



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Diseño y evaluación de prestaciones de antenas
impresas de bajo perfil para sistemas GNSS

Design and Performance Evaluation of Low-profile
printed antennas for GNSS system

Autor

Javier Blanco Orera

Directores

Pedro Luis Carro Ceballos

ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2019

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer especialmente a mis padres y a mi hermano porque fueron los que me apoyaron para embarcarme en esta aventura, porque seguramente sin su apoyo no estaría donde estoy ahora.

A mis amigos que he conocido en la Universidad, que me han acompañado estos años y espero que muchos mas. También a mis amigos de toda la vida porque son un gran apoyo fuera de la Universidad.

Agradezco a Pedro Luis Carro, director de este proyecto, su dedicación a lo largo de estos meses en los cuales siempre ha tenido un hueco para mí.

A mis compañeros de laboratorio, por que de una manera o de otra me han ayudado a llevar a buen termino el proyecto.

Gracias a todos

Javier Blanco Orera.

RESUMEN

El rápido desarrollo de telecomunicaciones demanda continuamente dispositivos de radio con nuevas frecuencias y con mejores prestaciones.

En el ámbito de las antenas, las atractivas propiedades que poseen las antenas microstrip con polarización circular las hacen estar presentes en numerosas sistemas de comunicaciones inalámbricas como son el radar, la navegación por satélite, la identificaciones por radiofrecuencia (RFID) o los sistemas móviles.

Las antenas microstrip pueden clasificarse de dos en dos grupos diferentes en función del método utilizado para generar polarización circular en ellas, el método utilizado para este tfg se basa en una alimentación única y en la perturbación de la simetría de la propia estructura.

El objetivo de este TFG es proponer nuevos diseños e antenas microstrip con polarización circular, utilizando el método anterior, para la aplicación concreta, como son los sistemas de navegación (GPS y Galileo). Debido a las distintas prestaciones que precisan las antenas en función de su aplicación, el diseño de las nuevas estructuras se abordan en dos capítulos distintos. El objetivo de los diseños destinados a aplicaciones satelitales es obtener estructuras robustas, con prestaciones precisas y fiables. Los diseños propuestos para antenas satelitales se han centrado en el uso de estructuras simples y compactas.

ABSTRACT

The rapid development of telecommunications continuously demands RF devices with new and better performance.

In the antennas field, microstrip antennas with circular polarization have attractive characteristics that make them to be present in many wireless communications systems such as radar, satellite navigation, radio frequency identification (RFID) and mobile systems.

Microstrip antennas can be classified into two different groups, depending on the method which is used to generate the circular polarization. The methodology is based on a single feed and the perturbation of the structure.

The TFG main objective is to propose a new circularly polarized microstrip antennas designs for specific applications (Navigation Systems) according to the mentioned methodology. The design goals are to obtain robust structures with accurate and reliable performance. The designs for satellite navigation are focused on the use of simple and compact structures, and they are explained in the chapter 3.

Índice

Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas	xv
Lista de Acronimos	xvii
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación del proyecto	1
1.2. Objetivos del proyecto	2
1.3. Metodología	3
1.4. Organización del trabajo de fin de grado	4
1.5. Desarrollo del proyecto	5
2. FRONT-ENDS y ANTENAS GNSS	7
2.1. Front-end de un receptor GNSS	7
2.1.1. Estructura de un receptor GNSS	7
2.1.2. Marco teórico de un receptor GNSS	8
2.2. Antenas de un receptor GNSS	9
2.2.1. Antenas tipo parche	10
2.2.2. Estructura y características básica	10
2.2.3. Parámetros característicos de la antena	11
2.2.4. Polarización circular	15
3. DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR	17
3.1. Diseño de las antenas microstrip para GPS y Galileo	17
3.2. Antenas Microstrip Rectangular	18

3.2.1. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L1=1575.42 MHz	21
3.2.2. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L2=1227.6 MHz	25
3.2.3. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L5=1176.45 MHz	27
3.3. Antena “L-Shape” GNSS	30
3.3.1. Método de Diseño Para Antena “L-Shape”	30
4. GENERACIÓN DE SEÑALES GNSS EN PLATAFORMA SDR	37
4.1. Software SystemVue y placa de desarrollo	37
4.2. Esquema de la señal GPS y Galileo	38
4.3. Generación y acondicionamiento de la señal GNSS en la plataforma SDR .	42
4.4. Análisis espectral y prestaciones de la señal para la plataforma SDR . .	45
4.4.1. Métricas de distorsión y ruido	45
4.5. La señal GPS	47
4.5.1. Señal GPS L1=1575.42 MHz	47
4.5.2. Señal GPS L5=1176.45 MHz	49
4.5.3. Señal GPS real	50
4.6. La Señal Galileo	52
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	57
5.1. Prototipo de antenas Microstrip y Ranura	58
5.2. Presentación de setup	58
5.3. Medidas experimentales	59
5.3.1. Antenas Microtira con geometría rectangular	59
5.3.2. Antenas “L-Shape”	61
5.4. Medidas de los parámetros de antena en transmisión	62
5.4.1. Medidas básicas antenas	62
5.4.2. Medida Relación Axial Antena dual	63
5.5. Resultado de las medidas de las antenas	63
5.5.1. Antenas microstrip simple	64
5.5.2. Antenas Dual “L-Shape”	64

