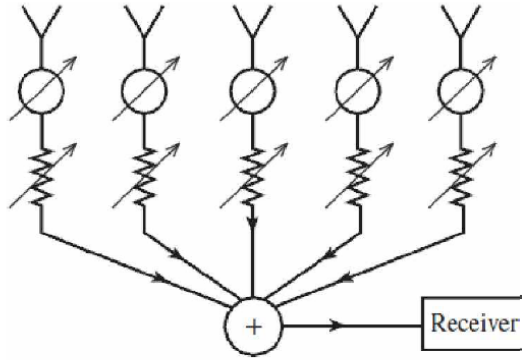


Figura 2.7: Arreglo de antenas lineal.

Si la separación entre los elementos es menor a  $\lambda/2$  se generará un patrón de radiación tan directivo que deja de ser práctico. En cambio, si la separación es mayor se generará un haz de radiación indeseado llamado *grating lobes*. Por esto, es conveniente que la separación entre las antenas que componen al arreglo sea de  $\lambda/2$  [8, pp. 396].

También es posible implementar un arreglo de antenas rectangular, con sus elementos dispuestos en un plano. Sean dos ángulos,  $\theta$  y  $\phi$  (ver Anexo 1), que representan la dirección deseada de máxima ganancia para un arreglo. Para obtener estos ángulos se calcula la fase de cada elemento de la siguiente manera:

La diferencia de fase entre elementos es relativa, así que se elige uno de estos y se le fija fase igual a  $0^\circ$ . La fase de cada uno de los otros elementos se calcula como:

$$Fase = d_x \cdot \sin\phi \cdot \cos\theta + d_y \cdot \sin\phi \cdot \sin\theta \quad (2.11)$$

donde  $d_x$  y  $d_y$  son las distancias al elemento fijado en  $0^\circ$ , en el eje  $x$  y el eje  $y$ , respectivamente.

## 2.5. Líneas de transmisión

Un método para transportar señales eléctricas es el de líneas de transmisión, las cuales confinan las señales y la energía correspondiente a las ondas electromagnéticas asociadas. Una línea de transmisión requiere una estructura guía, generalmente compuesta por al menos un conductor. Algunos ejemplos de líneas de transmisión son cables coaxiales y línea de alambres paralelos. Existen distintos tipos de líneas de transmisión, a continuación se detallarán tres tipos relevantes para este trabajo [7, pp. 9-10].

### 2.5.1. Líneas *microstrip*

Las líneas *microstrip* tienen la ventaja de ser relativamente fáciles de construir. Su estructura se muestra en la Figura 2.8 [9, pp. 147], donde un conductor de ancho  $W$  se imprime sobre un sustrato dieléctrico de altura  $d$  (generalmente  $d \ll \lambda$ ) y permitividad relativa  $\epsilon_r$ , que a su vez está sobre un plano de tierra.

La constante dieléctrica efectiva se calcula como:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.12)$$

Teniendo este valor y dadas las dimensiones de la línea *microstrip* se puede calcular la impedancia característica de la línea como:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right), & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]}, & W/d \geq 1. \end{cases} \quad (2.13)$$

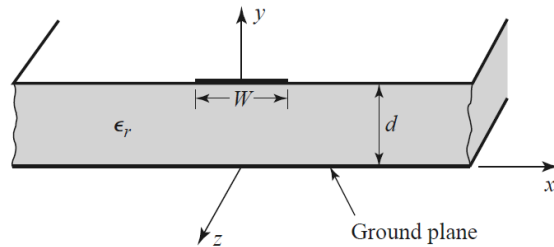


Figura 2.8: Estructura de una línea *microstrip*

Algunas de las ventajas principales de las líneas de transmisión *microstrip* [10, pp. 7] son las siguientes:

- Son físicamente pequeñas.
- Constituyen un bajo costo y son fáciles de construir.
- Existe una vasta industria de circuitos y componentes compatibles.
- Fácil acceso a la señal de la línea.

Algunas de las desventajas principales son las siguientes:

- Baja aislación.
- Alta dispersión.

### 2.5.2. *Coplanar waveguide*

Es una estructura bastante similar a la *microstrip*, con la diferencia de que, en su forma tradicional, todos los materiales conductores se encuentran en un mismo plano. Se tiene un plano dieléctrico y, sobre este, un plano conductor utilizado para transmitir, separado por una estrecha brecha de un plano de tierra, como se muestra en la Figura 2.9 [9, pp. 159-160]. Existe una variante donde, además, hay otro plano de tierra por debajo del dieléctrico.

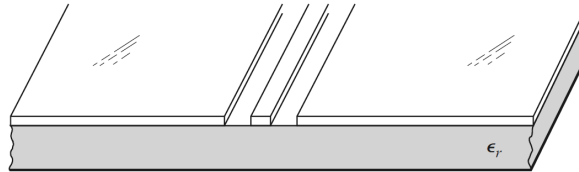


Figura 2.9: Estructura de una *coplanar waveguide*.

Algunas de las ventajas principales de las líneas de transmisión *coplanar waveguide* [10, pp. 7] son las siguientes:

- Físicamente pequeñas.
- Constituyen un bajo costo y son fáciles de construir.
- Existe una vasta industria de circuitos y componentes compatibles.
- Fácil acceso a la señal de la línea.
- Baja dispersión.

Algunas de las desventajas principales son las siguientes:

- Propensión a modos de propagación de orden superior, lo que limitaría la capacidad de potencia máxima para una frecuencia de operación dada [9, pp. 160].
- Propensión a resonancias.

Las desventajas pueden ser reducidas colocando vías que conecten los planos de tierra a través del dieléctrico.

### 2.5.3. *Stripline*

Corresponde a un conductor de ancho  $W$  dentro de una capa dieléctrica de altura  $b$ , con planos de tierra por encima y por debajo como se ve en la Figura 2.10 [9, pp. 141]. Generalmente el conductor está centrado en un dieléctrico de permitividad constante, pero también es posible que el sustrato superior tenga una altura distinta al sustrato inferior (*stripline* asimétrico) o que ambos sustratos tengan distinta permitividad (*stripline* no-homogéneo). Es recomendable colocar vías conectando ambas tierras para disminuir modos de propagación de orden superior, especialmente cuando se tiene un *stripline* asimétrico.

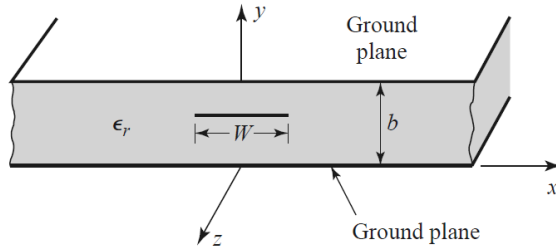


Figura 2.10: Estructura de una *stripline*.

## 2.6. Divisor de potencia de Wilkinson

Los divisores de potencia son componentes pasivos, es decir, precisan de un consumo de energía para su funcionamiento, utilizados para dividir o combinar potencia. En el primer caso, una señal de entrada es dividida en dos o más señales de salida de menor potencia. En el segundo caso, dos o más señales de entrada se combinan en una señal de salida de mayor potencia. Existen distintos modelos para implementar un divisor de potencia y la mayoría requiere un compromiso entre sus parámetros importantes. Un divisor relativamente eficiente es el Divisor de Wilkinson, que aparenta no tener pérdidas cuando los puertos de salida están nivelados en impedancia, entonces, solo la potencia reflejada desde los puertos de salida es disipada. Este divisor puede ser construido tal que las potencias divididas de salida sean desiguales, pero en este caso se considerará solo cuando son iguales.

Para el diseño de un divisor de Wilkinson se utiliza el diagrama de la Figura 2.11, donde  $\lambda$  es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de operación deseada. El divisor se compone de líneas de transmisión, cuyas impedancias están en función de la impedancia característica  $Z_0$ . Las líneas que tienen indicada impedancia de  $\sqrt{2}Z_0$  deben tener un largo de  $\lambda/4$ . La zona intermedia que tiene indicado  $2Z_0$  corresponde a una resistencia que une las dos líneas.

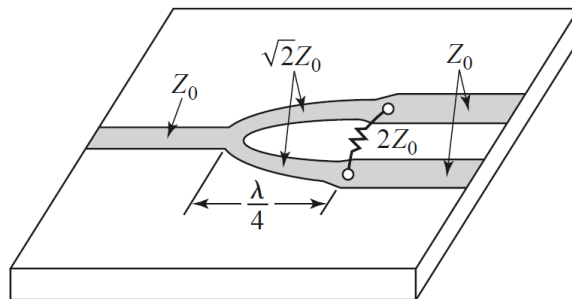


Figura 2.11: Divisor de potencia de Wilkinson.

## 2.7. Comunicación

### 2.7.1. Bandas de frecuencia ISM

Las bandas de frecuencia ISM (*Industrial, Scientific, Medical*) son designadas y reguladas por la institución ITU o Unión Internacional de Telecomunicaciones, para usos industriales, científicos y médicos. Son de uso libre y tienen pocas restricciones, a diferencia de otras bandas de frecuencia que están reservadas para usos específicos y no se permite utilizarlas. La desventaja es que, al ser libres, las bandas ISM acostumbra estar saturadas, por lo que al usarlas es posible encontrar interferencias resultantes de otras aplicaciones. Las bandas pueden variar según cada país [11].

### 2.7.2. Comunicación SPI

SPI (*Serial-Peripheral Interface*) es un protocolo de comunicación sincrónica que se utiliza generalmente para transferir información entre circuitos integrados, en una lógica de maestro-esclavo. Tiene la ventaja de que utiliza pocos conectores comparado con otros protocolos de comunicación.

Utiliza cuatro señales lógicas: (1) SCLK es una señal que oscila entre 1 y 0 de manera constante y coordina las acciones en sistemas digitales, (2) MOSI (*Master Output - Slave Input*), señal que sale del circuito integrado hacia el otro dispositivo, (3) MISO (*Master Input - Slave Output*), señal que entra al circuito integrado desde el otro dispositivo y (4) SS (*Slave Select*), señal que activa el otro dispositivo para la comunicación serial [12].

## 2.8. Amplificadores

Estos son componentes activos, es decir, capaces de generar resistencia negativa, que producen potencia desde una fuente DC. Un amplificador provee ganancia de potencia a la señal de entrada que llega a este. El producto entre la ganancia y la potencia de entrada da como resultado la potencia de salida, como se muestra en la siguiente ecuación.

$$P_{out} = G \cdot P_{in} \quad (2.14)$$

Un amplificador colocado en la última etapa de un transmisor es nombrado amplificador de potencia (power amplifier, PA) y busca aportar alta ganancia a la potencia de salida. Por otro lado, un amplificador colocado en un receptor es nombrado amplificador de bajo ruido (low-noise amplifier, LNA).

### 2.8.1. Amplificador de potencia

Usualmente, un PA toma una señal relativamente fuerte con alta proporción entre potencia de la señal y potencia del ruido de la señal (SNR). El parámetro principal para estos amplificadores es la potencia de salida a la frecuencia de interés. Otros parámetros importan-



tes son la eficiencia, el IP3 (factor de linealidad del dispositivo) y la disipación de potencia debido a la temperatura.

### 2.8.2. Amplificador de bajo ruido

La función de un LNA es tomar una señal débil cuya potencia y potencia de ruido son desconocidas y potenciar la señal, aportando muy poco ruido a esta. Los parámetros principales son la figura de ruido, la ganancia y la linealidad del dispositivo [13].

## 2.9. Ruido

Corresponde a una señal no deseada presente en todas las señales. En una antena receptora el ruido interfiere con la capacidad del sistema de procesar la señal recibida [6, pp. 149]. Puede generarse por múltiples razones, las cuales se pueden clasificar como:

- Termal, Johnson o ruido Nyquist: El ruido se genera por fluctuaciones azarosas producidas por la agitación termal de las partículas.
- Ruido de disparo (*shot noise*): Consisten en las fluctuaciones en los electrones emitidos por la fuente.
- Ruido de parpadeo (*flicker noise*) o ruido  $1/f$ : Contiene distintos fenómenos físicos como la radiación electromagnética.

La relación señal/ruido se calcula como:

$$\text{SNR} = \frac{\text{Señal deseada}}{\text{Señal no deseada}} \quad (2.15)$$

El factor de ruido de una red con dos puertos se calcula como se muestra a continuación, donde  $S_i$  y  $S_o$  son las señales de entrada y salida respectivamente, y  $N_i$  y  $N_o$  son los ruidos de entrada y salida respectivamente:

$$F = \frac{\text{SNR en la entrada}}{\text{SNR en la salida}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.16)$$

Para un circuito en cascada de N elementos el factor de ruido total se calcula como:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}} \quad (2.17)$$

Como es deseable tener una figura de ruido total lo más pequeña posible, de la ecuación anterior se deduce que es conveniente que los dispositivos de baja figura de ruido y alta ganancia estén al comienzo del sistema, y que los dispositivos con alta figura de ruido estén al final.

## 2.10. *Switch*

Estos sirven para desviar o interrumpir el curso de una corriente eléctrica. Existen distintos tipos de *switchs* y uno de sus posibles usos es como un interruptor entre las rutas de transmisión y de recepción para un transductor. El tipo de *switch* que permite moverse entre dos rutas se llama SPDT [6, pp. 134]. En el caso ideal crea una completa aislación por la ruta que no se esté usando en el momento y permite pasar toda la corriente por la ruta que sí se esté usando. Sin embargo, en la práctica puede haber pérdidas. Es ideal que un *switch* tenga bajas pérdidas de inserción (importante para la ruta que sí está siendo usada) y alta aislación (valor importante para la ruta que no está siendo usada), esta última calculada como:

$$\text{Aislación} = \alpha_I = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (2.18)$$

# Capítulo 3

## Análisis preliminar

### 3.1. Frecuencia de operación

Para comenzar a diseñar las antenas, hay que tener definida su frecuencia de operación. Se decidió utilizar la banda de frecuencia centrada en 5.8 GHz, que va desde 5.725 GHz a 5.875 GHz. Esta banda tiene la ventaja de pertenecer a las bandas ISM. Además, como se ve en la Figura 2.2, hay pocos nanosatélites en 5.8 GHz en comparación con otras frecuencias, entonces esa banda de frecuencia tiene menos interferencias que otras.

### 3.2. Tipo de antena

Como se mencionó antes en la Introducción, las antenas dispuestas en nanosatélites deben ser pequeñas y livianas. Además, es conveniente que no tengan elementos desplegados y que sean planas, para evitar así problemas de espacio. El arreglo debe tener un área menor a  $10\text{cm} \times 10\text{cm}$ , es decir, una cara de un módulo de CubeSat. Se escogen las antenas *microstrip patch*, que cumplen con lo recién mencionado y son simples de construir en comparación a otros modelos, ya que pueden ser fabricadas utilizando una placa de circuito impreso (PCB).

### 3.3. Material

El material con el cual se construyan tanto las antenas como otros elementos del sistema determina el rendimiento y tamaño de estos. Se consideran tres materiales distintos, cuyos parámetros principales se muestran en la Tabla 3.1, los cuales serán utilizados en distintas etapas a lo largo de este trabajo. Notar que el material FR4 tiene una constante dieléctrica bastante más alta que los otros materiales, lo que resulta en una menor velocidad de propagación de la señal que pasa por el material. Además, FR4 tiene un mayor factor de disipación, lo que resulta en mayores pérdidas.

Los precios presentados para FR4 y RO4003C son los fijados por la empresa fabricante PCBWay, cada uno para una placa de  $10\text{cm} \times 10\text{cm}$  del material correspondiente. El material

RO4725 no tiene valor en esta fila porque no estaba disponible en PCBWay. Se destaca que, si bien el material RO4003C tiene ventajas con respecto a sus parámetros, el precio es considerablemente más elevado, 38.2 veces más.

Material	RO4725	FR4	RO4003C
Constante dieléctrica	2.55	4.7	3.38
Factor de disipación	0.0026	0.033	0.0027
Altura mm	1.542	0.8	0.203
Precio USD	-	5	191

Tabla 3.1: Parámetros importantes de los distintos materiales considerados.

### 3.4. Elementos que componen el sistema

Para que el arreglo de fase pueda funcionar, y considerando los conceptos mencionados en el marco teórico, se propone el diagrama de la Figura 3.1, cuyos elementos se explicarán a continuación.

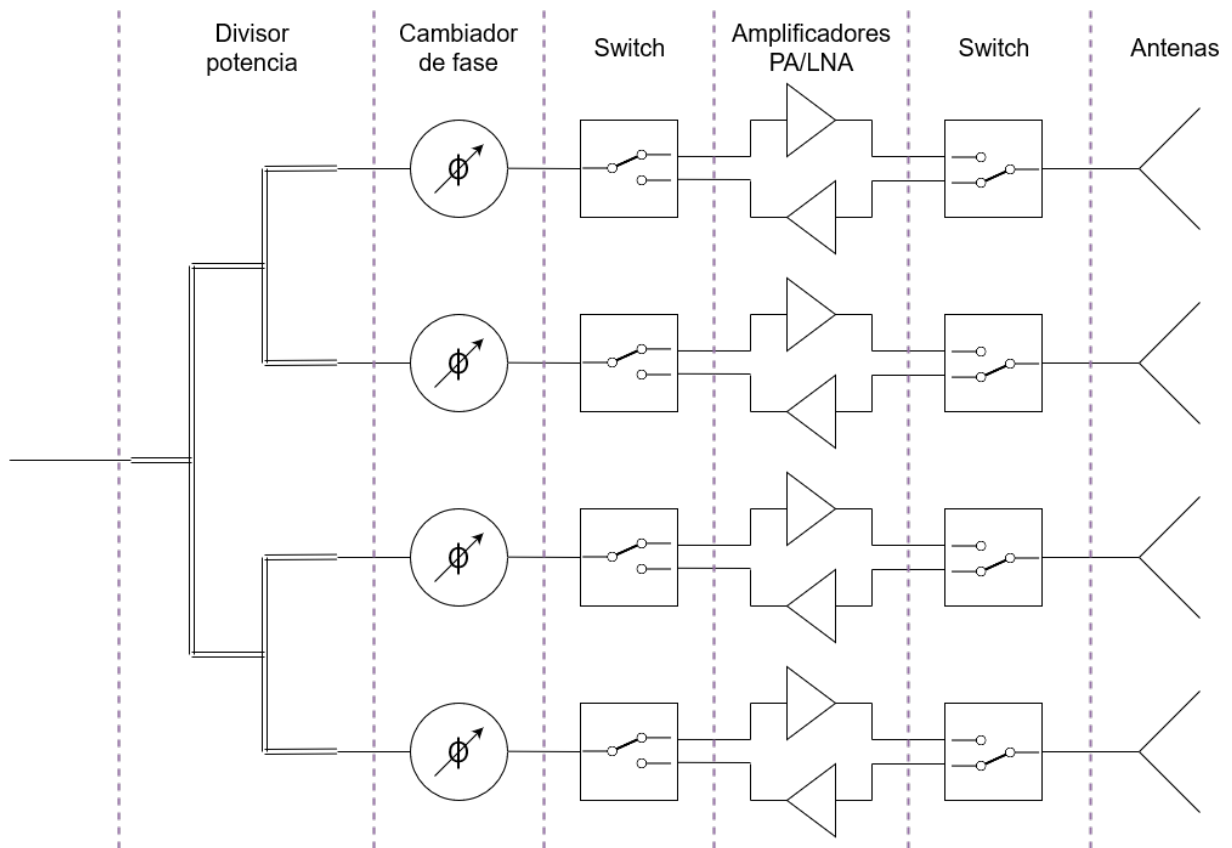


Figura 3.1: Diagrama del sistema completo.

### 3.4.1. Divisor de potencia

Se requiere que cada antena reciba una potencia y como no es conveniente tener múltiples fuentes de alimentación se decide utilizar un divisor de potencia, tal que solo se requiera una fuente de alimentación. Se consideran dos opciones para el divisor: (1) construirlo en una *microstrip* según la teoría descrita en el marco teórico y (2) utilizar un modelo comercial. La primera opción es más factible para hacer pruebas y crear un prototipo. Se escogió el modelo de divisor de potencia de Wilkinson ya que acostumbra tener menos pérdidas que otros divisores de potencia. Luego, habiendo corroborado el desempeño y factibilidad de utilizar divisores, se considera utilizar un modelo comercial, ya que estos usualmente usan menos espacio, algo importante debido a las restricciones de área disponible asociadas a los nanosatélites. Para esto se eligió el modelo SCG-2-592+, que funciona para la banda de frecuencia deseada, entre 5.725 GHz y 5.875 GHz, y genera un bajo desequilibrio de amplitud entre las señales de salida, aspecto importante ya que si las señales emitidas por las antenas tuvieran distinta amplitud se podría modificar el patrón de radiación, obteniendo resultados indeseados. La Tabla 3.2 muestra algunos parámetros importantes del divisor de potencia comercial, obtenidos de la hoja de datos de este.