5.6. Medidas de señales GNSS con antenas microstrip	66
5.6.1. Señales de GPS	66
5.6.2. Señales de Galileo	70
6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	75
6.1. Conclusiones	75
6.2. Líneas Futuras	76
7. Bibliografía	79
Anexos	81
A. Señales GNSS	83
A.1. Anexo A	83
A.1.1. La señal G está formada por los siguientes componentes	83
A.2. La Frecuencia portadora	83
A.3. Mensaje de navegación	84
B. Diseño de Antenas Microstrip	87
B.1. Anexo B	87
B.1.1. Antena L1	87
B.1.2. Antena L2	90
B.1.3. Antena L5	94
C. Señales Simuladas de GPS y Galileo	99
C.1. Anexo C	99
C.1.1. Señales GPS	99
C.1.2. Señales Galileo	100
D. Filtro Chebyshev II	103
D.1. Anexo D	103
D.1.1. Coeficientes filtro L1	103
D.1.2. Coeficientes filtro L5	104
D.1.3. Coeficientes filtro E5	104
E. Simulador HFSS	107

Lista de Figuras

1.1. Diagrama de Gantt del desarrollo del proyecto	6
2.1. Arquitectura del receptor genérico	8
2.2. Estructura frontal del receptor GNSS	8
2.3. Frontal RF de un receptor GPS	9
2.4. Antena Microstrip “U-Shape”	10
2.5. Elementos de una antena Microstrip	11
2.6. Ancho de banda de antena microstrip	12
2.7. RHCP (Polarización Circular a Derechas)	13
2.8. Tipos de Polarización	15
2.9. Excitaciones única polarización circular	15
3.1. Parche microstrip Medidas	20
3.2. Radiación antena microstrip	20
3.3. Adaptador $\lambda/4$	20
3.4. Estructura completa antena L1 en HFSS	22
3.5. Medidas del parche para antena simple	22
3.6. Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con L=46mm.	23
3.7. Simulación de la Relación Axial para los diferentes valores de J con L=46mm.	23
3.8. Antena microstrip final para señal L1	24
3.9. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L1	24
3.10. Simulación del relación para antena final L1.	24
3.11. Polarización Circular para $L_{11} = 1574,2MHz$	25
3.12. Polarización Circular para $L_{12} = 1575,41MHz$	25
3.13. Antena microstrip final para señal L2	26

3.14. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2	26
3.15. Simulación de la Relación Axial para antena final L2.	26
3.16. Polarización Circular para $L_{21} = 1227,4MHz$	27
3.17. Polarización Circular para $L_{22} = 1227,4MHz$	27
3.18. Antena microstrip final para señal L5	28
3.19. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5	29
3.20. Simulación de la Relación Axial para antena final L5.	29
3.21. Polarización Circular para $L_{51} = 1574,2MHz$	29
3.22. Polarización Circular para $L_{52} = 1575,41MHz$	30
3.23. Antena microstrip “L-shape”	31
3.24. Geometría cara inferior de la antena “L-Shape”	31
3.25. Geometría cara superior de la antena “L-Shape”	31
3.26. Simulación del parámetro S_{11} para antena final “L-Shape”	32
3.27. Simulación de la Relación Axial para antena final “L-Shape”	32
3.28. Simulación del parámetro S_{11} para antena final “L-Shape”	33
3.29. Simulación de la Relación Axial para antena final “L-Shape”	33
3.30. Polarización Circular para $L_1 = 1575,42MHz$	34
3.31. Polarización Circular para $L_2 = 1227,6MHz$	34
3.32. Polarización Circular para $L_3 = 1176,45MHz$	35
4.1. Entorno SystemVue de señal L1 GPS	37
4.2. FPGA ZedBoard Zynq®-7000 y Modulo AD-FMCOMMS2-EBZ	38
4.3. Esquema de bloques GPS	39
4.4. Esquema señal Galileo	40
4.5. Esquema señal E1	40
4.6. Esquema señal E1	42
4.7. Plantilla filtro	43
4.8. Filtro ChebyshevII para L1	43
4.9. Filtro ChebyshevII para E1	44
4.10. Filtro ChebyshevII para E5	44
4.11. Esquema para caracterizar las señales	45
4.12. Señal L1 en transmisión	48
4.13. Señal L1 filtrada en transmisión	48

4.14. Comparación de las señales L1 en transmisión y recepción	48
4.15. Transmisión Señal L5	49
4.16. Recepción Señal L5	49
4.17. Señal L5 en transmisión y recepción	50
4.18. Transmisión Señal L1 real	51
4.19. Recepción Señal L1 real	51
4.20. Transmisión Señal L1 real	51
4.21. Recepción Señal L1 real	51
4.22. Transmisión Señal E1	53
4.23. Transmisión Señal E1 filtrada	53
4.24. Señal E1 en transmisión y recepción	53
4.25. Transmisión Señal E5	54
4.26. Transmisión Señal E5	54
4.27. Señal E5 en transmisión y recepción	54
 5.1. Prototipos de Antenas simples de GPS y Galileo	57
5.2. Antenas “L-Shape” de GPS y Galileo	57
5.3. Analizador de redes vectorial	58
5.4. Medidas parámetros S_{11} Antenas L1	59
5.5. Medidas parámetros S_{11} Antenas L2	60
5.6. Medidas parámetros S_{11} Antenas L5	60
5.7. Medidas parámetros S_{11} Antenas “L-Shape”	61
5.8. Directividad y Ganancia para la antena L5	64
5.9. Directividad y Ganancia para la antena “L-Shape”	65
5.10. Cámara anechoica utilizada para la medición de señal	66
5.11. Transmisión y recepción L1 en frecuencia	67
5.12. Transmisión y recepción L1 en tiempo	67
5.13. Transmisión y recepción L5 en frecuencia	68
5.14. Transmisión y recepción L5 en tiempo	68
5.15. Transmisión y recepción Señal L1 real en frecuencia	69
5.16. Transmisión y recepción Señal L1 real en tiempo	69
5.17. Transmisión y recepción E1 en frecuencia	70
5.18. Transmisión y recepción E1 en tiempo	70

5.19. Transmisión y recepción Señal E5	72
5.20. Transmisión y recepción Señal E5	72
A.1. Estructura general del mensaje de navegación	84
A.2. Bandas de frecuencias GPS y GALILEO	86
B.1. Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con L=45mm.	87
B.2. Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con L=45mm.	87
B.3. Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con L=47mm.	88
B.4. Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con L=47mm.	88
B.5. Simulación del los parámetros S_{11} para comprobar la mejora entre las antenas.	89
B.6. Simulación del Axial ratio para comprobar la mejora entre las antenas.	89
B.7. Estructura completa antena L2 en HFSS	90
B.8. Medidas del parche para antena simple	90
B.9. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2	91
B.10. Simulación del Axial ratio para antena final L2.	91
B.11. Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con L=58.6 mm.	92
B.12. Simulación del axial ratio para los diferentes valores de J con L=58.6 mm.	92
B.13. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2	93
B.14. Simulación del Axial ratio para antena final L2.	93
B.15. Simulación del los parámetros S_{11} para comprobar la mejora entre las antenas.	93
B.16. Simulación del axial ratio para comprobar la mejora entre las antenas.	93
B.17. Estructura completa antena L5 en HFSS	94
B.18. Medidas del parche para antena simple	94
B.19. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5	95
B.20. Simulación del Axial ratio para antena final L5.	95
B.21. Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con L=61.2 mm.	96
B.22. Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con L=61.2 mm.	96
B.23. Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5	97

B.24. Simulación del Axial ratio para antena final L5.	97
C.1. Transmisión Señal L1	99
C.2. Recepción Señal L1	99
C.3. Transmisión Señal L5	100
C.4. Recepción Señal L5	100
C.5. Transmisión Señal real L1	100
C.6. Recepción Señal real L1	100
C.7. Transmisión Señal E1	101
C.8. Recepción Señal E1	101
C.9. Transmisión Señal E5	101
C.10. Recepción Señal E5	101
E.1. Directividad y Ganancia para la antena L-Shape	107
E.2. Parámetros de Simulación HFSS	108
E.3. Parámetros de Simulación HFSS	109
E.4. Parámetros de Simulación HFSS	110

Lista de Tablas

1.1. Tabla de tareas TFG	5
3.1. Tabla medidas de los tres diseños	23
3.2. Tabla con los resultados de la función de utilidad	23
3.3. Tabla de medidas más óptimas para la señal L1	24
3.4. Tabla de medidas más óptimas para la señal L2	26
3.5. Tabla de medidas más óptimas para la señal L5	28
3.6. Tabla con medidas para los diferentes diseños antena “L-shape”	32
3.7. Tabla de resultados función de utilidad	33
3.8. Tabla de resultados antena “L-Shape”	35
4.1. Tabla parámetros Filtro L1	43
4.2. Tabla parámetros filtro	44
4.3. Tabla parámetros filtro	44
4.4. Tabla parámetros Medidas L1	48
4.5. Tabla parámetros Medidas L5	50
4.6. Tabla parámetros Medidas real	50
4.7. Tabla de comparación de las dos señales L1	52
4.8. Tabla parámetros Medidas L5	53
4.9. Tabla parámetros Medidas E5	54
5.1. Tabla con parámetros medidos antena simple	64
5.2. Tabla con parámetros medidos Antena “L-Shape”	65
5.3. Tabla de comparación con la medidas de la Relación Axial	65
5.4. Tabla de comparación de medidas L1	67
5.5. Tabla de las características del sistema más óptimas	67
5.6. Tabla de comparación de medidas L5	68