<i>SCG-2-592+</i>	Valor	Frecuencia GHz
Rango de frecuencia	3.8 GHz - 5.9 GHz	
Cantidad de salidas	2	
Aislamiento	20.15 dB	5.7
	18.9 dB	5.9
IL	0.86 dB	5.7
	0.98 dB	5.9
Desbalance de fase	1.97 dB	5.7
	2.02 dB	5.9
Desbalance de amplitud	0.01 dB	5.7
	0.00 dB	5.9
Potencia máxima de entrada	2 W	
Pérdidas de retorno (entrada)	-16 dB	
Pérdidas de retorno (salida)	-20 dB	

Tabla 3.2: Parámetros importantes del divisor de potencia comercial.

### 3.4.2. Cambiadores de fase (PS)

Para poder controlar la dirección del patrón de radiación es necesario poder modificar la fase de cada antena. Esto se puede llevar a cabo conectando un cambiador de fase para cada antena, entre estas y la alimentación. Existen dos clasificaciones principales para los cambiadores de fase [14]:

- Activos (introducen ganancia) y pasivos (generan pérdidas).
- Análogos (cambio de fase es continuo) y digitales (cambio de fase es discreto). Los PS análogos acostumbran tener menos pérdidas y son más simples en su implementación en comparación a los PS digitales, pero consumen mucha más potencia y, usualmente, sus voltajes de funcionamiento son muy distintos a los utilizados por CubeSats, haciendo

compleja su implementación.

Luego, se escogió el modelo MAPS-010165, cambiador de fase pasivo y digital controlable a través de comunicación SPI. Esto último es conveniente ya que requiere pocas entradas para su control. La Tabla 3.3 muestra algunos parámetros importantes del cambiador de fase comercial, obtenidos de la hoja de datos de este.

<b>MAPS-010165</b>	<b>Valor</b>
Rango de frecuencia	3.5 GHz - 6 GHz
Cambio mínimo de fase	5.6 <sup>o</sup>
Pérdidas de inserción	5.5 dB
Potencia máxima de entrada	316 mW
Error de atenuación RMS	0.4 dB
Error de fase RMS	4 <sup>o</sup>
Variación de atenuación	+/-0.8 dB
1 dB compression	500 mW
Input IP3	10 W
Voltaje de entrada	+/- 5 V
Consumo de potencia	51 mW

Tabla 3.3: Parámetros importantes del cambiador de fase comercial.

### 3.4.3. Amplificadores

Al transmitir, tanto el divisor de potencia como los cambiadores de fase generan pérdidas de potencia, disminuyendo la eficiencia del arreglo. Por ello se considera agregar un amplificador de potencia justo antes del arreglo de antenas.

Además, como no es posible asegurar que la señal captada al recibir tenga potencia suficiente, ya que existen múltiples factores que generan pérdidas a esta señal, se considera agregar un amplificador de bajo ruido para la recepción, justo después del arreglo de antenas y antes del resto del sistema.

Para poder implementar ambos amplificadores, uno al transmitir y otro al recibir, es necesario que hayan *switchs* que permitan desviar la ruta disponible dependiendo del amplificador necesario en cada momento. Se deben tener dos *switch*, uno entre los amplificadores y el resto del sistema y otro entre los amplificadores y las antenas. Esto se puede ver en la Figura 3.1.

Se decide el modelo SKY85806-11, que contiene un PA, un LNA y un *switch* que permite activar y desactivar cada amplificador. Teniendo ambos amplificadores en un mismo dispositivo se reduce la cantidad de componentes necesarios para el sistema total. El funcionamiento del sistema puede cambiar entre usar el PA cuando esté transmitiendo y el LNA cuando esté recibiendo [13] [15]. La Tabla 3.4 muestra algunos parámetros importantes del amplificador comercial, obtenidos de la hoja de datos de este. Cabe destacar que el modelo de amplifi-

gador SKY85806-11 tiene funciones extra que no serán utilizadas en este trabajo, como la disponibilidad de *bluetooth* y capacidad de funcionar también a la frecuencia 2.4 GHz. Si bien lo ideal sería un modelo más específico para las funciones deseadas, se escogió este debido a la poca variedad de amplificadores que contengan PA y LNA funcionales a 5.8 GHz, además de que la mayoría de estos están fuera de *stock*.

<b>SKY85806-11</b>	<b>Valor</b>
Rango de frecuencia	5.15 GHz - 5.9 GHz
Voltaje de entrada	3.3 V
Consumo de potencia (modo off)	$<3.3 \mu W$
<b>TX</b>	
Magnitud del vector de error	[-33 dB, -39 dB]
Ganancia de señales pequeñas	[26.5 dB, 32 dB]
Variación en la banda	[-0.8 dB, 0.8 dB]
Aislamiento inverso	-45 dB
S11	-5 dB
S22	-8.5 dB
Consumo de potencia	[478.5 mW, 907.5 mW]
<b>RX</b>	
Ganancia con LNA activado	11 dB
Ganancia modo bypass	[-9.2 dB, -4.7 dB]
Escalón de ganancia	20 dB
Figura de ruido	3.6 dB
P1 dB	$398 \mu W$
IP3	[1.995 mW, 199.5 mW]
S11	-6 dB máx.
S22	-14 dB
Consumo de potencia	46.2 mW

Tabla 3.4: Parámetros importantes del amplificador comercial.

### 3.4.4. *Switch*

El modelo seleccionado para el amplificador contiene un *switch* en un extremo, que da a las antenas y que permite cambiar entre los dos amplificadores contenidos. Del otro extremo tiene dos conexiones, una para cada amplificador. Por esto, se considera un *switch* externo hacia el lado del resto del sistema, para poder cambiar entre transmisión y recepción. No es necesario implementar un cambiador de fase para transmisión y otro para recepción, ya que estos son bidireccionales; por eso cada *switch* queda entre los cambiadores de fase y los amplificadores. Se elige el modelo comercial HMC8038, que cumple con los requisitos necesarios y tiene bajas pérdidas. La Tabla 3.5 muestra algunos parámetros importantes del *switch* comercial, obtenidos de la hoja de datos de este.

<b><i>HMC8038</i></b>	<b>Valor</b>
Rango de frecuencia	4 GHz - 6 GHz
IL	0.9 dB
Aislamiento	51 dB
Pérdidas de retorno (modo on)	18 dB
Pérdidas de retorno (modo off)	16 dB
P1 dB	36 dB
Voltaje de entrada	5 V
Consumo de potencia	0.8 mW

Tabla 3.5: Parámetros importantes del *switch* comercial.

### 3.4.5. Microcontrolador

Para indicarle a cada uno de los dispositivos anteriores lo que deben hacer y cuándo se utiliza un microcontrolador. Este es un circuito integrado programable capaz de ejecutar funciones sobre otros elementos electrónicos, además de almacenar información. Para este proyecto se escogió utilizar un Arduino, por ser de código abierto y tener mayor simplicidad de implementación con respecto a otros tipos de microcontroladores. Este se programa con C++.



### 3.4.6. Sistema completo resultante

Considerando los elementos y dispositivos ya mencionados la propuesta para el sistema completo se reduce, quedando como se muestra en la Figura 3.2.

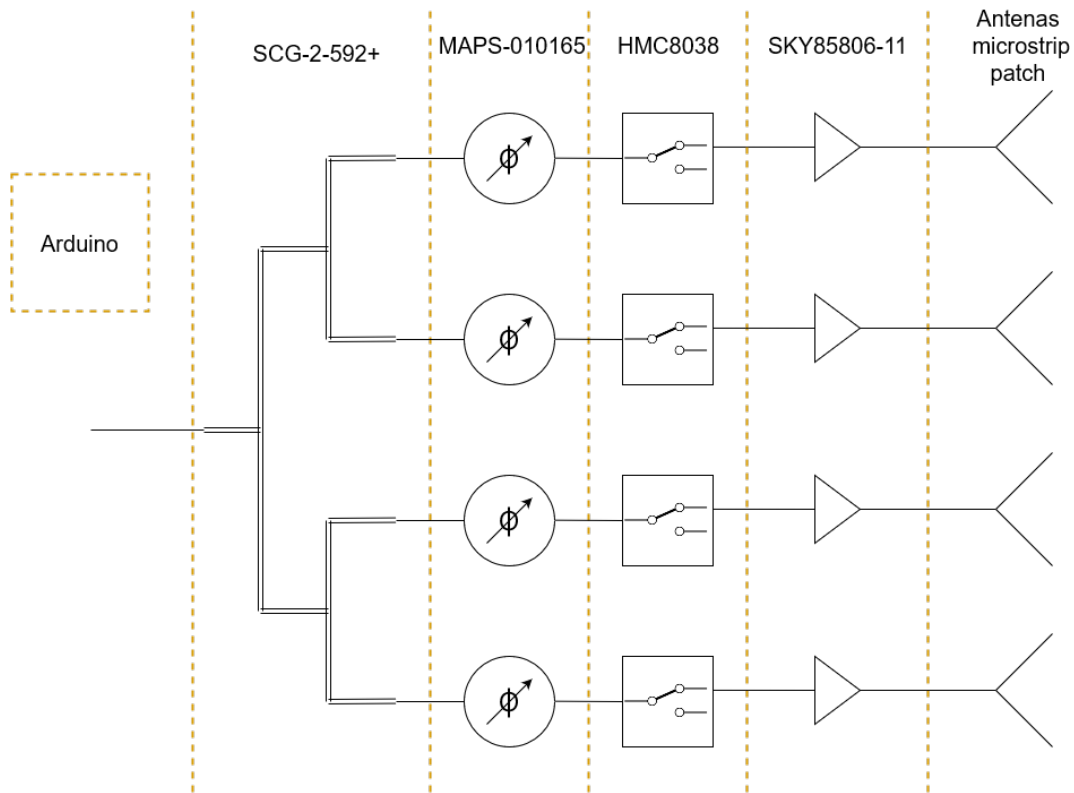


Figura 3.2: Diagrama del sistema completo, indicando los dispositivos comerciales correspondientes.

# Capítulo 4

## Metodología: Arreglo de antenas

En este capítulo se describe la metodología utilizada para hallar los parámetros de un arreglo de antenas implementable en el sistema de arreglo de fase. Para ello, se comienza diseñando distintas antenas *patch*, con el propósito de encontrar la que mejor cumpla con los siguientes requisitos:

- Las antenas deben ser tipo *microstrip patch*.
- El área total de las antenas debe ser menor a  $10\text{cm} \times 10\text{cm}$ .
- Las antenas deben tener un parámetro  $S_{11}$  cuya magnitud mínima esté centrada en 5.8 GHz, punto en el cual la magnitud debe ser menor a  $-10\text{dB}$ .
- Dado que la banda libre que se quiere utilizar está entre los valores 5.725 GHz y 5.875 GHz, es conveniente que el ancho de banda sea de al menos 0.15 GHz, para que abarque toda la banda.

Una vez escogido un modelo y parámetros de una antena, se procede a diseñar, simular, construir y medir un arreglo de antenas basado en los resultados anteriores. Para el arreglo de antenas se tienen los mismos requisitos que para las antenas anteriores.

Las piezas construidas descritas en este capítulo fueron hechas en el Departamento de Astronomía ubicado en el Observatorio Cerro Calán.

## 4.1. Prueba 1: Comparación de distintas antenas *patch*

### 4.1.1. Diseño y simulación

Para encontrar una antena que cumpliera con los requisitos se propuso diseñar y simular los seis tipos de antena *microstrip* que dispone la herramienta Wizards de HFSS, a la cual se le entregan algunos requisitos de la antena deseada y genera un diseño. Como esta herramienta no es muy precisa, fue necesario ajustar los tamaños de las seis antenas para que la frecuencia fuera cercana a  $5,8\text{GHz} \pm 0,05\text{GHz}$ . Una vez obtenido este valor de frecuencia en las simulaciones se continuó cambiando los tamaños para comprobar si era posible disminuir las pérdidas de entrada para una misma frecuencia. Estas simulaciones se hicieron considerando el material RO4725. Las antenas están numeradas y tienen los siguientes nombres descriptivos: (1) Elliptical Edge, (2) Elliptical Inset, (3) Elliptical Probe, (4) Rectangular Edge, (5) Rectangular Inset, (6) Rectangular Probe.

Una vez simuladas y teniendo las dimensiones de cada antena se hicieron los diagramas correspondientes en el programa EAGLE, que luego permitiría construirlas. Estos diagramas contienen las dimensiones de cada antena (ver Anexo 3). Como EAGLE no tiene la función de dibujar una elipse, las antenas (1) y (2) se crearon juntando cuatro curvas. Para la antena (4), en ningún momento se consiguió una magnitud mínima del parámetro  $S_{11}$  menor a los -10 dB al simularla.

Las Figuras 4.1, 4.2 y 4.3 muestran el diseño de una de las antenas, (3) Elliptical Probe, en HFSS, con vistas superior, lateral e isométrica, respectivamente. Algunas especificaciones importantes comunes del diseño en HFSS para todos los modelos de antena son:

- Tipo de puerto de excitación: *Waveport*.
- Tipo de caja de radiación: Caja de vacío.
- Tanto al plano inferior de tierra, la antena conductora y la cara exterior del cable coaxial se les asigna radiación como *Boundary*  $\rightarrow$  *Perfect E*.
- Materiales conductores son conductores perfectos (pec).

Además, los circuitos de alimentación de cada antena son: lateral para las antenas (1) y (4), *inset* para las antenas (2) y (5), coaxial para las antenas (3) y (6).

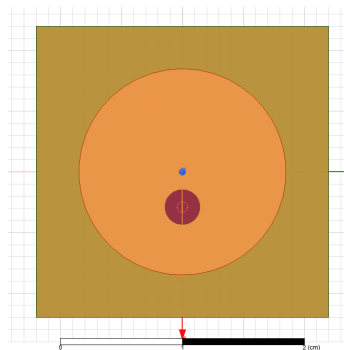


Figura 4.1: Antena (3) en HFSS, vista superior.

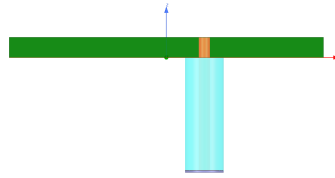


Figura 4.2: Antena (3) en HFSS, vista lateral.

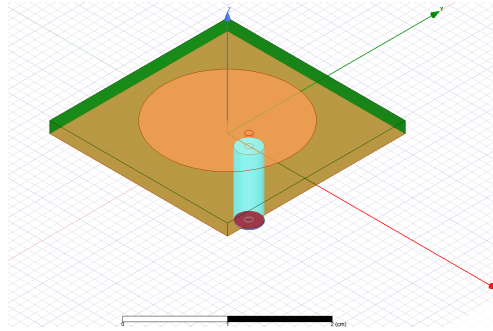


Figura 4.3: Antena (3) en HFSS, vista isométrica.

#### 4.1.2. Resultados de las simulaciones

En la Tabla 4.1 se resumen los resultados principales obtenidos de las simulaciones en HFSS para cada antena. Las antenas en esta etapa se diseñaron con una frecuencia de operación un poco menor a 5.8 GHz. Todas las antenas, menos la (4), tienen una magnitud del parámetro  $S_{11}$  asociada a la frecuencia de operación menor a -10 dB, esto cumple con lo deseado. Para la antena (4), como está por sobre el mínimo, no se le considera un ancho de banda, ya que no tiene frecuencias a las cuales la magnitud sea aceptable. Se destaca la antena (3), ya que tiene la menor magnitud de reflexiones en la entrada, teniendo entonces menos pérdidas de retorno. Además, tiene el mayor ancho de banda en comparación a las otras antenas.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<i>Primera it.</i>						
(1) Ell. Edge	5.7	-23.6	5.6	5.7	0.1	2.7
(2) Ell. Inset	5.7	-19.9	5.7	5.8	0.1	2.8
(3) Ell. Probe	5.7	-30.2	5.6	5.9	0.2	4.2
(4) Rect. Edge	5.7	-7.8	-	-	-	-
(5) Rect. Inset	5.7	-17.3	5.7	5.8	0.1	2.4
(6) Rect. Probe	5.7	-21.3	5.6	5.8	0.2	3.4

Tabla 4.1: Resultados de las antenas simuladas, parámetro  $S_{11}$ , prueba 1.

### 4.1.3. Construcción y medición

En la construcción de las antenas de la prueba 1 (ver fotos en Anexo 4), en relación con la configuración de la máquina no se consideró la especificación de la altura correcta para el corte de las piezas. Esto perjudicó los resultados obtenidos, generando un corte no planificado en las antenas (5) y (6), como se puede ver en las fotos, sin embargo, se realizaron las mejoras de configuración necesarias en la siguiente etapa.

Al momento de hacer mediciones, debido a que el VNA, instrumento para medir y analizar señales, no estaba disponible, se utilizó un analizador de espectros, un generador de señales con frecuencia de barrido entre 4 GHz y 6 GHz, y un dispositivo que sirve para medir las señales que pasan en direcciones específicas, siendo útil entonces para ver las reflexiones en la entrada. Se midió el gráfico  $S_{11}$  para cada antena (ver gráficos en Anexo 5). Con este método no se podía medir más de un punto, así que no se muestran los resultados de los anchos de banda para esta primera prueba de antenas.

### 4.1.4. Resultados construcción

En la Tabla 4.2 se resumen los resultados medidos de las antenas construidas. Para la primera prueba no se midieron las frecuencias para determinar los anchos de banda, por lo que dichas casillas se encuentran vacías. Es importante notar que, a excepción de las antenas (5) y (6) que fueron cortadas, las demás antenas tuvieron resultados reales aproximadamente 0.2 GHz más bajos que los resultados obtenidos de las simulaciones.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<i>Primera it.</i>						
(1) Ell. Edge	5.6	-12.6	-	-	-	-
(2) Ell. Inset	5.4	-17.3	-	-	-	-
(3) Ell. Probe	5.5	-22.1	-	-	-	-
(4) Rect. Edge	5.5	-17.0	-	-	-	-
(5) Rect. Inset	5.8	-16.4	-	-	-	-
(6) Rect. Probe	5.7	-23.5	-	-	-	-

Tabla 4.2: Resultados antenas construidas, parámetro  $S_{11}$ , prueba 1.

Las antenas con peores resultados, considerando la magnitud mínima, son las (1), (2) y (4). Esto era de esperarse, ya que la antena (4) era la que tenía peores resultados en las simulaciones con respecto al parámetro  $S_{11}$ , y las antenas (1) y (2) se hicieron juntando curvas, por lo que la forma no era realmente elíptica como lo simulado. Todas las antenas tienen frecuencia bajo los 5.8 GHz, excepto, por poco, la (5). Las que tuvieron mayor frecuencia fueron las (5) y (6), que son las que fueron cortadas por la máquina. Esto podría deberse a que, al ser cortadas, perdieron material, disminuyendo el tamaño de la antena, lo que usualmente aumenta la frecuencia de operación.

## 4.2. Prueba 2: Comparación de distintas antenas *patch*

### 4.2.1. Diseño y simulación

Al construir y medir las antenas de la primera prueba se obtuvo que las frecuencias de operación de las antenas construidas resultaron aproximadamente 0.2 GHz bajo la frecuencia de las simulaciones. Por esto se hace una segunda prueba, con frecuencia de operación simulada alrededor de 6 GHz, 0.2 GHz por sobre los 5.8 GHz deseados, manteniendo las características del material.

Una vez simuladas y teniendo las dimensiones de cada antena se hicieron los diagramas correspondientes en el programa EAGLE, que luego permitiría construirlas. Estos diagramas contienen las dimensiones de cada antena (ver Anexo 3). En esta ocasión, el diagrama en EAGLE de la antena (1) sí se pudo exportar desde HFSS, obteniendo una forma más precisa que para la anterior prueba. Las especificaciones de HFSS para cada antena son las mismas en esta prueba que en la prueba 1.

### 4.2.2. Resultados simulaciones

En la Tabla 4.3 se resumen los resultados principales obtenidos de las simulaciones en HFSS para cada antena. Nuevamente, la antena (4) no cumple con los requisitos mínimos respecto a la magnitud de las reflexiones. Además, la antena (3) continúa teniendo mejores resultados que las demás, es decir, con una magnitud mínima menor y un ancho de banda mayor.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<i>Segunda it.</i>						
(1) Ell. Edge	6.0	-20.9	5.8	6.0	0.2	3.4
(2) Ell. Inset	5.9	-20.9	5.8	6.0	0.1	2.7
(3) Ell. Probe	6.0	-21.9	5.9	6.1	0.2	4.3
(4) Rect. Edge	6.1	-7.9	-	-	-	-
(5) Rect. Inset	5.9	-11.6	5.9	5.9	0.06	1.0
(6) Rect. Probe	6.0	-21.7	5.9	6.1	0.2	3.6

Tabla 4.3: Resultados antenas simuladas, parámetros  $S_{11}$ , prueba 2.

### 4.2.3. Construcción y medición

Se construyeron las antenas simuladas en la segunda prueba (ver fotos en Anexo 4). En este caso, la antena (2) no se pudo construir por problemas en las simulaciones, por lo que no se tienen resultados medidos de esta. Además, en esta ocasión se pudo utilizar el VNA para las mediciones, del que se descargó un archivo .csv para cada antena, donde la frecuencia de barrido va de 2 GHz a 10 GHz (ver gráficos en Anexo 5).

#### 4.2.4. Resultados construcción

En la Tabla 4.4 se resumen los resultados obtenidos de las antenas construidas. La antena (4) Rect. Edge tiene una frecuencia mínima mayor a  $-10$  dB, por ello no tiene datos para el ancho de banda.

En este caso, la frecuencia de operación de las antenas quedó más alta, aproximadamente 5.9 GHz.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<i>Segunda it.</i>						
(1) Ell. Edge	5.9	-17.0	5.7	6.1	0.3	6.0
(3) Ell. Probe	5.8	-28.0	5.7	6.0	0.2	4.9
(4) Rect. Edge	5.9	-8.8	-	-	-	-
(5) Rect. Inset	5.9	-19.3	5.8	6.0	0.1	2.8
(6) Rect. Probe	6.0	-23.5	5.9	6.2	0.2	4.3

Tabla 4.4: Resultados antenas construidas, parámetros  $S_{11}$ , prueba 2.

Al construir y medir las antenas de la segunda prueba se obtuvo para la antena (3) Elliptical Probe:

- Tiene una frecuencia de operación de 5.8 GHz, que es lo esperado, mientras que las otras antenas tienen entre 5.9 GHz y 6 GHz.
- La magnitud mínima del gráfico obtenido del parámetro  $S_{11}$  es la más baja entre las antenas construidas, entonces, es la que tiene menores pérdidas de retorno a la frecuencia de operación.
- El ancho de banda es entre 5.7 GHz y 6 GHz, abarcando la banda libre que se quiere utilizar.

Además, la antena (3) tiene la conveniencia, a diferencia de las antenas (1), (4) y (5), de que su conector de alimentación va por detrás de la placa, facilitando la instalación en comparación a otros tipos de conectores. Considerando estos puntos, se decide proceder con el diseño de la antena (3) para el diseño del arreglo de antenas.

### 4.3. Prueba 3: Arreglo de antenas

Se procede a diseñar un arreglo de antenas compuesto por antenas cuyos parámetros son iguales a los de la antena (3) de la segunda prueba.

#### 4.3.1. Diseño y simulación

De acuerdo a la teoría descrita en el marco teórico, la distancia entre los conectores de cada antena que compone a un arreglo debe ser de  $\lambda/2$ , luego, la distancia da  $5,16\text{cm}/2 = 2,58\text{cm}$ . Para decidir la cantidad de antenas que compondrá el arreglo se debe tener en cuenta esta distancia y las restricciones asociadas a los CubeSat. Considerando la distancia entre conectores como  $2,58\text{cm}$  y la distancia de los conectores de las antenas ubicadas en el exterior al borde del arreglo como  $2,58\text{cm}/2 = 1,29\text{cm}$  para mantener la simetría, se tienen las siguientes dimensiones para cada eje según la cantidad de antenas que le compone:

Cantidad de antenas en un eje	Dimensión del eje cm
1	2.58
2	5.16
3	7.74
4	10.32

Tabla 4.5: Dimensión del arreglo en un eje según la cantidad de antenas en el mismo eje.

Entonces, para construir un arreglo menor a  $10\text{cm} \times 10\text{cm}$ , el tamaño de una cara de un módulo de un CubeSat, este debe tener tres o menos antenas por eje. Para mantener la simetría se elige que la cantidad de antenas sea la misma para ambos ejes, por lo que el arreglo puede ser de  $2 \times 2$  o  $3 \times 3$ . Cabe destacar que, según la teoría, mientras más antenas tenga un arreglo este será más directivo, característica ideal para el presente trabajo. Aún así, se elige la primera opción por ser más simple de implementar y porque, hasta este punto, aún no se conoce la cantidad de espacio que quedará disponible luego de implementar los otros elementos que acompañan al arreglo; entonces, se busca reducir todo lo más posible. Las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6 corresponden a imágenes del arreglo simulado en HFSS, con vistas superior, lateral e isométrica, respectivamente. Las especificaciones de HFSS para el arreglo son las mismas que para la antena (3) de las pruebas 1 y 2. La Figura 4.7 muestra el diagrama en EAGLE para el arreglo, con sus dimensiones.

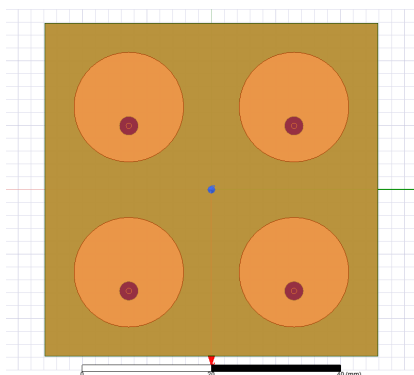


Figura 4.4: Arreglo de antenas en HFSS, vista superior.



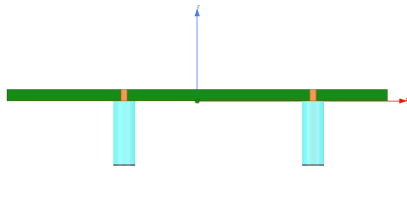


Figura 4.5: Arreglo de antenas en HFSS, vista lateral.

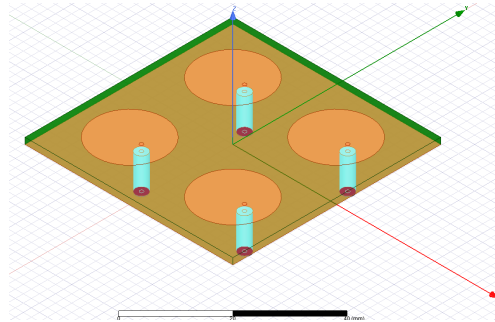


Figura 4.6: Arreglo de antenas en HFSS, vista isométrica.

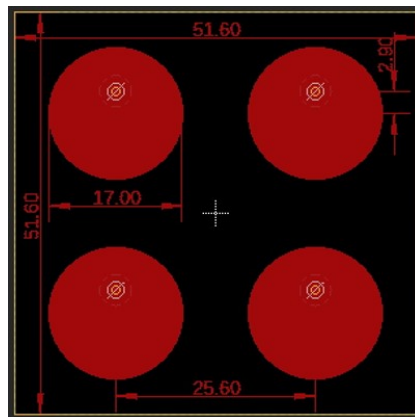


Figura 4.7: Arreglo de antenas en EAGLE, dimensiones.

### 4.3.2. Resultados simulaciones

En la Tabla 4.6 se resumen los resultados principales obtenidos de la simulación en HFSS para el arreglo de antenas. El arreglo está diseñado replicando las mismas características de la antena (3) en la Prueba 2. Si bien la frecuencia de operación de cada una de las antenas del arreglo es la misma que la de la antena (3), la magnitud mínima es un poco mayor y el ancho de banda es un poco menor. Las diferencias no son significativas y los resultados siguen siendo aceptables.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
Arreglo						
Ell. Probe - 1	6.0	-18.8	5.9	6.1	0.2	4.0
Ell. Probe - 2	6.0	-18.8	5.9	6.1	0.2	4.0
Ell. Probe - 3	6.0	-19.3	5.9	6.1	0.2	3.9
Ell. Probe - 4	6.0	-19.4	5.9	6.1	0.2	3.9

Tabla 4.6: Resultados arreglo simulado, parámetros  $S_{11}$ , prueba 3.

## Patrón de radiación

A continuación, se muestran los resultados para los patrones de radiación simulados para la antena (3) de la prueba 2 y el arreglo de antenas de la prueba 3.

La Figura 4.8 muestra dos cortes transversales del patrón de radiación de la antena (3). Los valores que se encuentran en la esquina superior izquierda, correspondientes a la figura roja, muestran algunos valores de magnitud en dB con respecto al ángulo del patrón, obtenidos del gráfico. La magnitud máxima es en el ángulo  $\theta = 0^\circ$  y es igual a 6.6202 dB.

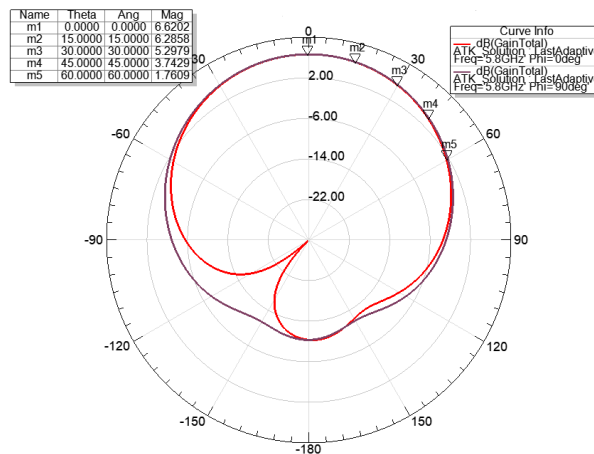


Figura 4.8: Patrón de radiación de la antena (3) fijado a  $\theta = 0^\circ$ .

Para crear cada uno de los siguientes gráficos se consideran las configuraciones de la Tabla 4.7, donde la segunda columna son los ángulos deseados para el patrón de radiación y la tercera columna son las fases obtenidas teóricamente para cada antena:

Configuración	Ángulos deseados del patrón	Fases obtenidas
1	$\theta = 0^\circ$ y $\phi = 0^\circ$	0, 0, 0, 0
2	$\theta = 15^\circ$ y $\phi = 0^\circ$	0, 46, 0, 46
3	$\theta = 30^\circ$ y $\phi = 0^\circ$	0, 89, 0, 89
4	$\theta = 45^\circ$ y $\phi = 0^\circ$	0, 127, 0, 127
5	$\theta = 60^\circ$ y $\phi = 0^\circ$	0, 155, 0, 155

Tabla 4.7: Ángulos deseados para el patrón de radiación y sus fases teóricas correspondientes.

Según esto se obtienen las Figuras 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, que muestran dos cortes transversales del patrón de radiación del arreglo, variando la dirección del patrón.

La Figura 4.8 y la Figura 4.9 corresponden a los patrones de la antenna y el arreglo, ambos con magnitud máxima en  $\theta = 0^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ . Viendo los gráficos es evidente el aumento de la directividad del arreglo con respecto a la antenna, siendo sus valores máximos 11.2639 dB y 6.6202 dB, respectivamente.

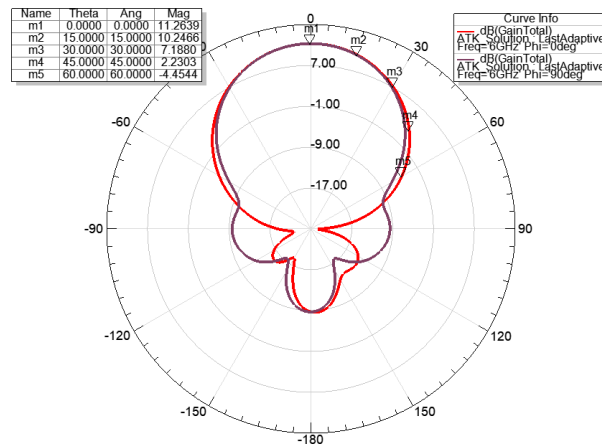


Figura 4.9: Configuración 1: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a  $\theta = 0^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ .

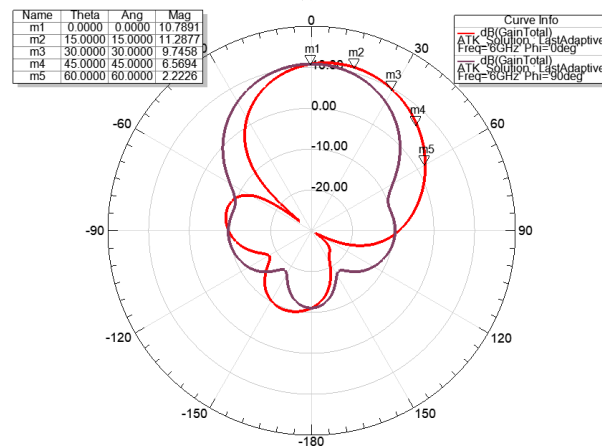


Figura 4.10: Configuración 2: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a  $\theta = 15^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ .

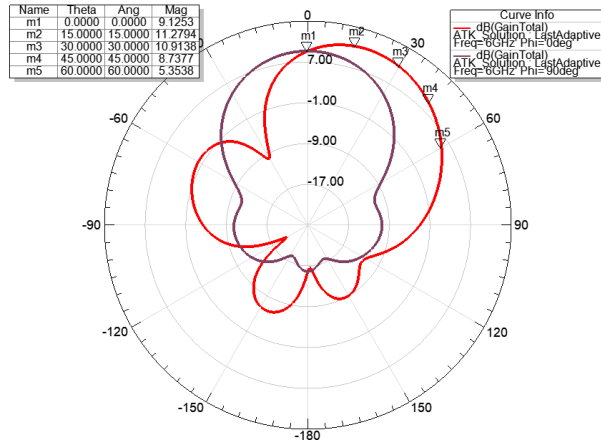


Figura 4.11: Configuración 3: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a  $\theta = 30^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ .

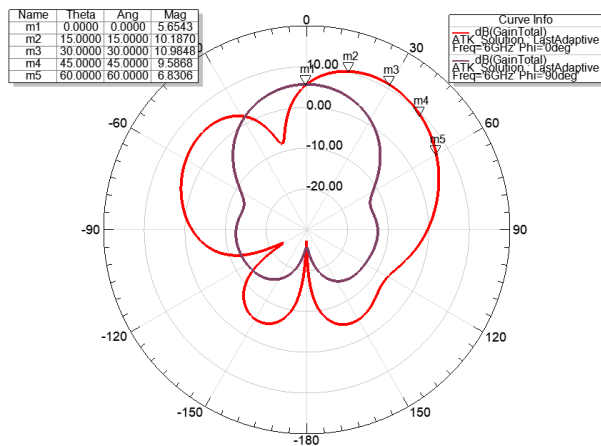


Figura 4.12: Configuración 4: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a  $\theta = 45^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ .

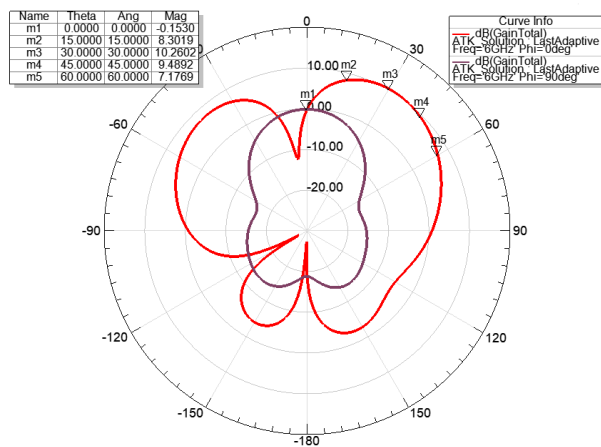


Figura 4.13: Configuración 5: Patrón de radiación del arreglo de antenas fijado a  $\theta = 60^\circ$  y  $\phi = 0^\circ$ .

Es importante notar que, si bien para los ángulos  $\theta = 0^\circ$ ,  $\theta = 15^\circ$  y  $\theta = 30^\circ$  se aprecia una tendencia de la magnitud a aumentar para el ángulo deseado, después de  $\theta = 30^\circ$  la tendencia ya no es tan clara. Un factor que podría influir en esto es que el patrón del arreglo es una función del patrón original de la antenna (3), entonces a medida que se mueve más la dirección del patrón la ganancia disminuirá y el ancho del patrón aumentará [5, pp. 11]. Esto podría influir considerablemente en los resultados del arreglo de fase final.

Las Figuras 4.14 y 4.15 muestran los patrones tridimensionales de la antenna y el arreglo, respectivamente. Se destaca que el patrón de la antenna es considerablemente más esférico que el del arreglo, irradiando de manera más homogénea en distintas direcciones. Esto calza con la teoría de que al implementar un arreglo el patrón será más directivo.

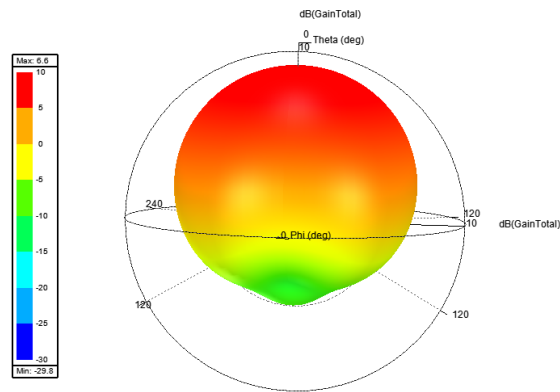


Figura 4.14: Patrón de radiación de la antenna (3).

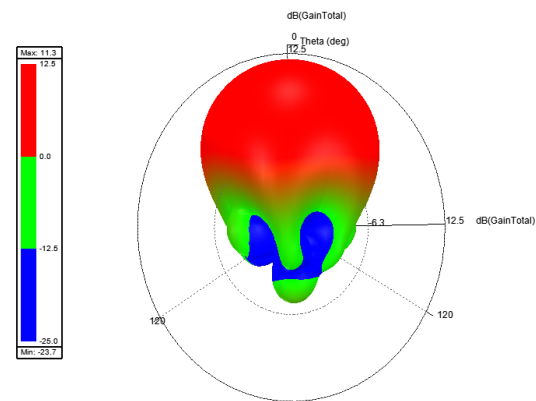


Figura 4.15: Patrón de radiación del arreglo de antenas.

### 4.3.3. Construcción y medición

Se construyó el arreglo de antenas diseñado en la Prueba 3. La Figura 4.16 muestra una foto de la antena (3) construida en la Prueba 2. Luego, esta antena es replicada para hacer un arreglo, cuyas fotos se ven en las Figuras 4.17 y 4.18.

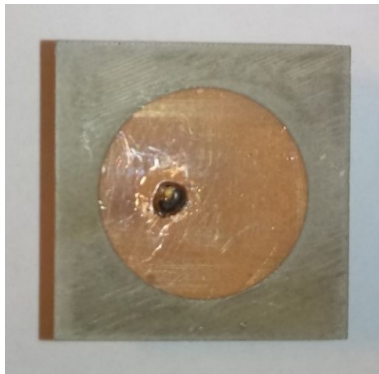


Figura 4.16: Segunda prueba, antena (3), foto.

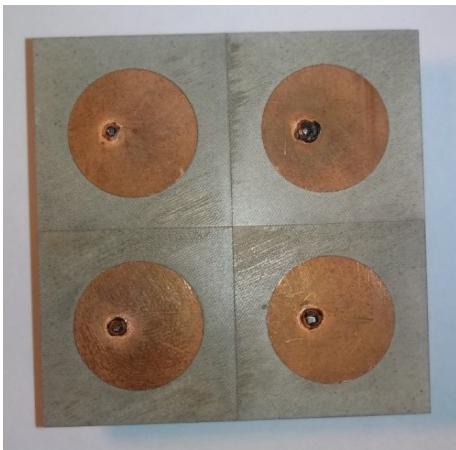


Figura 4.17: Arreglo de antenas, foto.

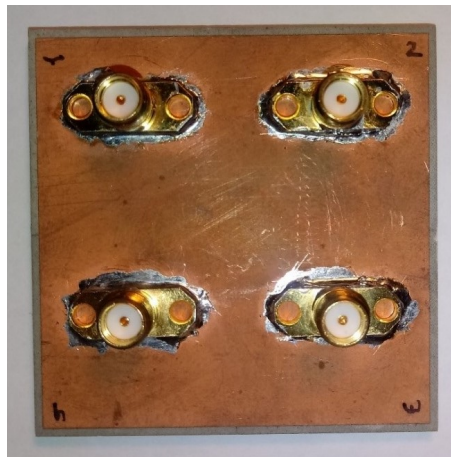


Figura 4.18: Mismo arreglo, lado de conectores.

Se midieron las reflexiones de entrada para cada antena individual del arreglo, utilizando un VNA, siguiendo el mismo procedimiento que para las antenas anteriores.