5.7. Tabla de las características del sistema más óptimas	68
5.8. Tabla de comparación de medidas L1 reales	69
5.9. Tabla de las características del sistema más óptimas	70
5.10. Tabla de comparación de medidas E1	71
5.11. Tabla de las características del sistema más óptimas	71
5.12. Tabla de comparación de medidas E5	72
5.13. Tabla de las características del sistema más óptimas	72
B.1. Tabla comparativa con resultados de la función de costes	89
B.2. Tabla con medidas para los diferentes diseños realizados	90
B.3. Tabla con los resultados de la función de costes	92
B.4. Tabla con los resultados de la función de costes	94
B.5. Tabla con medidas para los diferentes diseños realizados	95
B.6. Tabla con los resultados de la función de costes	96

Lista de Acronimos

ADC conversor analógico digital

AGC control automático de ganancia

BPF filtro paso banda

C/A coarse acquisition code

CP componente copolar

GNSS Global Navigation Satellite System

GPS Global Positioning System

IF frecuencia intermedia

LHCP polarización circularmente a izquierdas

LNA amplificador de bajo ruido

LO oscilador local

LSD Log-Spectral Distance

M códigos militares

P código de precision

RF radio frecuencia

RHCP polarización circularmente a derechas

RMS valor cuadrático medio

ROE relación de onda estacionaria

SDR software defined radio

SPD densidad espectral de potencia

VNA analizador de redes vectorial

VSWR voltage standing wave ratio

XP componente contrapolar

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación del proyecto

Los sistemas GNSS (Global Navigation Satellite System) juegan hoy en día un papel primordial, ya que permiten una gran cantidad de aplicaciones que los hacen especialmente atractivos en la actualidad: localización, navegación o gestión de catástrofes. Hace unos años el más conocido era GPS, pero en la actualidad distintos países tienen sus propios sistemas de navegación como podría ser Europa con Galileo, Rusia con Glonass o China con BeiDou, lo que hace especialmente interesante dicha tecnología, ya que está proporcionando y proporcionará en un futuro muy próximo, oportunidades de negocio y en consecuencia un amplio mercado laboral para los ingenieros de telecomunicaciones. Sin embargo, en la actualidad los dispositivos de mayor tamaño son los que dominan el mercado y la tendencia actual es reducir el grosor de los terminales lo más posible, con lo que sus antenas han de ser necesariamente de un muy bajo perfil (antenas impresas).

La tecnología microstrip en la cual están basadas las antenas de tipo parche (impresas) es el resultado de una evolución que desde sus inicios estuvo regida bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas tanto en antenas como en líneas de transmisión que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo. Debido a las características de los sistemas GNSS, las antenas receptoras suelen ser antenas microstrip con RHCP (polarización circularmente a derechas), estas antenas pueden requerir diferentes tipos de diseño, tecnología y ubicación. Las antenas pueden abarcar desde antenas montadas en el techo para una vista estática al cielo abierto, hasta antenas integradas en las placas del receptor como por ejemplo de cualquier dispositivo móvil.

El uso de polarización circular para este tipo de sistemas de navegación proporcionan grandes ventajas:

- La transmisión de datos independientemente de la orientación en la que se encuentre el transmisor y el receptor, lo que resulta muy útil en aplicaciones como el radar, la navegación por satélite y la identificación por radiofrecuencia.
- La reducción de las perdidas y de valores bastante elevados producidos por el efecto de la rotación de Faraday en los sistemas de navegación por satélite.

Si en el siglo XXI centramos la atención en la rápida evolución del sector de las comunicaciones, podemos observar como continuamente se exigen mejores prestaciones y nuevas funcionalidades para los dispositivos de radiofrecuencia.

Por tanto, este proyecto surge motivado por el interés tecnológico, por la cantidad de sistemas que están surgiendo, la diversidad de aplicaciones de estas tecnologías como pueden ser tanto las nuevas apariciones de sistemas de navegación o por el estudio de la configuración de este tipo de antenas que nos permite la recepción de esos tipos de navegación.

El presente trabajo de fin de grado se centra en el estudio de antenas microstrip con polarización circular para las aplicaciones de sistemas de navegación y comunicación por satélite y en los principales sistemas de navegación GPS (Global Positioning System) (EEUU) y Galileo (EUROPA) y también el estudio

1.2. Objetivos del proyecto

Este Proyecto de fin de carrera pretende realizar, el diseño de antenas antenas multibanda de bajo perfil con polarización circular para receptores GNSS y evaluar sus prestaciones con señales generadas mediante la plataforma Software Defined Radio para GPS y Galileo. Se abordará por lo tanto el problema de cálculo de los parámetros de las estructuras radiante mediante simuladores electromagnéticos, la elección de la topología de antena adecuada y generación de señales para realizar los diversos test.