#### Patrón de radiación del arreglo: Instalación

Para poder medir el patrón de radiación del arreglo, se dispone frente a la antena (3) de la prueba 2, como se muestra en la ilustración (a) de la Figura 4.19. Para evitar perturbaciones que afecten los resultados, se arma una “caja” cuyas paredes son de esponja absorbente, de manera que lo emitido por las antenas en el interior de las cajas no se refleje. En el Observatorio Cerro Calán, donde se realizó esto, no había suficiente esponja absorbente para cubrir todas las paredes, por lo que se asume que los resultados tendrán gran margen de error, ya

que, al haber poca esponja y no alcanzar a cubrir todas las superficies, las ondas emitidas se reflejan en las paredes internas de la instalación, redirigiendo parte de la radiación que no iba a llegar al arreglo hacia este, aumentando entonces la señal que recibe.

Para la medición, se emite radiación desde la antena (3), midiendo lo recibido por el arreglo. La ilustración (c) muestra una vista lateral de la instalación, mientras que la ilustración (b) muestra una vista superior. Al medir el patrón de radiación, se iba girando el arreglo como se muestra en (b), donde en (b.1) el arreglo tiene un ángulo de  $0^\circ$  grados con respecto a la antena (3) y en (b.2) tiene un ángulo  $\alpha$ .

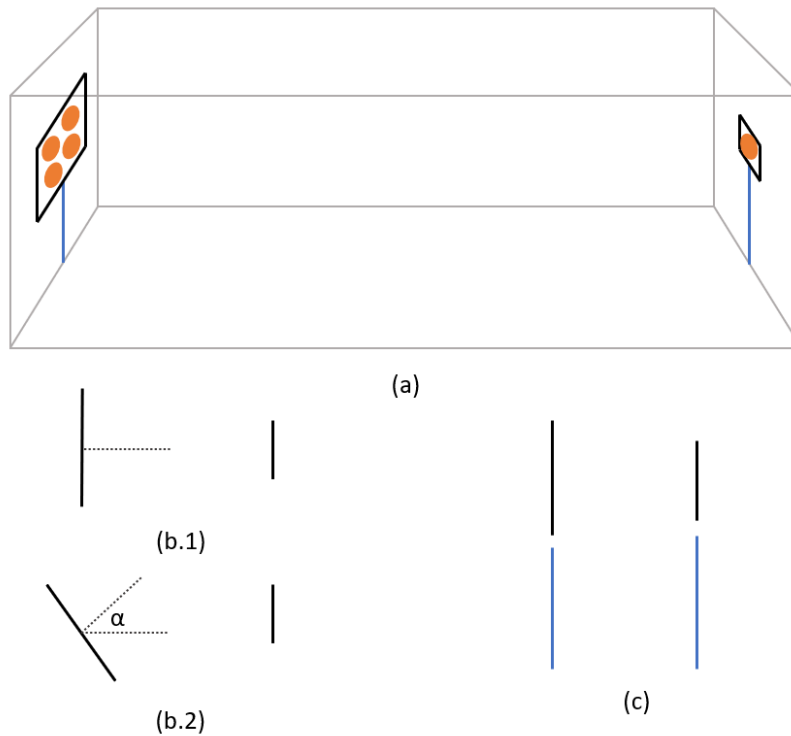


Figura 4.19: Diagrama de la instalación para medir el patrón de radiación del arreglo de antenas.

### Patrón de radiación del arreglo: Medición

Al medir el patrón de radiación del arreglo, se hizo con tres distintas disposiciones relativas entre las antenas: (a) segunda antena polarizada linealmente, (b) segunda antena no polarizada linealmente, y (c) segunda antena polarizada linealmente (ambas antenas rotadas con respecto al primer caso). Se midió la magnitud con respecto al ángulo  $\alpha$  de la Figura 4.19 para cada uno de estos casos.

Se mide la radiación recibida por el arreglo, entre los ángulos  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ , cada  $9^\circ$ . El giro del arreglo se realizó manualmente, por lo que se debe considerar que los resultados no serán muy precisos. Para llegar a un único resultado, se utiliza un divisor de Wilkinson disponible

en el lugar de medición, que funciona a 5.8 GHz.

### 4.3.4. Resultados construcción

Para obtener las frecuencias del arreglo de antenas, se midió para cada antena su parámetro  $S_{11}$ . Las siguientes Figuras, 4.20, 4.21, 4.22 y 4.23 muestran los resultados obtenidos. El número de cada antena está escrito en el arreglo de la foto en la Figura 4.18.

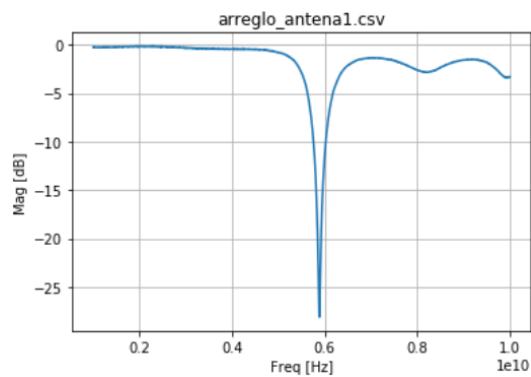


Figura 4.20: Arreglo, primera antena, gráfico  $S_{11}$ .

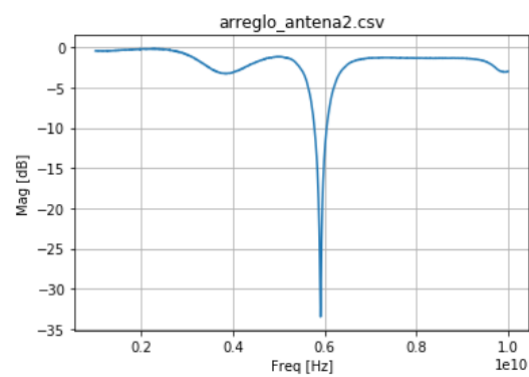


Figura 4.21: Arreglo, segunda antena, gráfico  $S_{11}$ .

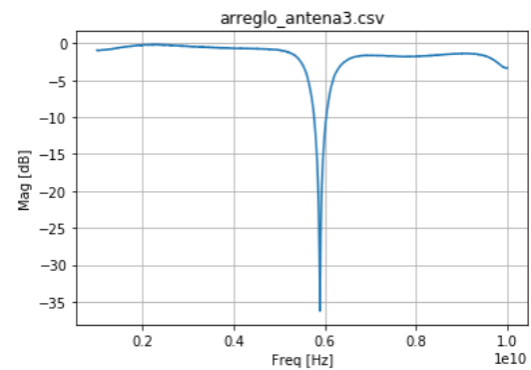


Figura 4.22: Arreglo, tercera antena, gráfico  $S_{11}$ .

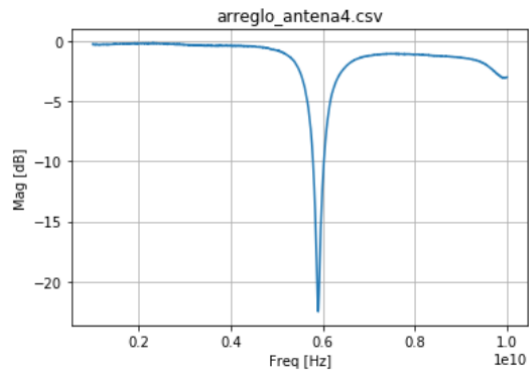


Figura 4.23: Arreglo, cuarta antena, gráfico  $S_{11}$ .



A continuación, se muestran los gráficos resultantes de magnitud con respecto a ángulo para cada una de las disposiciones entre arreglo y antena, mostrando para cada caso su respectiva disposición.

En los casos 1 y 3 tanto el arreglo como la antena, polarizados linealmente, están en el mismo sentido, por lo que se espera que el arreglo perciba radiación. Además, se espera que la radiación sea máxima cuando el ángulo del arreglo es  $0^\circ$ , ya que el arreglo y la antena deberían tener un patrón de radiación con máxima directividad en dirección perpendicular a la superficie de cada uno de estos. Luego, la radiación percibida debería bajar gradualmente al aumentar el ángulo del arreglo. Ambos gráficos obtenidos calzan con lo esperado.

En el segundo caso, de segunda antena no polarizada linealmente, se espera que los resultados sean bajos y relativamente estables. Esto porque las antenas tienen polarización lineal, pero están posicionadas en distintos sentidos, así que se espera que el arreglo no reciba radiación. Los resultados calzan bastante con lo esperado. Si bien se ven erráticos, la variación entre sus puntos en el eje de magnitudes es pequeña, y aparenta ser ruido.

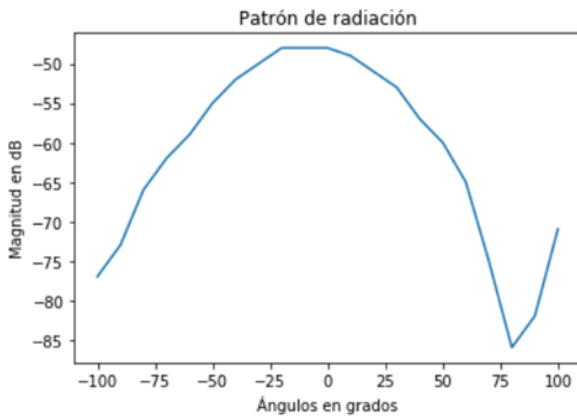


Figura 4.24: Patrón de radiación, caso 1.

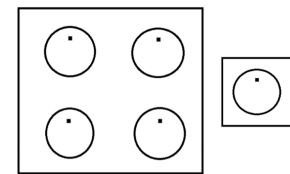


Figura 4.25: Disposición de las antenas, caso 1.

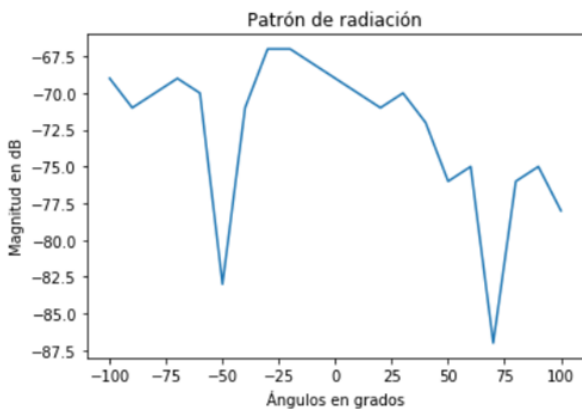


Figura 4.26: Patrón de radiación, caso 2.

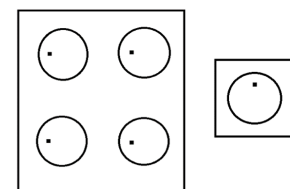


Figura 4.27: Disposición de las antenas, caso 2.

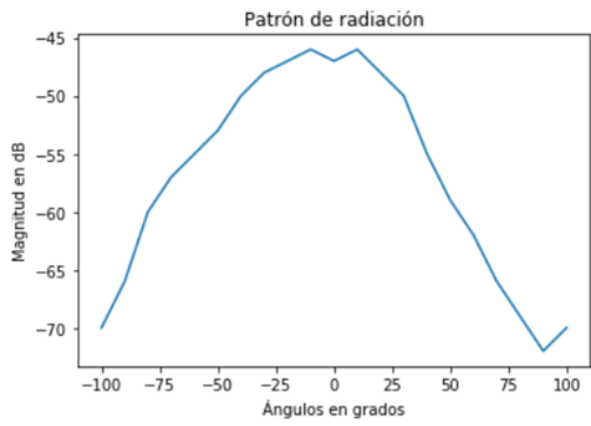


Figura 4.28: Patrón de radiación, caso 3.

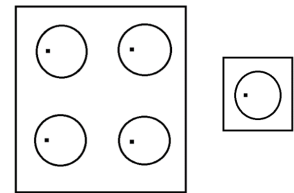


Figura 4.29: Disposición de las antenas, caso 3.

## 4.4. Prueba 4: Nuevos diseños de antenas y arreglo

### 4.4.1. Diseño y simulación

Se realizaron nuevas simulaciones para la antena (3) y el arreglo de antenas, obteniendo nuevos resultados. Estas nuevas simulaciones fueron hechas en dos materiales, RO4725 y FR4, de forma que se puedan comparar los resultados y evaluar los efectos del cambio de material, y también para, al momento de construir, tener opciones dependiendo de la disponibilidad de materiales. En la Tabla 4.8 se resumen los resultados principales obtenidos en las simulaciones.

Además, se hicieron simulaciones para arreglos de  $3 \times 3$  antenas. Estas simulaciones se hicieron basadas en las nuevas antenas (3) de cada material, teniendo entonces un arreglo de  $3 \times 3$  para RO4725 y otro para FR4. Los resultados simulados se resumen en las Tablas 4.9 y 4.10, respectivamente. Cabe considerar que, de construirse estos arreglos, la implementación de un divisor de potencia de uno a nueve puertos es considerablemente más complejo, principalmente porque en una aplicación real este divisor requeriría más de un plano.

### 4.4.2. Resultados simulaciones

En la Tabla 4.8 se comparan los resultados de las antenas de la prueba 4 con las pruebas anteriores. Primero, están los resultados de la antena (3) de la prueba 2, seguida de las antenas (3) de la prueba 4, hechas en RO4725 y en FR4. Luego, están los resultados del arreglo de antenas de la prueba 3, seguidos de los arreglos de antenas de la prueba 4, hechos en RO4725 y en FR4.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<b>Antena (3) (prueba 2)</b>						
Ell. Probe	6.0	-21.9	5.9	6.1	0.2	4.3
<b>Antena (3) (prueba 4)</b>						
Ell. Probe RO	5.9	-30.4	5.7	6.0	0.2	4.2
Ell. Probe FR4	5.8	-19.4	5.8	5.9	0.1	3.1
<b>Arreglo (prueba 3)</b>						
Ell. Probe - 1	6.0	-18.8	5.9	6.1	0.2	4.0
Ell. Probe - 2	6.0	-18.8	5.9	6.1	0.2	4.0
Ell. Probe - 3	6.0	-19.3	5.9	6.1	0.2	3.9
Ell. Probe - 4	6.0	-19.4	5.9	6.1	0.2	3.9
<b>Arreglo (prueba 4)</b>						
Ell. Probe - 1 RO	5.8	-20.0	5.7	6.0	0.2	3.9
Ell. Probe - 2 RO	5.8	-19.8	5.7	6.0	0.2	3.9
Ell. Probe - 3 RO	5.8	-18.8	5.8	6.0	0.2	4.0
Ell. Probe - 4 RO	5.9	-18.8	5.8	6.0	0.2	3.9
Ell. Probe - 1 FR4	5.8	-26.8	5.8	5.9	0.1	2.5
Ell. Probe - 2 FR4	5.8	-25.7	5.8	5.9	0.1	2.5
Ell. Probe - 3 FR4	5.8	-26.4	5.8	5.9	0.1	2.5
Ell. Probe - 4 FR4	5.8	-25.8	5.8	5.9	0.1	2.5

Tabla 4.8: Comparación simulaciones de pruebas 2 y 3, con simulaciones de prueba 4.

Las antenas de la prueba 3 tienen una frecuencia de operación de aproximadamente 6 GHz, mientras que las nuevas antenas de la prueba 4 son un poco menores a 5.9 GHz. Con respecto a las antenas nuevas, en el caso de RO4725, los resultados empeoran un poco en el arreglo, con respecto a la antena individual. En el caso de FR4, el arreglo mejora en la magnitud

mínima pero disminuye un poco el ancho de banda. En todos los casos los resultados siguen siendo aceptables y se encuentran dentro de los rangos adecuados.

Las siguientes tablas muestran los resultados de las simulaciones para arreglos de  $3 \times 3$ , hechos a partir de las mediciones de las antenas de la prueba 4. La Tabla 4.9 corresponde al nuevo arreglo en RO4725, y la Tabla 4.10 corresponde al nuevo arreglo en FR4.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<b>Arreglo <math>3 \times 3</math></b>						
Ell. Probe - 1	6.0	-13.4	5.9	6.1	0.2	3.3
Ell. Probe - 2	5.9	-11.6	5.9	6.0	0.1	2.3
Ell. Probe - 3	6.0	-15.0	5.9	6.1	0.2	3.9
Ell. Probe - 4	6.0	-14.2	5.9	6.1	0.2	3.5
Ell. Probe - 5	6.0	-13.9	5.9	6.1	0.2	3.5
Ell. Probe - 6	6.0	-12.4	5.9	6.1	0.1	2.9
Ell. Probe - 7	6.0	-13.8	5.9	6.1	0.2	3.5
Ell. Probe - 8	6.0	-15.1	5.9	6.1	0.2	3.9
Ell. Probe - 9	6.0	-14.1	5.9	6.1	0.2	3.5

Tabla 4.9: Resultados simulaciones arreglo de antenas  $3 \times 3$  prueba 4, en RO4725.

Antena	Frec GHz	Mag mín dB	Mín ancho GHz	Máx ancho GHz	Ancho banda GHz	Ancho banda %
<b>Arreglo <math>3 \times 3</math></b>						
Ell. Probe - 1	5.8	-36.8	5.7	5.9	0.1	2.4
Ell. Probe - 2	5.8	-42.0	5.7	5.9	0.1	2.3
Ell. Probe - 3	5.8	-28.6	5.8	5.9	0.1	2.5
Ell. Probe - 4	5.8	-28.4	5.8	5.9	0.1	2.4
Ell. Probe - 5	5.8	-30.0	5.8	5.9	0.1	2.4
Ell. Probe - 6	5.8	-40.8	5.7	5.9	0.1	2.4
Ell. Probe - 7	5.8	-29.9	5.8	5.9	0.1	2.4
Ell. Probe - 8	5.8	-28.5	5.8	5.9	0.1	2.5
Ell. Probe - 9	5.8	-28.3	5.8	5.9	0.1	2.4

Tabla 4.10: Resultados simulaciones arreglo de antenas  $3 \times 3$  prueba 4, en FR4.

### 4.4.3. Construcción y medición

Las simulaciones hechas en la Prueba 4 no pudieron ser construidas debido a la situación sanitaria actual. Se considera mandar a hacer las placas a una empresa fabricante, en este caso, PCBWay. Lamentablemente, PCBWay no trabaja actualmente con el material RO4725, utilizado en la construcción de las Pruebas 1, 2 y 3. Entre los materiales disponibles de la empresa fabricante el más parecido en constante dieléctrica, factor de disipación y el hecho de ser ROGERS también es el sustrato RO4003C. De mandar a construir las simulaciones anteriores es necesario adaptarlas al nuevo material. Se considerará el material RO4003C de aquí en adelante. La siguiente Tabla tiene los precios, en dólares, de mandar a construir el arreglo de antenas de la prueba 3 a PCBWay con FR4 y con RO4003C. Se destaca la diferencia de precios ya que encargar un arreglo en RO4003C cuesta 33 veces más que en FR4. Se debe tener esto en cuenta al momento de decidir el material y evaluar las opciones considerando que el material FR4 tiene pérdidas mucho mayores.

	<b>FR4</b>	<b>RO4003C</b>
<b>Arreglo de antenas <math>2 \times 2</math></b>	5	191
Envío + cargos	1	9
Total	<i>6</i>	<i>200</i>

Tabla 4.11: Precio (USD) de encargar un arreglo de antenas a PCBWay para FR4 y RO4003C.

# Capítulo 5

## Metodología: Dispositivos

A continuación se describirá el diseño y simulación de los elementos que componen al sistema completo, además de las antenas. Las placas de prueba para estos dispositivos no pudieron ser construidos debido a la situación sanitaria actual así que, al igual que la Prueba 4 de antenas, se presentará una cotización de mandar a construir las placas a PCBWay.

Este capítulo describe primero el diseño y simulación de los distintos elementos. Finalmente, se presenta un resumen de las cotizaciones para cada uno de estos.

### 5.1. Divisor de potencia

#### 5.1.1. Diseño

Se tienen los siguientes valores para el diseño de un divisor de potencia con líneas de transmisión *microstrip*, considerando el material FR4:

- $Z_0 = 50\Omega$ , impedancia característica.
- $\lambda = 51,68$  mm, longitud de onda.
- $\epsilon_r = 4,7$ , constante dieléctrica.
- $DF = 0,033$ , factor de disipación.
- $d = 0,8$  mm, altura del sustrato.

La estructura de un Divisor de Wilkinson está descrita en el marco teórico. Tiene distintas secciones con distintos valores. El cálculo se dividirá de la siguiente manera: (1) línea de transmisión con impedancia  $Z_0$ , correspondiente a los puertos de entrada y salida, (2) línea de transmisión con impedancia  $\sqrt{2}Z_0$ , correspondiente a la zona intermedia. Se quiere medir  $W$  para cada línea, que corresponde al ancho de las líneas de transmisión. Además, el divisor lleva una resistencia, con valor de  $R = 2 \cdot Z_c = 100\Omega$ .