Estos requisitos dependen de la complejidad del entorno de trabajo en el que se situé los dispositivos. En aplicaciones satelitales, prima la robustez de la estructura y la estabilidad, precisión y fiabilidad de las prestaciones de la antena.

De una forma más concisa, los objetivos que se pretenden alcanzar en este trabajo de fin de grado con los prototipos de sistemas de navegación:

- Diseño y cálculo de estructuras radiante para su posterior estudio con señales de dichos sistemas y su modelado electromagnético con los programas ANSYS HFSS y ADS.

- Estudio y Comportamiento multibanda para cubrir las bandas de operación esencialmente de GPS y Galileo de forma simultanea.
- Estudio de las señales y generación mediante SDR (software defined radio).
- Fabricación y validación experimental de los prototipos y evaluación de prestaciones.

Es necesario remarcar que este trabajo de fin de grado no persigue obtener un diseño único y específico para las aplicaciones propuestas. Se pretende presentar diferentes prototipos de estructuras radiantes, con nuevas aportaciones que permiten mejorar las prestaciones y cumplir los requisitos, cada uno de sus virtudes y defectos.

1.3. Metodología

Como ya se ha comentado la temática de este trabajo de fin de grado se centra en el diseño de antenas microstrip con polarización circular, para los sistemas de navegación.

Se propone desarrollar antenas para las bandas de los sistemas GNSS, atendiendo a su compactación y prestaciones, y posteriormente la evaluación en el laboratorio de parámetros clásicos y posibles estadísticos por definir asociados a las señales típicas de estos sistemas.

Para el primer caso, la metodología de trabajo empleada en el diseño de todas las antenas que se presentan en el capítulo 3 ha sido la misma. A partir de una antena microstrip existen en la literatura y basada en una estructura multicapa de parches apilados y con un comportamiento de banda dual, se lleva a cabo un estudio paramétrico de los distintos parámetros críticos que definen el diseño de la antena. De esta forma se obtiene inicialmente una primera antena de banda dual operando en la banda de interés y con polarización circular.

Una vez terminado el estudio y desarrollo de esta primera antena, se hace de las tendencias del comportamiento obtenido en la anterior antena para llevar a cabo el diseño del nuevo prototipo que incluirán nuevas aportaciones a la estructura de forma que se mejoran las prestaciones de los prototipos iniciales. Finalmente, los prototipos son implementados y validos experimentalmente mediante las medidas.

Por ultimo comentar que las herramientas de simulación utilizadas para la obtención de las tendencias de comportamiento de los parámetros de diseño de las antenas junto con la optimización de estos han sido simuladores electromagnéticos (utilizando elementos finitos) como HFSS, ADS y Matlab como herramienta de análisis y

generación de señales. Mientras que la fabricación de los prototipos se han llevado a cabo a partir de técnicas de fresado mecánico.

1.4. Organización del trabajo de fin de grado

Este trabajo de fin de grado esta organizado en cinco capítulos:

- **Capítulo 1:** da un visión general del interés y de las potenciales aplicaciones de las antenas microstrip con polarización circular que se llevaron a cabo en este TFG y se relatan brevemente los objetivos. Finalmente se describe la organización del documento.
- **Capítulo 2:** introduce el concepto de Front-End de un receptor GNSS, mostrando la estructura de un receptor GNSS y su marco teórico. En la segunda para del capítulo introduce también el concepto de antenas para GNSS (Global Navigation Satellite System) mostrando los distintos tipos posibles. Teniendo presente la idea, la estructura y parámetros básicos de la antena, se exponen las posibles formas de generar polarización circular en una antena microstrip para acabar este capítulo se describen las principales características de las antenas microstrip y en concreto, el de las antenas tipo parche con polarización circular.
- **Capítulo 3:** se expone la metodología de diseño de una antena microstrip con una estructura basada en parches con alimentación directa que requieren contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena radiante. A continuación, tomando como referencia dicha estructura, se van introduciendo modificaciones para la antenas, para obtener los nuevos prototipos con polarización circular y el diseño de la antena final “L-Shape” con polarización circular. Las primeras antenas diseñadas son antenas rectangulares para las frecuencias de GPS y Galileo, la antena final “L-Shape”, sera dual y dará cobertura de forma simultánea a los sistemas de posicionamiento GPS Y Galileo.
- **Capítulo 4:** en este capítulo exponemos la señales simuladas con el simulador de señales SystemVue, las señales simuladas serán (L1 y L5) de GPS y (E1 y E5) GALILEO. Con estas señales simuladas primero obtendremos las medidas de los parámetros más óptimos de la transmisión de la plataforma de software radio ya que para las primeras medidas que se han realizado no se utilizaron las antenas, solo se usaron las señales para caracterizar el esquema implementado, para más tarde poder compararlos con los medidos con las antenas. Por último simularemos una señal real de L1 para ver como influiría en el esquema de montaje.

- **Capítulo 5:** en la primera parte de este capítulo se expondrán los resultados obtenidos de los diseños de las antenas microstrip con sus respectivas prestaciones como parámetro S_{11} , Directividad, Ganancia y Eficiencia, en el caso de la antena con “L-Shape” también añadimos la medida de En la segunda parte del capítulo se mostraran los resultados de las medidas realizadas con el esquema al transmitir en una cámara anechoica con las señales simuladas en el capítulo 4 y se comparan los resultados obtenidos con los óptimos del tema 4.
- **Capítulo 6:** Se presentan las conclusiones finales sobre el trabajo realizado. Se indican también las líneas futuras, así como una valoración personal global final.
- **Anexos:** En los anexos se incluyen puntos mencionados en la memoria principal que completan el estudio de los métodos utilizados.

1.5. Desarrollo del proyecto

Las fases seguidas para el desarrollo del proyecto se describen a continuación, cronológicamente, en la tabla 1.1 y la fig.1.1:

Tabla 1.1: Tabla de tareas TFG

TAREA	FECHA	DURACIÓN
Documentación de antenas, con tecnología microstrip	22 Noviembre 2018 - 7 Diciembre 2018	15 horas
Aprendizaje del simulador HFSS	8 Diciembre - 26 Diciembre 2018	30 horas
Diseño antena microstrip rectangular	27 Diciembre- 10 Enero 2018	20 horas
Diseño antena microstrip U-Shape	11 Enero - 31 Enero 2019	40 horas
Diseño antena microstrip rectangular con RHCP	1 Febrero - 12 Febrero 2019	25 horas
Diseño antena microstrip rectangular L-Shape	13 Febrero - 28 Marzo 2019	60 horas
Generación de señales en plataforma SDR	21 Marzo - 15 Abril 2019	30 horas
Medidas Experimentales	16 Abril - 20 Mayo 2019	60 Horas
Escritura de la memoria	21 Mayo - 28 Junio 2019	120 horas
Finalizado	28 Junio 2019	400 horas

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

TAREAS	CRONOGRAMA TRABAJO DE FIN DE GRADO																		
	22-nov	04-dic	16-dic	28-dic	09-ene	21-ene	02-feb	14-feb	26-feb	10-mar	22-mar	03-abr	15-abr	27-abr	09-may	21-may	02-jun	14-jun	28-jun
Documentación Antenas	■	■																	
Aprendizaje del simulador HFSS			■	■															
Diseño de antenas microstrip rectangular				■	■														
Diseño de Antenas microstrip U-Shape					■	■	■												
Diseño de antenas microstrip con RHCP						■	■	■											
Diseño de antena microstrip rectangular L-Shape							■	■	■	■	■	■							
Generacion de señales en plataforma SDR										■	■	■	■						
Medidas experimentales													■	■	■				
Escritura de memoria															■	■	■	■	

Figura 1.1: Diagrama de Gantt del desarrollo del proyecto

Capítulo 2

FRONT-ENDS y ANTENAS GNSS

En el presente capítulo se realizará un pequeño análisis del marco teórico necesario para ser capaces de entender el funcionamiento de los receptores GNSS y de las antenas de parche, así como estudiar el estado del arte de dichos dispositivos. Se analizarán distintos modelados que permiten describir su comportamiento.

2.1. Front-end de un receptor GNSS

Los receptores GNSS [1] son responsables de procesar las señales en el espacio de la banda L provenientes de los satélites GNSS. Un receptor GNSS puede verse como un dispositivo de usuario de radionavegación que tiene un objetivo rastrear las señales GNSS, para demodular y extraer correctamente las mediciones y la información. A continuación se mostrara la estructura del receptor GNSS.

2.1.1. Estructura de un receptor GNSS

Las arquitecturas de los receptores se adaptan a los diferentes sistemas GNSS disponibles y a las diferentes aplicaciones de destino. A continuación, se mostraran los bloques básicos de un receptor GNSS genérico con su respectivo esquema figura 2.1:

Antena: antena de banda L, captura las señales de GNSS, ruido y posibles interferencias, para más tarde procesarlas.

Front-End: el front-end normalmente convierte, filtra, amplifica y digitaliza las señales entrantes.

Procesamiento de señales de banda base: se utiliza el procesamiento de señales para adquirir y rastrear las diferentes señales.

Procesamiento de aplicaciones: según la aplicación prevista, el receptor realiza

diferentes tareas con las información resultante y proporciona resultados para el usuario.