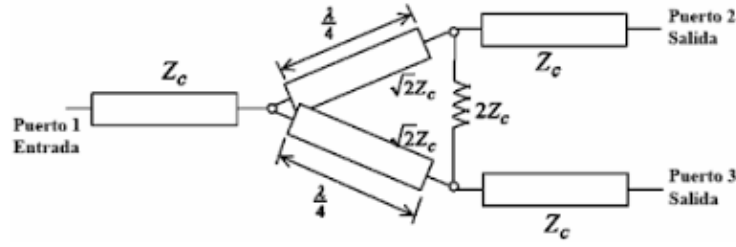


Figura 5.1: Divisor de potencia de Wilkinson.

### Zona (1)

Dado lo descrito en el marco teórico y asumiendo que  $W/d \geq 1$ , se tiene que:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (5.1)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]} \quad (5.2)$$

Reemplazando los valores de  $Z_0$ ,  $\varepsilon_e$  y  $d$  se obtiene que  $W_c = 1,4658$  mm. Notar que sí se cumple  $W/d \geq 1$ .

### Zona (2)

Nuevamente asumiendo que  $W/d \geq 1$  y reemplazando los valores correspondientes, con  $Z = \sqrt{2}Z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7\Omega$ , se obtiene que  $W = 0,7528$  mm. Notar que sí se cumple  $W/d \geq 1$ . Además, esta zona debe tener un largo de  $\lambda/4 = 12,92$  mm.

### 5.1.2. Simulación

En las Figuras 5.2, 5.3 y 5.4 se muestra el diseño de un divisor de Wilkinson de uno a dos puertos, simulado en HFSS con material FR4 de altura 0,8 mm, en vista superior, lateral e isométrica, respectivamente. Algunas especificaciones de la simulación del modelo para HFSS son:

- Tipo de puerto de excitación: *Waveport*.
- Tipo de caja de radiación: Caja de aire, se le asigna radiación como *Boundary*  $\rightarrow$  *Radiation* en todas las caras de la caja menos la que coincide con el plano de tierra inferior al divisor.
- Al plano inferior de tierra se le asigna radiación como *Boundary*  $\rightarrow$  *Perfect E*.
- Resistencia es una caja de vacío a la que se le asigna radiación como *Boundary*  $\rightarrow$  *Lumped RLC*  $\rightarrow$  Resistencia de  $100\Omega$ .
- Materiales conductores son conductores perfectos (*pec*).

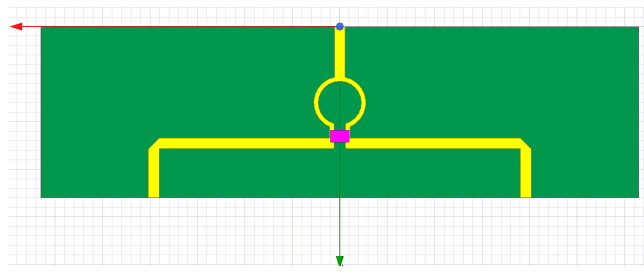


Figura 5.2: Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista superior.

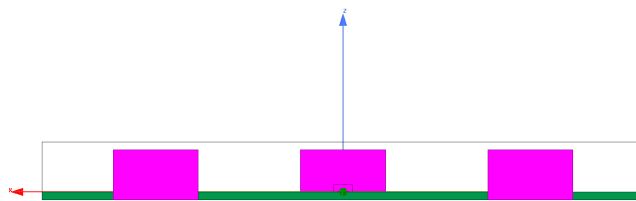


Figura 5.3: Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista lateral.

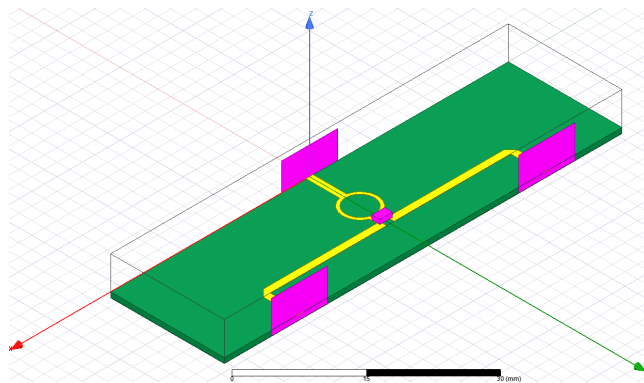


Figura 5.4: Simulación divisor de potencia de uno a dos puertos, vista isométrica.

Se consideró una frecuencia de operación un poco mayor a 5.8 GHz, dada la experiencia con las antenas donde los valores reales eran menores a los valores simulados.

Para obtener un divisor de uno a cuatro puertos, se usan tres divisores de uno a dos puertos, como en las Figuras 5.5, 5.6 y 5.7. En esta se repite el divisor anterior, alargando algunas rutas para que calcen las dimensiones. Las especificaciones de HFSS se mantienen.



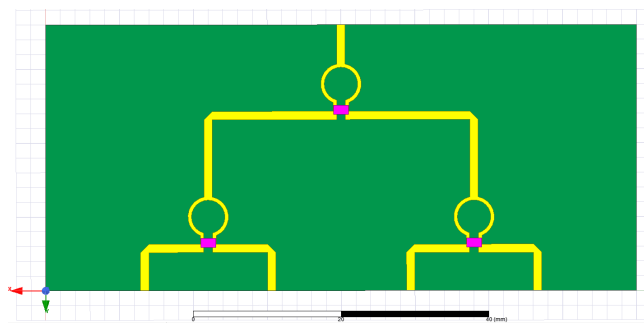


Figura 5.5: Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista superior.

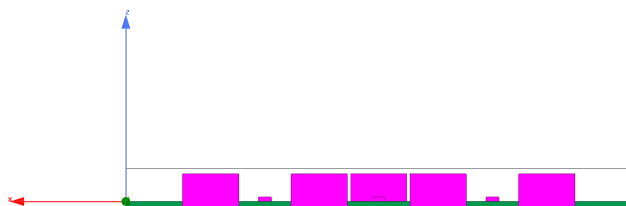


Figura 5.6: Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista lateral.

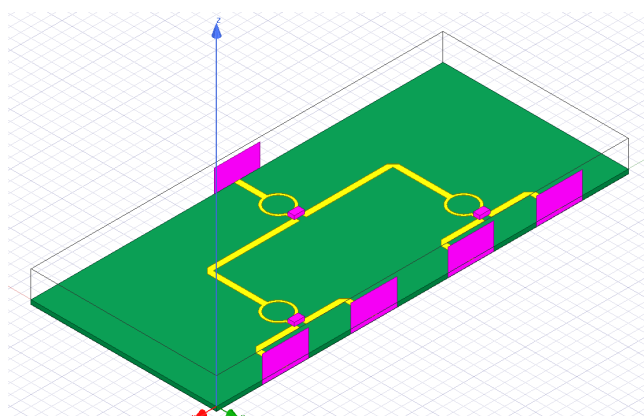


Figura 5.7: Simulación divisor de potencia de uno a cuatro puertos, vista isométrica.

### 5.1.3. Resultados simulaciones

#### Divisor 1 a 2

La Figura 5.8 muestra el gráfico obtenido en HFSS para los parámetros S del divisor de potencia de 1 a 2 puertos, los que se resumen en la Tabla 5.1. Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{32}$  son menores a  $-10$  dB, algo importante para evitar pérdidas. Además, los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  son menores a lo ideal teórico,  $-3$  dB, lo cual es esperado ya que la simulación considera un material con pérdidas. Aun así, están dentro de lo normal en este tipo de implementaciones.

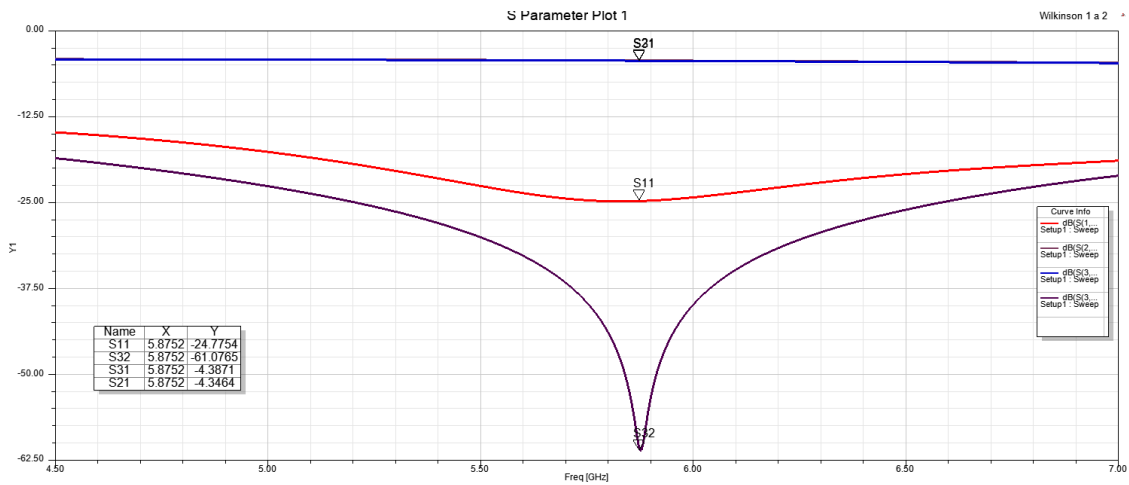


Figura 5.8: Divisor de potencia de uno a dos puertos, gráfico  $S_{11}$ .

Parámetro	Frecuencia GHz	Magnitud dB
<b>S11</b>	5.87	-24.7
<b>S32</b>	5.87	-61.0
<b>S21</b>	5.87	-4.3
<b>S31</b>	5.87	-4.3

Tabla 5.1: Resultados parámetros S del divisor de potencia de uno a dos puertos.

La Figura 5.9 muestra el gráfico obtenido en HFSS para los parámetros S del divisor de potencia de 1 a 4 puertos, los que se resumen en la Tabla 5.2. El parámetro  $S_{11}$  es menor a  $-10$  dB, algo importante para evitar pérdidas. Además, los parámetros  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  y  $S_{51}$  son menores a lo ideal teórico,  $-6$  dB, cosa esperada porque la simulación considera un material con pérdidas. Aun así, están dentro de lo normal en este tipo de implementaciones.

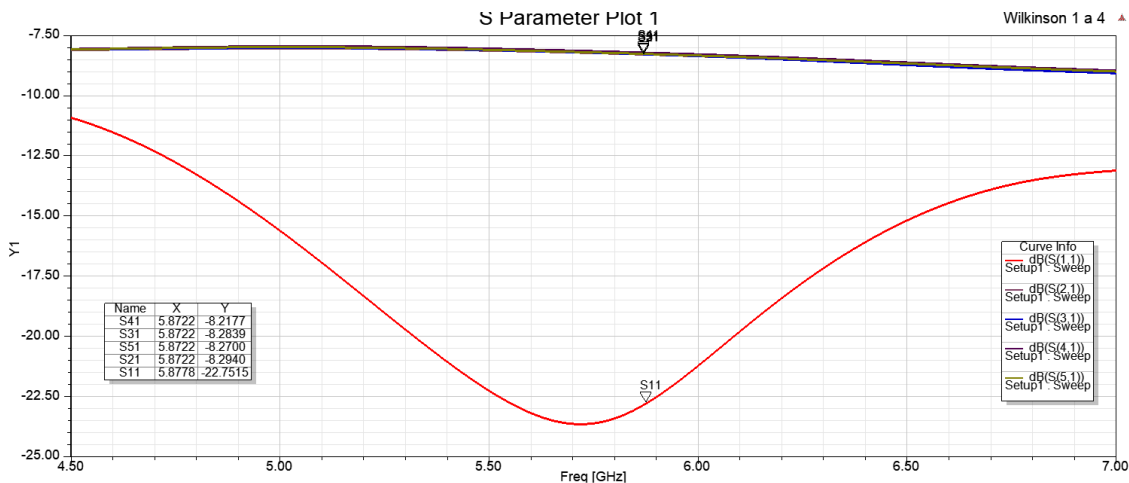


Figura 5.9: Divisor de potencia de uno a cuatro puertos, gráfico  $S_{11}$ .

Parámetro	Frecuencia GHz	Magnitud dB
<b>S11</b>	5.87	-22.7
<b>S21</b>	5.87	-8.2
<b>S31</b>	5.87	-8.2
<b>S41</b>	5.87	-8.2
<b>S51</b>	5.87	-8.2

Tabla 5.2: Resultados parámetros S del divisor de potencia de uno a cuatro puertos.

#### 5.1.4. Diagrama en EAGLE

Teniendo las simulaciones lo siguiente es construir el divisor, la Figura 5.10 muestra el diagrama en EAGLE. Este tiene los mismos parámetros que el diseño en HFSS.

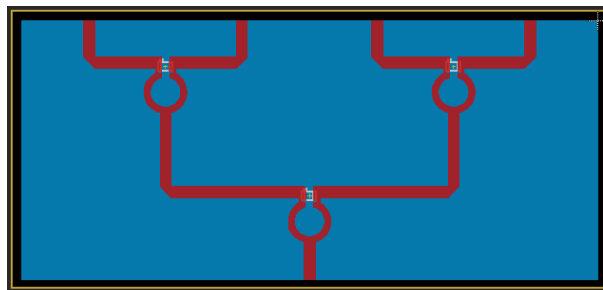


Figura 5.10: Divisor de potencia de uno a cuatro puertos, diagrama en EAGLE.

Además, se mencionó antes que para tener opciones, se eligió un modelo comercial de divisor de potencia, SCG-2-592+. El ancho de las líneas que unen los componentes se calcula de manera que tengan una impedancia de  $50\Omega$ . Es usual que a las líneas de transmisión en los circuitos se les diseñe de manera que tengan una impedancia característica de  $50\Omega$ , esto es porque, considerando una línea coaxial cuyo interior es aire, una impedancia de  $50\Omega$  constituye un compromiso entre la mínima atenuación posible, alcanzable a aproximadamente  $77\Omega$ , y la capacidad de potencia máxima, alcanzable a aproximadamente  $30\Omega$  [9, pp. 134].

Se decide cambiar el diseño a *coplanar waveguide* con tierra debajo en vez de *microstrip*, debido a que el modelo *coplanar waveguide* posee más parámetros, permitiendo más flexibilidad al momento de diseñar los valores que definirán cada modelo. De esta forma, es posible obtener líneas de transmisión más delgadas, lo que reduce el espacio utilizado por cada placa. Esto es importante dada la restricción de espacio que conllevan los CubeSat. Este cambio se mantendrá a partir de este punto para las distintas placas de prueba de los dispositivos.

Entonces, para obtener la impedancia deseada, se consideran los siguientes valores: impedancia de  $50\Omega$ , permitividad del sustrato de 4.7, factor de disipación de 0.033, altura del sustrato de 0.8 mm y distancia mínima entre las líneas y el plano de tierra que les rodea de 1.1 mm. Esto da como resultado un ancho de 1.3672 mm. Este cálculo se realizó con la función TXLINE del programa AWR. Los resultados se muestran en la Figura 5.11. La Figura 5.12 muestra el diagrama en EAGLE para la construcción de una placa de prueba para un divisor.

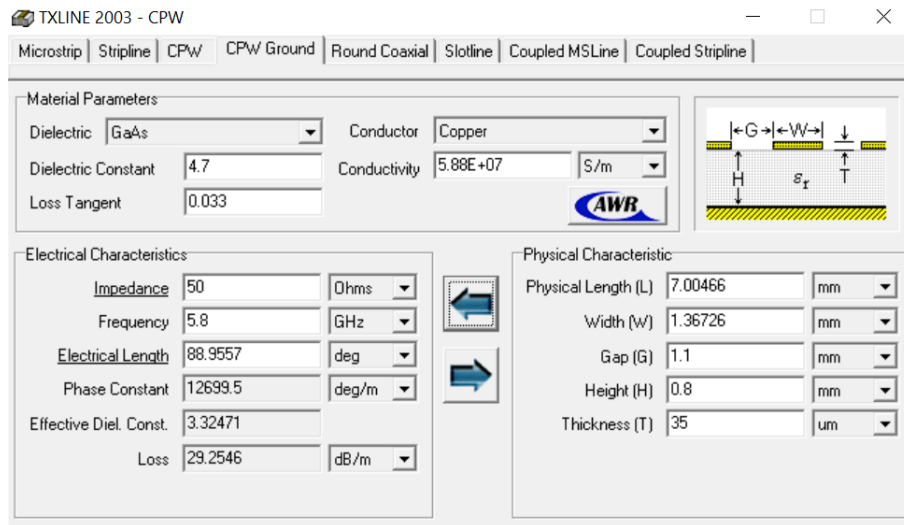


Figura 5.11: Cálculo de parámetros de línea de transmisión con TXLINE.

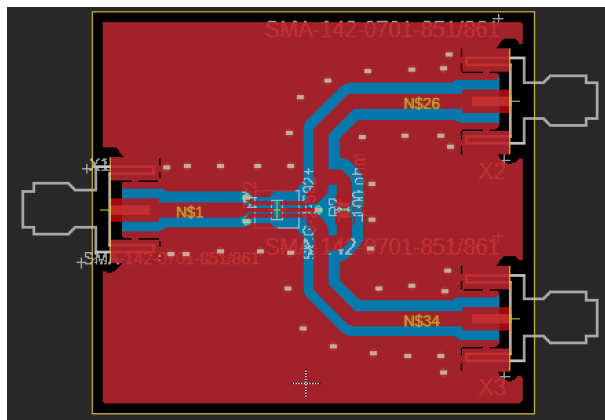


Figura 5.12: Placa de prueba de un dispositivo divisor de potencia, diagrama en EAGLE.

La Figura 5.13 muestra el diagrama de la placa de prueba para tres divisores comerciales, que juntos hacen un divisor de potencia de uno a cuatro.

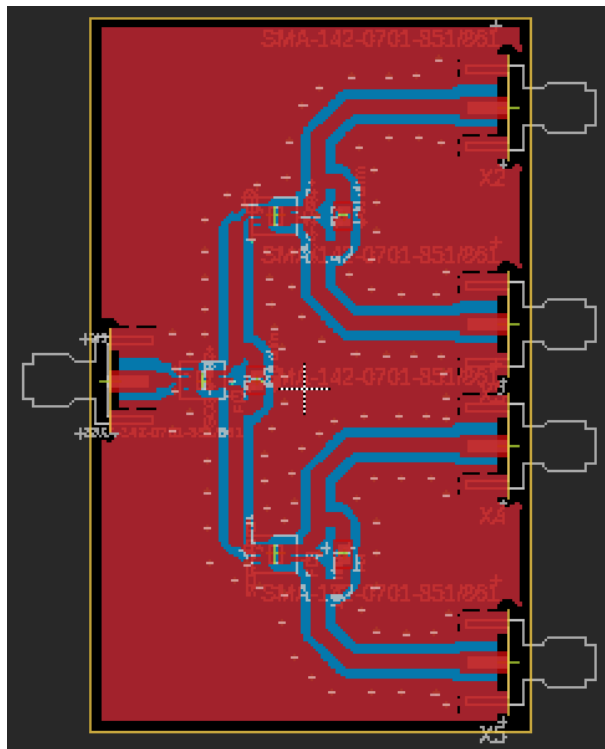


Figura 5.13: Placa de prueba de tres dispositivos divisores de potencia, diagrama en EAGLE.

## 5.2. Implementación de los cambiadores de fase y microcontrolador

El PS seleccionado, MAPS-010165, es un cambiador de fase digital de 6 bits que funciona en el rango de 3.5 GHz a 6.0 GHz. Cubre una variación de fase entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$  con un paso de  $5,6^\circ$ . Puede funcionar con comunicación serial o paralela. En este caso, se utilizará comunicación serial controlada por un Arduino.

### 5.2.1. Comunicación serial

El modo serial del cambiador de fase es compatible con el protocolo SPI. Para activar el modo serial el pin P/S debe estar siempre en 1, caso en el que además los pins 22, 23 y 24 pasan a ser LE, CLK y SER IN. Los 6 bits correspondientes a la fase se entregan partiendo por el bit más significativo. Una vez entregados estos 6 bits, el pin LE se cambia a 1, mientras que el CLK se mantiene en 0 para proteger los datos mientras se implementa el cambio. En modo serial las salidas se mantienen constantes mientras LE es 0. La Figura 5.14 muestra un diagrama del funcionamiento del modo serial, obtenido de la hoja de datos del dispositivo. En la misma figura también se indican tiempos mínimos necesarios antes de modificar cada pin del PS. Estos valores están indicados en la hoja de datos.

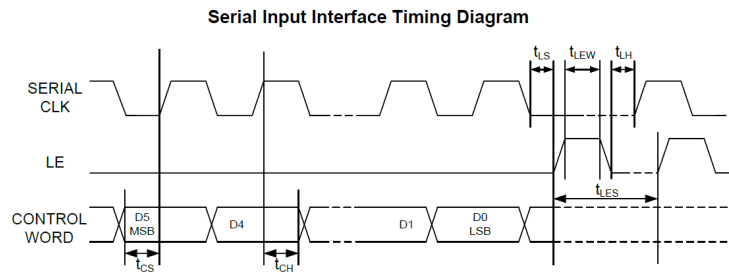


Figura 5.14: Funcionamiento de comunicación serial.

A partir de esto, se escribieron dos códigos (ver Anexo 2). El primer código, programado en Python, tiene dos funciones. La primera recibe los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  deseados para la dirección del patrón de radiación del arreglo y entrega las fases necesarias para cada antena, en base decimal y hexadecimal, que permiten obtener los ángulos deseados. La segunda función recibe un número en hexadecimal, cuyo primer dígito es el número del PS al que se le quiere entregar información. Los dígitos restantes corresponden a la fase deseada para la antena (valor obtenido de la primera función) y son transformados de acuerdo a instrucciones obtenidas de la hoja de datos del PS, para que queden en una base interpretable por el PS. El segundo código, compatible con Arduino y programado en C++, recibe un valor compuesto de cuatro dígitos, donde el primero es el número de PS que se quiere activar y los siguientes tres dígitos son la fase que se le desea indicar. El formato adecuado que recibe el PS es el obtenido de la segunda función en el código de Python. Cabe destacar que, si bien Arduino tiene una función predeterminada para comunicación con protocolo SPI, esta funciona con 8 bits y no con los 6 bits necesarios para este código. Esto impone restricciones al momento de implementar el microcontrolador, siendo necesario modificar partes del código para que este

funcione.

Las Figuras 5.15 y 5.16 corresponden a placas en EAGLE, para un PS y para cuatro PS, respectivamente. Esto también está considerado para etapas de prueba. En lo que resta del capítulo de metodología de dispositivos se presentarán distintos diagramas en EAGLE. De los dispositivos en estos diagramas salen distintas líneas de transmisión: las más delgadas son de control de los dispositivos y las más anchas son las denominadas líneas RF, que transportan la señal principal que luego llegará a las antenas. Las Figuras 5.15, 5.16, 5.17, 5.18 y 5.19 consideran los mismos parámetros mencionados en las placas de prueba del divisor de potencia comercial en el capítulo 4.5.3. para las líneas RF, es decir, las líneas principales tienen un ancho de 1.3672 mm y una distancia entre estas y el plano de tierra de 1.1 mm.

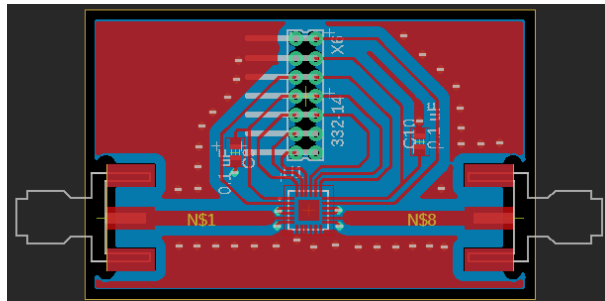


Figura 5.15: Placa de prueba para un PS, diagrama en EAGLE.

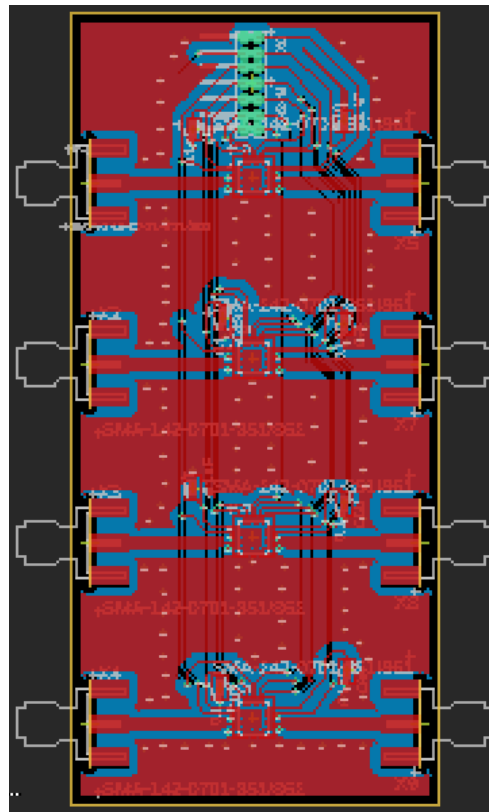


Figura 5.16: Placa de prueba para cuatro PS, diagrama en EAGLE.

### 5.3. *Switch*

La Figura 5.17 corresponde a la placa de prueba en EAGLE para comprobar el funcionamiento de un *switch* HMC8038.

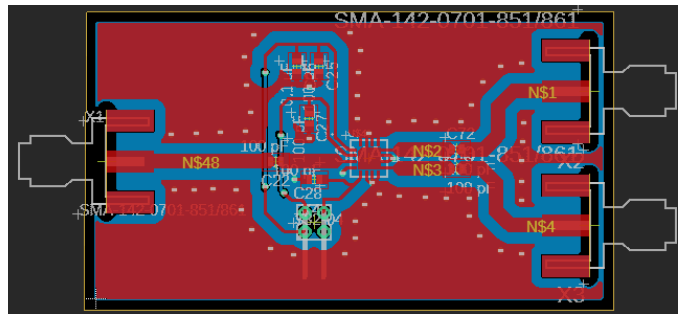


Figura 5.17: Placa de prueba para un *switch*, diagrama en EAGLE.

### 5.4. Amplificador

La Figura 5.18 corresponde a la placa de prueba en EAGLE para comprobar el funcionamiento de un amplificador SKY85806-11.

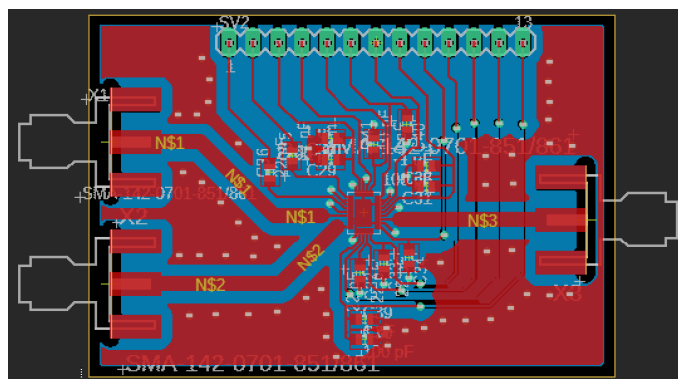


Figura 5.18: Placa de prueba para un amplificador, diagrama en EAGLE.

La Figura 5.19 corresponde a la placa de prueba de amplificación para las cuatro antenas, incluyendo los cuatro *switch* HMC8038 y los cuatro amplificadores SKY85806-11.



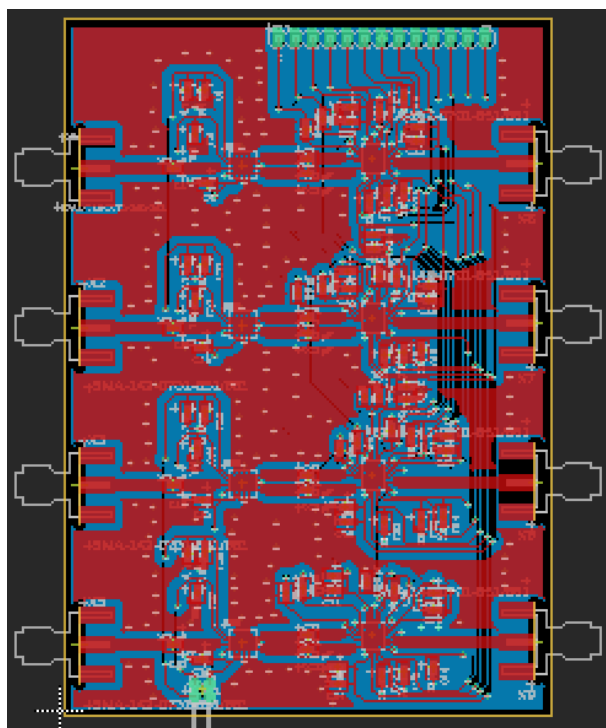


Figura 5.19: Placa de prueba para sistema completo de amplificación: 4 *switch* y 4 amplificadores, diagrama en EAGLE.

## 5.5. Sistema completo

Para la implementación del sistema completo se considera utilizar una placa de cuatro capas para reducir el espacio utilizado [16], mandada a hacer según los parámetros que se muestran en la Figura 5.20. Se eligieron estos parámetros a partir de [17], modificando el dieléctrico inferior a RO4003C para que se parezca a los diseños de arreglos de antenas de las pruebas 3 y 4. Para este dieléctrico se escogió la menor altura posible ya que eso reduce el ancho necesario de las líneas según su impedancia característica. La placa mide 10cm × 10cm. En la Figura 5.21 se muestra la placa diseñada en EAGLE .



Figura 5.20: Placa de cuatro capas considerada para la construcción del sistema completo.

Para el cálculo del ancho necesario de las líneas para que tengan impedancia de  $50\Omega$  se considerará una simplificación de la estructura. Se debe tener en cuenta que los valores pueden variar bastante, por ello, una vez construida esta placa podría ser necesario considerar la implementación de un adaptador de impedancia en el circuito [9, pp. 228].

Las líneas RF, que conectan los dispositivos con las antenas, se encuentran en el Conductor 1 y el Conductor 3. Para el Conductor 1 se considera una estructura de *coplanar waveguide* con tierra, con altura del dieléctrico 0,11mm y permitividad 4.29. Se obtiene la impedancia deseada fijando el ancho de las líneas en 0.2158 mm y la distancia al plano de tierra en 0.1818 mm.

Para el Conductor 3 se considera una estructura de *stripline* asimétrico y no-homogéneo, siendo una línea conductora de ancho  $W$  por calcular con un dieléctrico de altura 1,13mm y permitividad 3.96 por encima y un dieléctrico de altura 0,203mm y permitividad 3.38 por debajo. Además, con planos de tierra sobre el dieléctrico superior y bajo el dieléctrico inferior. Para ello se utilizó el calculador de [18], obteniendo un ancho de línea de 0.3459 mm. Como los cálculos de ambos conductores consideran simplificaciones queda por evaluar la factibilidad de estas al momento de construir y medir la placa diseñada.

En el Conductor 1, denominado *top* y representado en color rojo, se encuentran los dispositivos comerciales unidos por rutas y conectados a pines, los cuales luego serían conectados con el microcontrolador. Además, hay condensadores y resistencias de acuerdo a las recomendaciones de las hojas de datos de cada dispositivo, los cuales ayudan a proteger el circuito. El Conductor 2, representado en color amarillo, contiene más rutas que conectan los dispositivos de la capa superior. El Conductor 3, representado en color naranja, contiene las rutas RF que terminan de llevar la señal a las antenas. Finalmente el Conductor 4, representado en color azul, corresponde al arreglo de antenas. Además, se colocaron vías alrededor de las líneas, uniendo los planos de tierra entre sí. Si bien esta placa está hecha en *coplanar waveguide*, las placas de tierra no se muestran en la imagen para que se puedan ver las rutas.

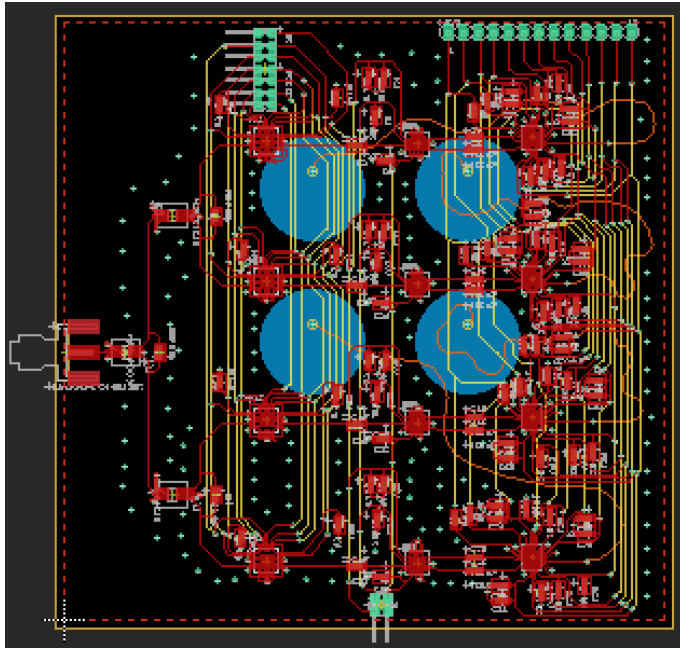


Figura 5.21: Placa del sistema completo, diagrama en EAGLE.

### 5.5.1. Cotizaciones

Debido a la situación sanitaria actual no fue posible construir los elementos restantes, es decir, la Prueba 4 y las placas de prueba de los dispositivos y del sistema completo. En cambio, se realizó una cotización con la empresa fabricante PCBWay, para así conocer los costos en caso de mandar a fabricar las distintas piezas.

Las columnas *Placa FR4* y *Placa RO* contienen los precios de mandar a hacer las placas a PCBWay en los materiales FR4 y RO4003C, respectivamente. Esto solo incluye el sustrato con las características y diseño solicitados, no incluye los dispositivos. Hay que tener en cuenta que el pedido mínimo por placa es de 5 unidades. Los precios de la tabla son el total para cinco placas, en cada casilla.

La columna *Dispositivos* corresponde a los costos asociados a cada placa y son el total necesario para encargar los dispositivos que requiere cada placa. Esta etapa se hizo a partir de los precios presentados por las empresas Digikey y Mouser.

Las columnas *Placa FR4 y dispositivos* y *Placa RO y dispositivos* corresponden a cotizaciones hechas en PCBWay e incluyen las mismas 5 placas por cada modelo, además de los dispositivos necesarios para una de dichas placas. En este caso, todo pertenece a un único pedido y el producto que envían de PCBWay viene con los dispositivos incorporados.

Para el sistema completo se tienen tres columnas. La primera contiene el costo de encargar a PCBWay 5 unidades de placas de 4 capas, con las características descritas anteriormente.

Esta opción no contiene nada más que las placas. La columna *Dispositivos* corresponde al precio total de encargar los dispositivos necesarios para una de las placas de 4 capas a Digikey y Mouser. De seguir esta opción, después se debe armar y soldar las piezas. Finalmente, la columna *Placa y dispositivos* del sistema completo son los costos de encargar todo armado a PCBWay.

	Placa FR4	Placa RO	Dispositivos	Placa FR4 y dispositivos	Placa RO y dispositivos
Divisor Wilkinson	5	191	0.8	38	282
1 divisor	5	188	23.3	117	300
3 divisores	5	193	55.5	143	331
1 PS	5	186	97.7	223	404
4 PS	20	197	381.4	616	793
1 <i>switch</i>	5	187	20.7	125	307
1 amplificador	5	188	18.1	128	311
Amplificación	24	206	92.5	278	206
Total parcial	74	1536	690	1668	2934
Envío + cargos	85	85	111	85	85
Total	159	1621	801	1753	3019
	Placa 4 capas		Dispositivos	Placa y dispositivos	
Sistema completo	240		459.4	917	
Envío + cargos	85		111	85	
Total	325		570.4	1002	

Tabla 5.3: Cotizaciones para placas de prueba y placa del sistema completo, en dólares.

Entonces, en resumen, se tienen las siguientes opciones.

	Placas prueba FR4	Placas prueba RO4003C	Sistema completo
(1) Placa y dispositivos por separado, requiere armado después	960	2422	895.4
(2) Placa y dispositivos juntos, llega ya listo	1753	3019	1002

Tabla 5.4: Cotizaciones para placas de prueba y placa del sistema completo, en dólares.

Acerca de qué opciones son más convenientes, se deben evaluar los beneficios y costos. Respecto a si conviene más, para las placas de prueba, comprar los elementos juntos o separados, se deben evaluar presupuesto y tiempo. Vale destacar, que los dispositivos encargados en el caso (1) son exactamente los mismos que en el caso (2), ya que PCBWay encarga dispositivos directamente a Digikey y Mouser.

Respecto al material, se debe considerar que utilizar FR4 conlleva más pérdidas en el material y menor velocidad de propagación de la señal. Por otro lado, construir las placas en RO4003C tiene un costo 2.5 veces mayor al FR4 para el caso (1) y 1.7 veces mayor para el caso (2). También se debe mencionar que, cual sea el material encargado, las placas de prueba no formarían parte del sistema final. Una posibilidad sería encargar las placas FR4 para partir el prototipado, hacer pruebas y decidir posibles cambios que sean necesarios. Dependiendo de los resultados, se podría avanzar a pruebas con material RO4003C, y finalmente mandar a hacer el sistema completo.

# Capítulo 6

## Conclusiones

En este proyecto se diseñaron, simularon, construyeron y midieron distintas antenas, de manera de encontrar una combinación de parámetros que cumpliera con los requisitos y restricciones establecidos. A partir de este trabajo fue posible desarrollar un modelo de antena adecuado a la frecuencia de 5.8 GHz según los parámetros S, el cual luego fue replicado para el diseño, simulación, construcción y medición de un arreglo de antenas pequeño, liviano y también con buenos resultados en sus parámetros S. Según los resultados obtenidos para las antenas, estas poseían un ancho de banda que abarcaba el ancho de la banda ISM permitida. Además, se comprobó en las simulaciones que al replicar una antena en un arreglo el patrón de radiación resultante es más directivo y tiene más ganancia que la antena única. De acuerdo a las simulaciones, este sistema permite controlar la dirección del patrón de radiación con buenos resultados en un rango de  $60^\circ$  aproximadamente. En el trabajo se incorporan simulaciones para arreglos de antenas que se acercan más a la frecuencia deseada que el arreglo ya construido, pero son cambios menores con respecto a este. Por otro lado, se diseñó un sistema que acompaña al arreglo, el cual está por compuesto de divisores de potencia, cambiadores de fase, *switchs* y amplificadores.

Se incorporan cotizaciones para mandar a hacer las placas de prueba de los dispositivos y la placa de cuatro capas que contiene al sistema completo, incluyendo arreglo de antenas y componentes electrónicos. La cotización hace una comparación entre los materiales FR4 y RO4003C, y entre encargar las placas y los dispositivos por separado o mandar a construir todo junto. Para esto último, se recomienda hacer un análisis de beneficios y costo, ya que una vez recibidos los componentes estos se deben incorporar y soldar a las placas. Aun así, esta opción tiene los mismos resultados finales, no así la elección de un material u otro ya que, si bien encargar las placas en FR4 es considerablemente menos costoso, este material tiene altas pérdidas y no es recomendable para una versión final del proyecto, aunque sí podría serlo para prototipos.

Según los antecedentes recabados, cabe destacar, que si bien se han desarrollado algunos proyectos similares, muy pocos son en 5.8 GHz de frecuencia y aun menos para nanosatélites. Entonces, el principal aporte de este proyecto es conciliar ambos aspectos, este valor de fre-

cuencia en este tipo de dispositivo. Efectivamente, fue posible diseñar el sistema completo en una placa de  $10\text{cm} \times 10\text{cm}$ , aunque podrían haber complicaciones en un futuro si se quieren agregar más elementos.

Como posible trabajo futuro se tienen las siguientes propuestas:

- Implementación de un filtro de frecuencia en el sistema. Esto es importante tanto en la transmisión como en la recepción. En la recepción, el filtro evita que se emitan señales a frecuencias fuera de la banda libre permitida. En la recepción, podrían ser dos filtros: uno a la entrada del receptor, antes del amplificador, para minimizar la intermodulación y las señales parásitas, y un filtro después del amplificador, para rechazar posibles armónicos generados en el amplificador [6, pp. 150].
- Actualmente no se ha considerado cómo puede saber el sistema el ángulo al que se quiere apuntar con el patrón de radiación. Una posible solución a esto es la implementación de un sistema de retroalimentación de fase [5], tal que se hace un barrido con el patrón de radiación, midiendo la potencia y la fase correspondiente a cada punto, para luego responder al punto donde la potencia fuera mayor. Si bien este sistema podría funcionar, queda por evaluar su factibilidad y su conveniencia. En caso de no ser factible, es necesario buscar otras alternativas. Algo importante a mencionar, que podría ser una desventaja, es que los detectores de fase no funcionan bien si hay más de una señal recibida [5].
- Es necesario implementar polarización circular, ya que actualmente el arreglo de antenas funciona con polarización lineal. Esto se puede conseguir modificando la alimentación de las antenas.
- Construir, implementar, medir y caracterizar los distintos elementos faltantes para el sistema.
- Evaluar si conviene más que el arreglo sea de  $3 \times 3$  antenas. No se descarta que el arreglo sea rectangular, es decir, de  $n \times m$  con  $n$  distinto de  $m$ .