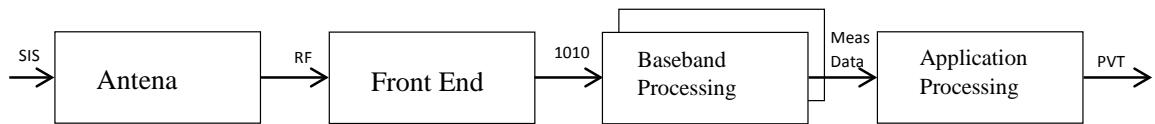


Figura 2.1: Arquitectura del receptor genérico

2.1.2. Marco teórico de un receptor GNSS

La señal GNSS de captura a través de la antena del receptor. El cabezal RF es el responsable de “acondicionar” la señales recibidas para las tareas de procesado de las señales. La figura 2.2 ilustra una estructura de cabezal de un receptor GNSS.

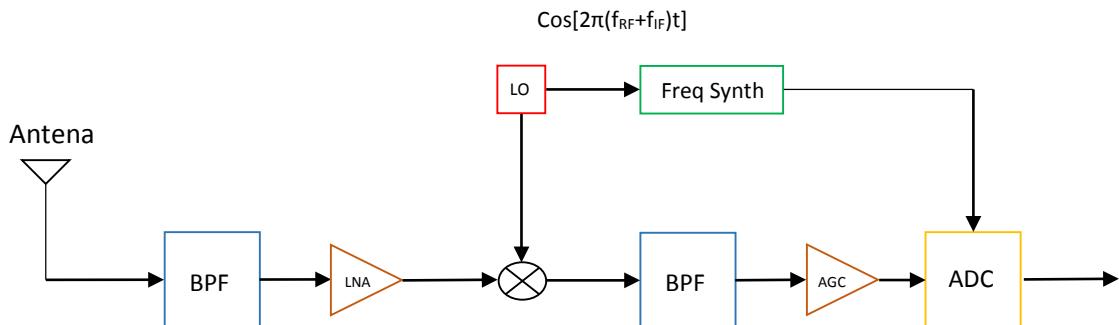


Figura 2.2: Estructura frontal del receptor GNSS

- **Filtrado y Amplificación:** debido a la baja potencia de la señal GNSS en la recepción, hay un conjunto de etapas de filtrado y amplificación de bajo ruido después de la antena, la señal es amplificada manteniendo baja la figura de ruido y rechazando posibles interferencias fuera de las bandas, ello se consigue alternando los amplificadores LNA (amplificador de bajo ruido) y la etapas de filtrado.
- **Conversión descendente:** el objetivo principal de esta etapa es convertir la señal de entrada de RF (radio frecuencia) a IF (frecuencia intermedia). Esto se consigue a través de operaciones de mezcla de señales, la base de este proceso de mezcla en el LO (oscilador local), que debe elegirse correctamente para evitar armónicos y frecuencias de imagen cerca de la IF.
- **Cuantización y Muestreo:** Las señales entrantes se digitalizan a través de ADC (conversor analógico digital), lo que garantiza que los errores de cuantificación y los rangos dinámicos sean los más adecuados para adaptarse

a las características de la señal. Cuando ADC muestrea la señal de entrada, la frecuencia de muestreo f_s , para señales GNSS, no debe ser múltiplo de 1.023 MHz.

- **Control automático de Ganancia:** la etapa de AGC (control automático de ganancia) está estrechamente relacionada con los pasos de conversión descendente y cuantificado, es un sistema adaptativo, implementado como un circuito de retroalimentación para aumentar el rango dinámico para controlar los niveles de cuantización y optimizar la K entre el umbral de cuantificación y la RMS (valor cuadrático medio) (como se describe en la siguiente ecuación):

$$k = L/\sigma \quad (2.1)$$

Como ejemplo en la figura 2.3 se muestra el frontal de un receptor GPS[1] que comprende desde la antena hasta el conversor analógico-digital.