# Bibliografía

- [1] P. Squadrito, S. Zhang y G. F. Pedersen, “High gain K-band patch antenna for low earth orbit interlink between nanosatellites,” en *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, 2018, págs. 1-4. DOI: 10.1049/cp.2018.1137.
- [2] E. Kulu, *Nanosats Database*, Nanosats, mayo de 2021 [Online]. dirección: <https://www.nanosats.eu/>.
- [3] S. Loff, *CubeSats Overview*, NASA, feb. de 2018 [Online]. dirección: [https://www.nasa.gov/mission\\_pages/cubesats/overview](https://www.nasa.gov/mission_pages/cubesats/overview).
- [4] Federal Communications Commission. “FCC ONLINE TABLE OF FREQUENCY ALLOCATIONS.” Accessed Feb. 1, 2021, dirección: <https://transition.fcc.gov/oet/spectrum/table/fcctable.pdf>.
- [5] J. Long, D. Thorsen y O. Kegege, “Retrodirective Phased Array Antenna for CubeSats,” en *2019 IEEE Aerospace Conference*, 2019, págs. 1-11. DOI: 10.1109/AERO.2019.8741562.
- [6] K. Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [7] W. Stutzman y G. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th. Hoboken: John Wiley & Sons, 2016.
- [9] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011.
- [10] K. Kuang, Kim, Franklin y S. S. Cahill, *RF and Microwave Microelectronics Packaging*, 1st. New York: Springer Publishing Company, 2009.
- [11] Unión Internacional de Telecomunicaciones, *Reglamento de Radiocomunicaciones*. Ginebra, 2016.
- [12] Arduino, *A Brief Introduction to the Serial Peripheral Interface (SPI)*, dic. de 2019 [Online]. dirección: <https://www.arduino.cc/en/reference/SPI>.
- [13] B. Schweber, *Understanding the Basics of Low-Noise and Power Amplifiers in Wireless Designs*, DigiKey, oct. de 2013 [Online]. dirección: <https://www.digikey.com/en/articles/understanding-the-basics-of-low-noise-and-power-amplifiers-in-wireless-designs>.
- [14] W. Chen y A. M. Ferendeci, “A microcontroller configured active analog phase shifter at 1.96GHz,” en *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, 2010, págs. 1-4. DOI: 10.1109/ICWITS.2010.5611850.
- [15] D. Bursky, *Low-Noise Amplifiers Maximize Receiver Sensitivity*, DigiKey, jun. de 2012 [Online]. dirección: <https://www.digikey.com/en/articles/low-noise-amplifiers-maximize-receiver-sensitivity>.

- [16] OurPCB, *Standard PCB Thickness – Determine the Right Standards*, [Online]. dirección: <https://www.ourpcb.com/standard-pcb-thickness.html>.
- [17] PCBWay, *Stackup for 4, 6, 8 layers Multi-layer laminated structure*, oct. de 2020 [Online]. dirección: <https://www.pcbway.com/multi-layer-laminated-structure.html>.
- [18] Z. Chang, *Asymmetric Stripline Characteristic Impedance and Capacitance Calculator*, SimCal, mayo de 2003 [Online]. dirección: <http://mark-hoffman-eng.com/zocalc/pages/fmas.html>.



# Capítulo 7

## Anexo

### 7.1. Anexo 1: Sistema de referencia

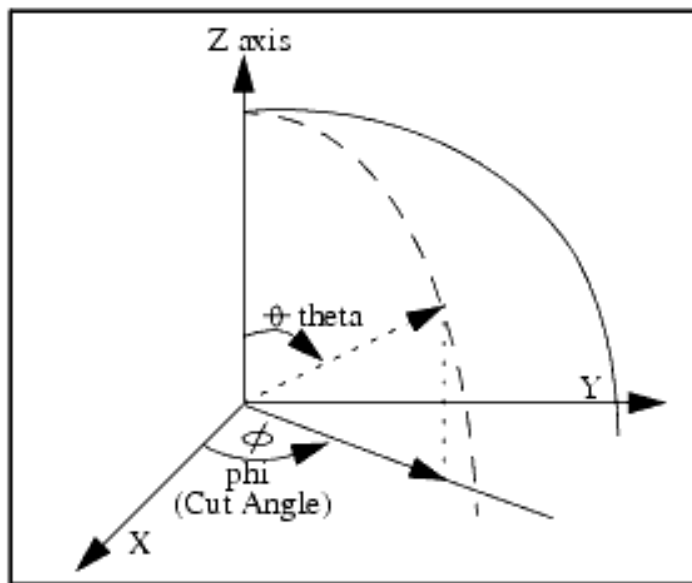


Figura 7.1: Coordenadas esféricas.

## 7.2. Anexo 2: Códigos

### 7.2.1. Cálculo fase (python)

```
1 import math
2
3 # Funcion calculo_angulos() recibe los angulos theta y phi deseados
4 # para la direccion del patron de radiacion,
5 # y entrega la fase correspondiente a cada antena.
6
7 # Funcion fase_1_ps() recibe la fase obtenida en la funcion calculo_angulos(),
8 # en hexadecimal, y transforma este valor para que este
9 # en un formato legible por el codigo del arduino.
10
11 def calculo_angulos():
12
13     theta = float(input("Valor del angulo theta (grados): "))
14     phi = float(input("Valor del angulo phi (grados): "))
15
16     A = math.sin(theta*math.pi/float(180))
17     B = math.cos(phi*math.pi/float(180))
18     C = math.sin(phi*math.pi/float(180))
19
20     kS = 180.0 #0.5*360
21
22     fase_1 = 0
23     fase_2 = int(kS*A*B)
24     fase_3 = int(kS*A*C)
25     fase_4 = fase_2 + fase_3;
26
27     fase_1_hex = hex(fase_1)
28     fase_2_hex = hex(fase_2)
29     fase_3_hex = hex(fase_3)
30     fase_4_hex = hex(fase_4)
31
32     print("Fase PS 1 (dec): " + str(fase_1))
33     print("Fase PS 2 (dec): " + str(fase_2))
34     print("Fase PS 3 (dec): " + str(fase_3))
35     print("Fase PS 4 (dec): " + str(fase_4))
36
37     print("Fase PS 1 (hex): " + str(fase_1_hex))
38     print("Fase PS 2 (hex): " + str(fase_2_hex))
39     print("Fase PS 3 (hex): " + str(fase_3_hex))
40     print("Fase PS 4 (hex): " + str(fase_4_hex))
41
42
43 def fase_1_ps():
```

```

44 numero_ps = input("Numero del phase shifter: ")
45 fase_hex = input("Fase en hexadecimal (int): ")
46 ps = int(numero_ps)
47 fase = int(fase_hex, 16)
48
49 print("Numero del phase shifter: " + str(ps))
50 print("Fase en decimal: " + str(fase))
51
52 # Valores para calcular fase que recibe el phase shifter.
53 D6 = 0
54 D5 = 0
55 D4 = 0
56 D3 = 0
57 D2 = 0
58 D1 = 0
59
60 # Calculo segun indicaciones del phase shifter.
61 if fase >= 180:
62     D6 = 1
63     fase = fase - 180
64 if fase >= 90:
65     D5 = 1
66     fase = fase - 90
67 if fase >= 45:
68     D4 = 1
69     fase = fase - 45
70 if fase >= 22.5:
71     D3 = 1
72     fase = fase - 22.5
73 if fase >= 11.2:
74     D2 = 1
75     fase = fase - 11.2
76 if fase >= 5.6:
77     D1 = 1
78
79 # Se obtiene el equivalente de n en decimal,
80 # para que pueda ser leído por la función
81 # bitRead() del arduino.
82 # Es el valor correspondiente a la fase que recibe el phase shifter.
83 n = 1*D1 + 2*D2 + 4*D3 + 8*D4 + 16*D5 + 32*D6
84
85 print("Valor a indicar al phase shifter: " + str(n))
86
87 calculo_angulos()
88 fase_1_ps()

```

## 7.2.2. Cambiador de fase y Arduino (C++)

```
1 // Puerto serial recibe un valor compuesto de cuatro digitos.
2 // El primero indica con cual de los phase shifters se quiere comunicar,
3 // puede ser 1, 2, 3 o 4.
4 // Siguietes tres digitos corresponden a la fase
5 // que se le quiere indicar al phase shifter.
6
7 int fase;
8 char input[5];
9 String input_string;
10 String ps;
11 String valor;
12 int ps_int;
13 int valor_int;
14
15 // Declarar pins.
16 int PSPin = 7;
17 int LEPin_1 = 8;
18 int LEPin_2 = 9;
19 int LEPin_3 = 10;
20 int LEPin_4 = 11;
21 int SCKPin = 12;
22 int MOSIPin = 13;
23
24 // Tiempos minimos de delay segun datasheet del phase shifter.
25 // Funcion delay() recibe en milisegundos.
26 const float tcs = 0.00002;
27 const float tch = 0.00002;
28 const float tls = 0.00001;
29 const float tlew = 0.00001;
30 const float tles2 = 0.00035; // tles2 = tles-(tlh+tch+tch*12+tls)
31
32
33
34
35 void traspasoBits(int numeroLE, int n) {
36
37     // CLK comienza en 1.
38     digitalWrite(SCKPin, HIGH);
39
40     // Se comunican los bits de la fase desde MOSIPin
41     // al mismo tiempo que el CLK se hace 0,
42     // luego se devuelve a 1.
43     for (int i=5; i>=0; i++) // i es descendiente para leer los datos como MSB
44     {
45         digitalWrite(SCKPin, LOW);
```

```

46     digitalWrite(MOSIPin, bitRead(n, i));
47     delay(tcs);
48     digitalWrite(SCKPin, HIGH);
49     delay(tch);
50 }
51
52 // Comunicados los bits, CLK debe ser 0,
53 // LE se hace 1 para setear al phase shifter,
54 // luego vuelve a 0.
55 digitalWrite(SCKPin, LOW);
56 digitalWrite(MOSIPin, LOW);
57 delay(tls);
58 if (numeroLE = 1) {
59     digitalWrite(LEPin_1, HIGH);
60     delay(tlew);
61     digitalWrite(LEPin_1, LOW);
62 } else if (numeroLE = 2) {
63     digitalWrite(LEPin_2, HIGH);
64     delay(tlew);
65     digitalWrite(LEPin_2, LOW);
66 } else if (numeroLE = 3) {
67     digitalWrite(LEPin_3, HIGH);
68     delay(tlew);
69     digitalWrite(LEPin_3, LOW);
70 } else if (numeroLE = 4) {
71     digitalWrite(LEPin_4, HIGH);
72     delay(tlew);
73     digitalWrite(LEPin_4, LOW);
74 }
75 delay(tles2);
76 }
77
78
79
80
81 void setup() {
82
83     // Setear pins.
84     pinMode(PSPin, OUTPUT);
85     pinMode(LEPin_1, OUTPUT);
86     pinMode(LEPin_2, OUTPUT);
87     pinMode(LEPin_3, OUTPUT);
88     pinMode(LEPin_4, OUTPUT);
89     pinMode(SCKPin, OUTPUT);
90     pinMode(MOSIPin, OUTPUT);
91
92     // P/S debe ser 1 para indicar modo serial .

```

```

93     digitalWrite(PSPin, HIGH);
94
95     // LE debe ser 0 mientras se envian los bits.
96     digitalWrite(LEPin_1, LOW);
97     digitalWrite(LEPin_2, LOW);
98     digitalWrite(LEPin_3, LOW);
99     digitalWrite(LEPin_4, LOW);
100
101     // Iniciar comunicacion serial.
102     Serial.begin(9600);
103     //Serial.setTimeout(10000);
104 }
105
106
107
108
109 void loop() {
110     // Espera a que se ingrese un valor desde el monitor serial.
111     if (Serial.available()>0) {
112
113         fase = Serial.readBytesUntil('\n', input, 4); // Leer desde el puerto serial.
114         input[fase] = '\0'; // Convertir en string.
115         input_string = String(input);
116
117         // Extraer el primer numero, correspondiente al phase shifter
118         // con el que se quiere comunicar.
119         ps = input_string.substring(0, 1);
120         // Extraer los siguientes valores, correspondientes a la fase.
121         valor = input_string.substring(1);
122
123         ps_int = ps.toInt();
124         valor_int = valor.toInt();
125
126         //Serial.print("Numero phase shifter: ");
127         //Serial.println(ps);
128         //Serial.print("Fase: ");
129         //Serial.println(valor);
130
131         traspasoBits(ps_int, valor_int);
132     }
133 }

```

### 7.3. Anexo 3: Dimensiones de antenas simuladas en pruebas 1 y 2 (EAGLE)

#### 7.3.1. Prueba 1

##### (1) Elliptical Edge

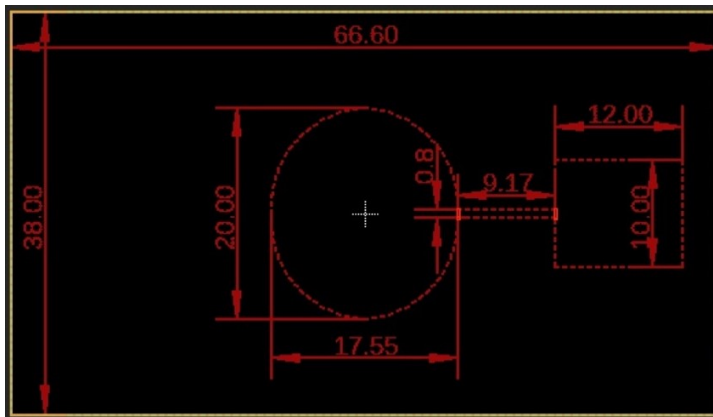


Figura 7.2: Primera prueba, antena (1), dimensiones.

##### (2) Elliptical Inset

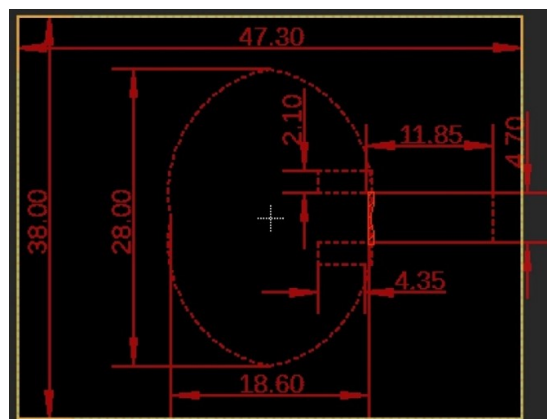


Figura 7.3: Primera prueba, antena (2), dimensiones.

(3) Elliptical Probe

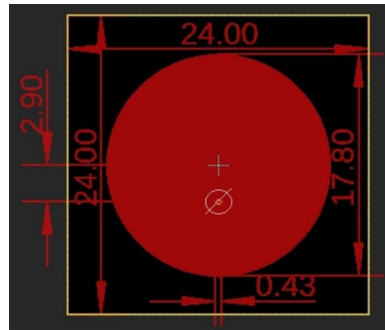


Figura 7.4: Primera prueba, antena (3), dimensiones.

(4) Rectangular Edge

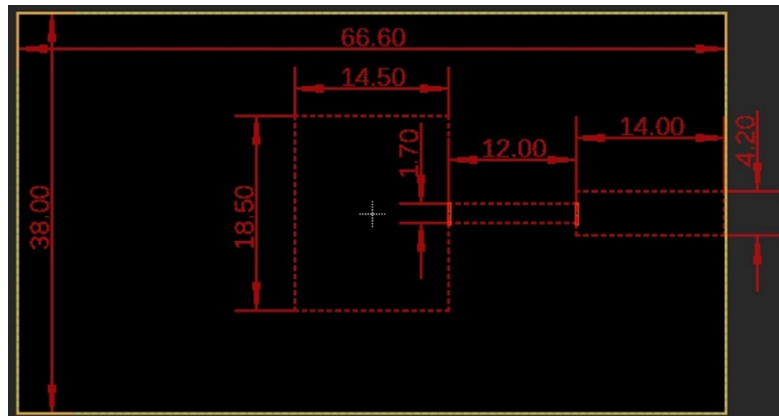


Figura 7.5: Primera prueba, antena (4), dimensiones.

(5) Rectangular Inset

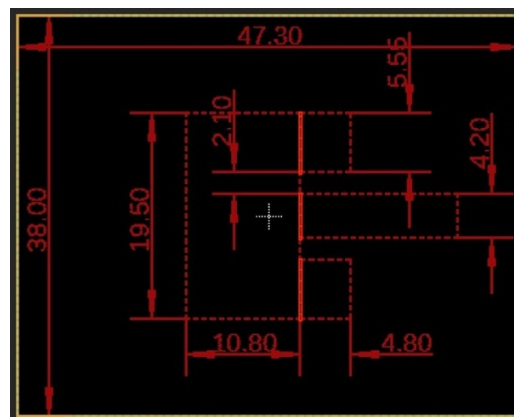


Figura 7.6: Primera prueba, antena (5), dimensiones.



(6) Rectangular Probe

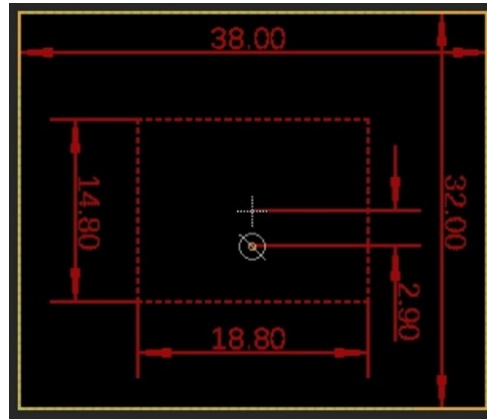


Figura 7.7: Primera prueba, antena (6), dimensiones.

### 7.3.2. Prueba 2

#### (1) Elliptical Edge

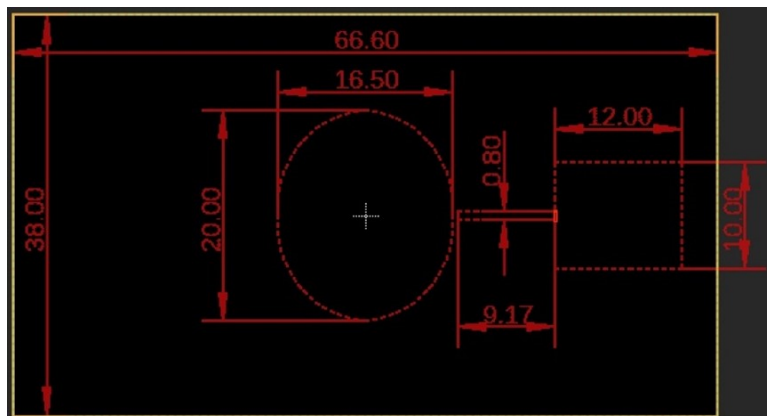


Figura 7.8: Segunda prueba, antena (1), dimensiones.

#### (3) Elliptical Probe

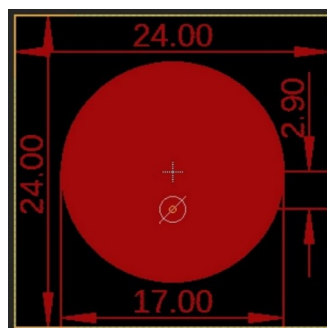


Figura 7.9: Segunda prueba, antena (3), dimensiones.

#### (4) Rectangular Edge

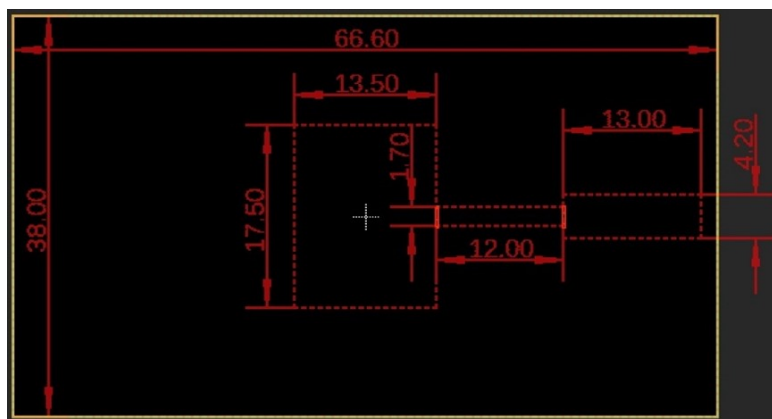


Figura 7.10: Segunda prueba, antena (4), dimensiones.

(5) Rectangular Inset

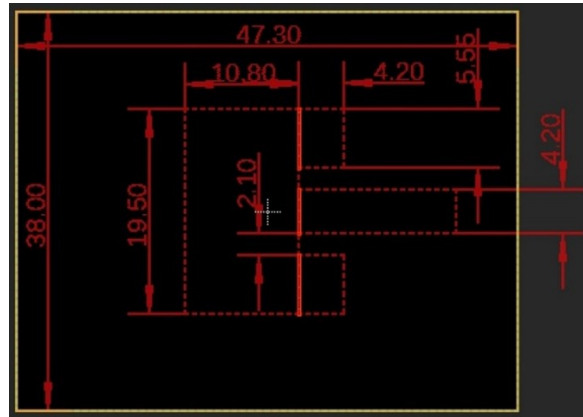


Figura 7.11: Segunda prueba, antena (5), dimensiones.

(6) Rectangular Probe

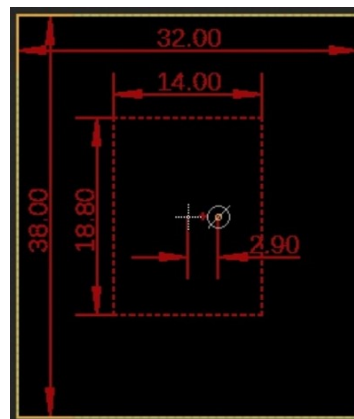


Figura 7.12: Segunda prueba, antena (6), dimensiones.

## 7.4. Anexo 4: Fotos de antenas construidas en pruebas 1 y 2

### 7.4.1. Prueba 1

#### (1) Elliptical Edge

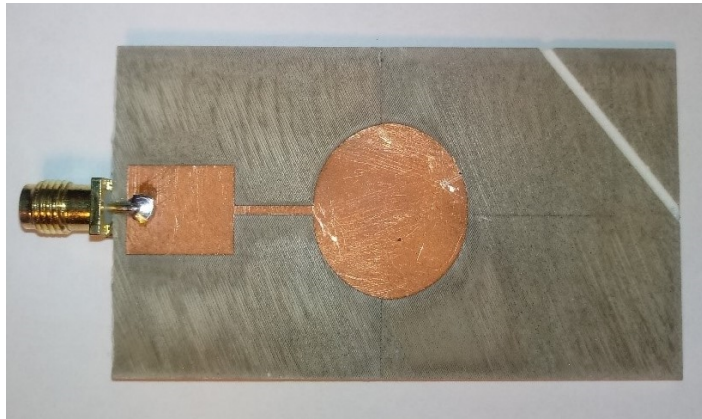


Figura 7.13: Primera prueba, antena (1), foto.

#### (2) Elliptical Inset

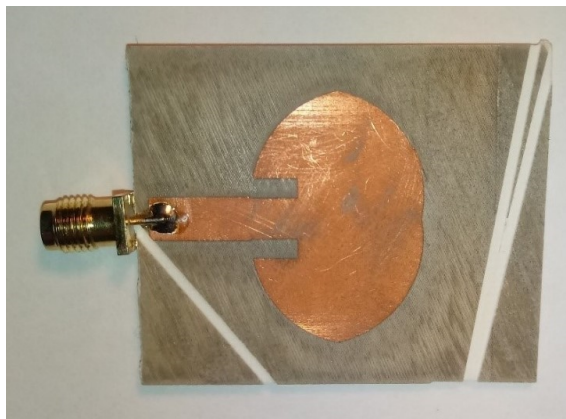


Figura 7.14: Primera prueba, antena (2), foto.

**(3) Elliptical Probe**

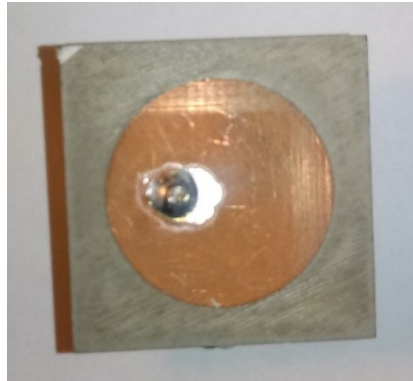


Figura 7.15: Primera prueba, antena (3), foto.

**(4) Rectangular Edge**

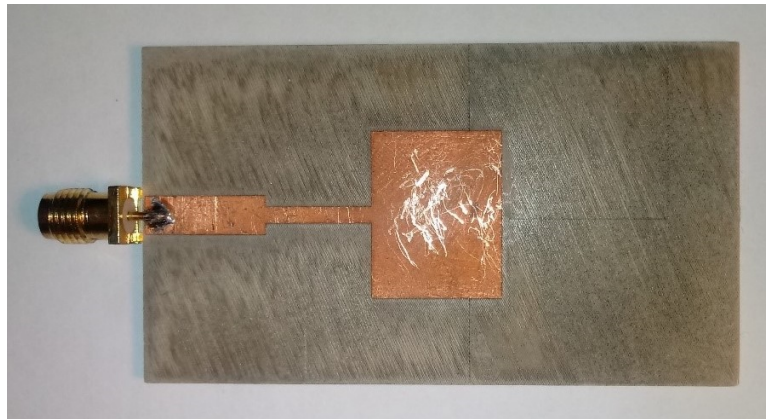


Figura 7.16: Primera prueba, antena (4), foto.

**(5) Rectangular Inset**

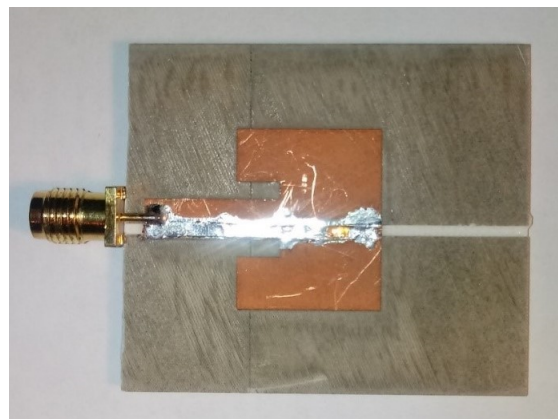


Figura 7.17: Primera prueba, antena (5), foto.

**(6) Rectangular Probe**

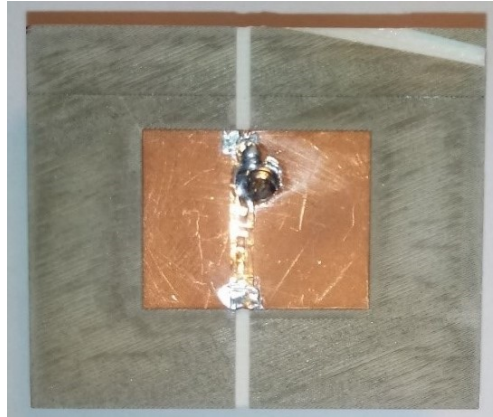


Figura 7.18: Primera prueba, antena (6), foto.

## 7.4.2. Prueba 2

### (1) Elliptical Edge

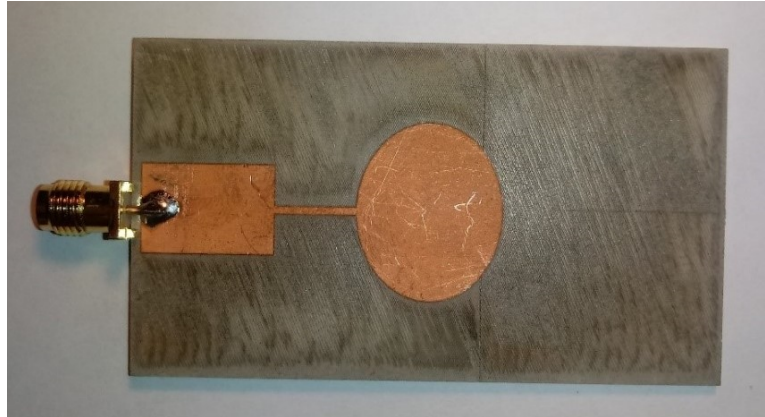


Figura 7.19: Segunda prueba, antena (1), foto.

### (3) Elliptical Probe

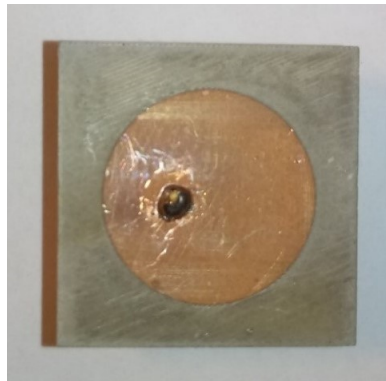


Figura 7.20: Segunda prueba, antena (3), foto.

### (4) Rectangular Edge

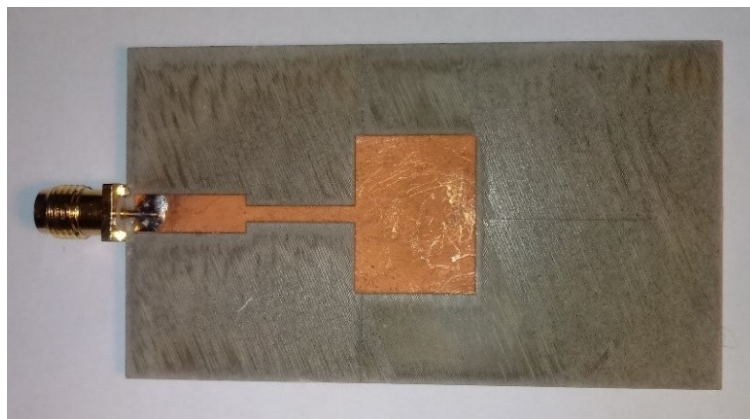


Figura 7.21: Segunda prueba, antena (4), foto.

**(5) Rectangular Inset**

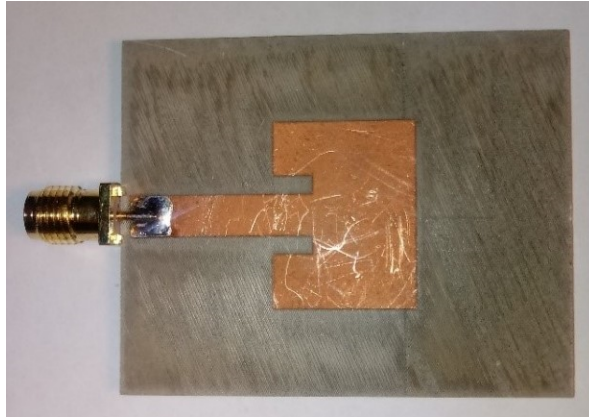


Figura 7.22: Segunda prueba, antena (5), foto.

**(6) Rectangular Probe**



Figura 7.23: Segunda prueba, antena (6), foto.



## 7.5. Anexo 5: Parámetros S de antenas construidas en pruebas 1 y 2

### 7.5.1. Prueba 1

#### (1) Elliptical Edge

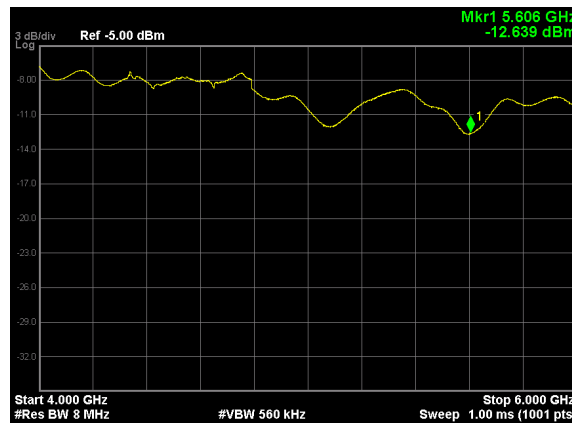


Figura 7.24: Primera prueba, antena (1), gráfico  $S_{11}$ .

#### (2) Elliptical Inset

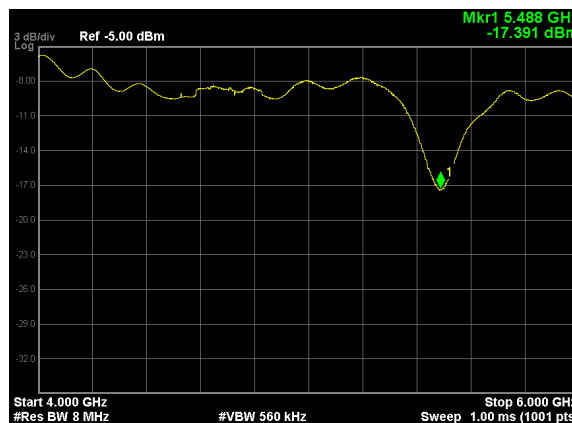


Figura 7.25: Primera prueba, antena (2), gráfico  $S_{11}$ .

### (3) Elliptical Probe

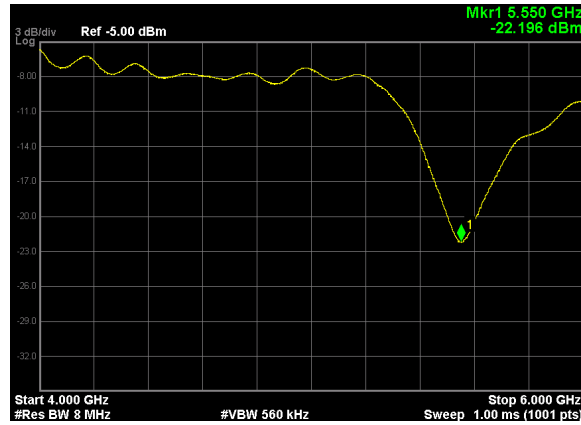


Figura 7.26: Primera prueba, antena (3), gráfico  $S_{11}$ .

### (4) Rectangular Edge

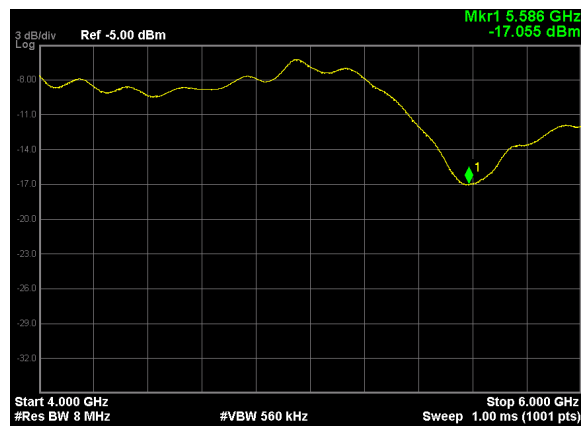


Figura 7.27: Primera prueba, antena (4), gráfico  $S_{11}$ .

### (5) Rectangular Inset

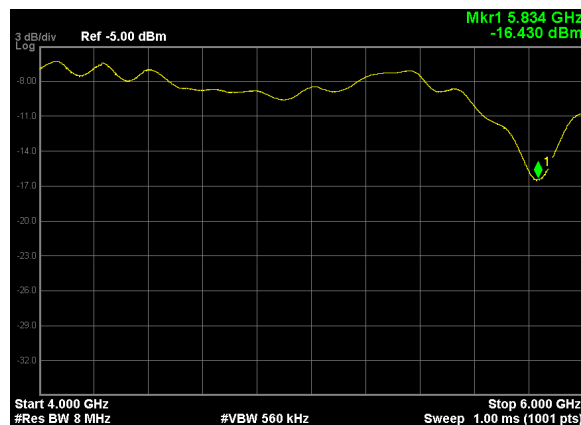


Figura 7.28: Primera prueba, antena (5), gráfico  $S_{11}$ .

## (6) Rectangular Probe

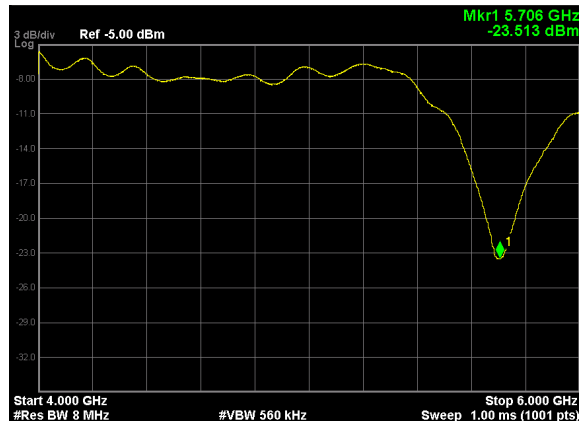


Figura 7.29: Primera prueba, antena (6), gráfico  $S_{11}$ .

## 7.5.2. Prueba 2

### (1) Elliptical Edge

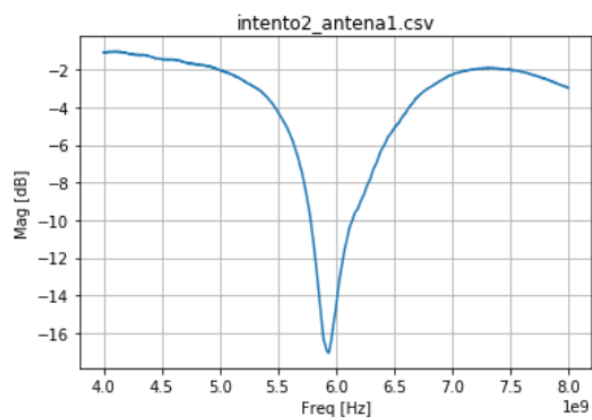


Figura 7.30: Segunda prueba, antena (1), gráfico  $S_{11}$ .

### (3) Elliptical Probe

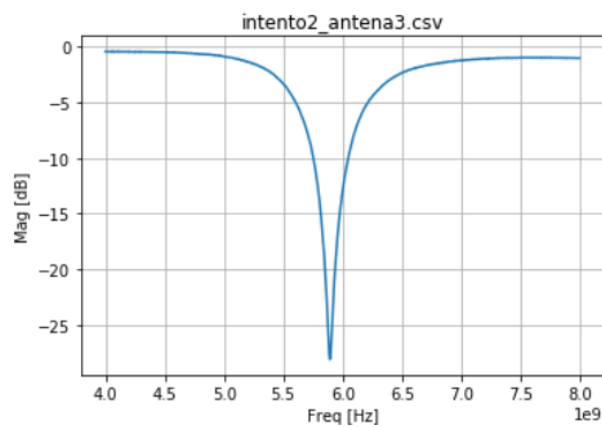


Figura 7.31: Segunda prueba, antena (3), gráfico  $S_{11}$ .

#### (4) Rectangular Edge

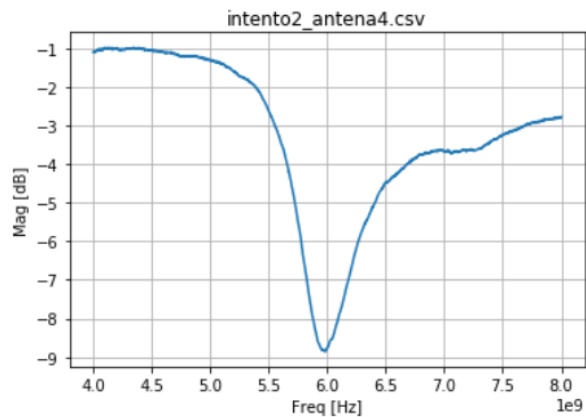


Figura 7.32: Segunda prueba, antena (4), gráfico  $S_{11}$ .

#### (5) Rectangular Inset

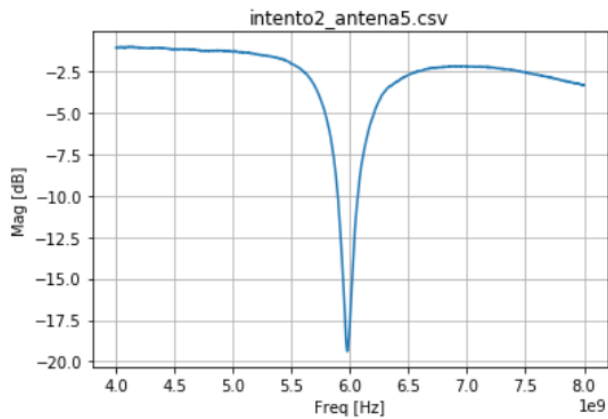


Figura 7.33: Segunda prueba, antena (5), gráfico  $S_{11}$ .

#### (6) Rectangular Probe

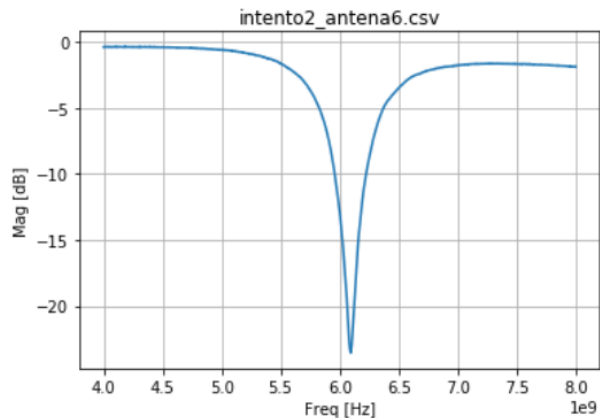


Figura 7.34: Segunda prueba, antena (6), gráfico  $S_{11}$ .