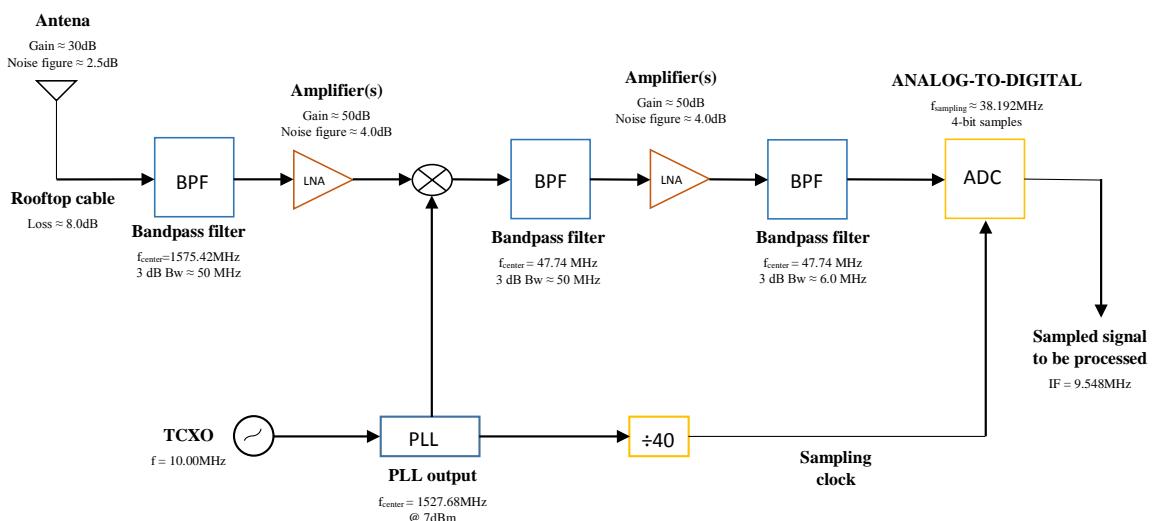


Figura 2.3: Frontal RF de un receptor GPS

2.2. Antenas de un receptor GNSS

Las antenas [2] son la interfaz principal entre el segmento espacial GNSS y el segmento usuario, ya que son responsables de capturar las señales de banda L transmitidas desde el espacio, debido a las características de los sistemas GNSS. Las antenas receptoras suelen ser antenas RHCP, y el patrón de recepción espacial es casi hemisférico: esta configuración permite la recepción de señales procedentes de satélites por parte del usuario en cualquier dirección azimutal, y desde el cenit al horizonte, maximizando así la visibilidad del satélite.

2.2.1. Antenas tipo parche

Las antenas de tipo “parche” [2] figura 2.4 son también conocidas como antenas microstrip ya que se basan en dicha tecnología. Las antenas tipo de parche se usan a menudo en dispositivos de navegación portátiles, ya que la antena se construye como una micro tira de bajo perfil adecuadas para un dispositivo de forma pequeña.

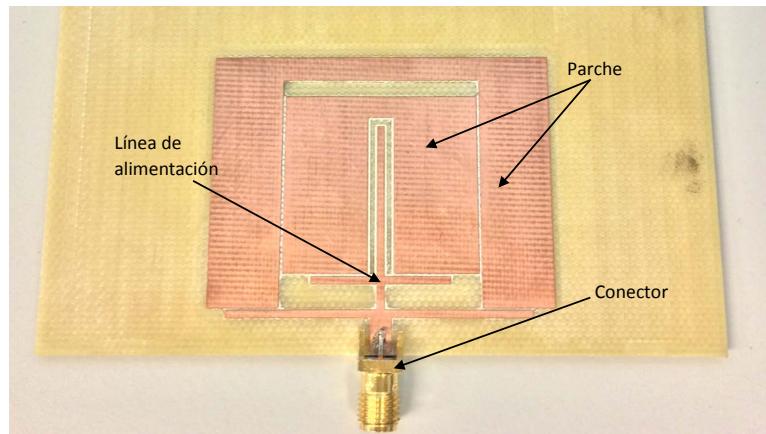


Figura 2.4: Antena Microstrip “U-Shape”

2.2.2. Estructura y características básicas

Las antenas tipo parche son antenas planas [3] fabricadas sobre tecnología de circuito impreso debido a su configuración plana y de fácil integración. Su estructura se basa en :

– **Parches:**

- Lamina metálica de tamaño resonante ($0.25\lambda - 1\lambda$)
- El parche resuena en una de sus dimensiones (el largo) y radia en la otra (el ancho)

– **Sustrato dieléctrico:**

- Lamina dieléctrico que se sustenta el parche espesor ($0.005\lambda - 0.2\lambda$)
- Constantes dieléctricas generalmente en el rango: $1 \leq \epsilon_r \leq 12$

– **Plano de masa:**

- Es el plano metálico inferior, es externo a la superficie elegida.

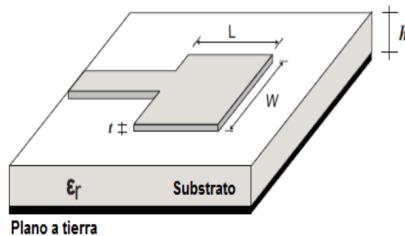


Figura 2.5: Elementos de una antena Microstrip

– **Excitación:**

- Suministra la energía RF a los parches.

2.2.3. Parámetros característicos de la antena

A continuación se van a nombrar los parámetros [4] más característicos y fundamentales de las antenas.

Ancho de banda

Este término corresponde con las frecuencias a las que la antena está adaptada a la impedancia de entrada. Indica el rango de frecuencias para el que los parámetros de la antena cumplen las especificaciones de la antena.

El [4] ancho de banda puede definirse a través de dos parámetros: el módulo del coeficiente de reflexión $S_{11}(|\Gamma|)$ o la relación VSWR (voltage standing wave ratio), ROE (relación de onda estacionaria):

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.2)$$

Si se utiliza el módulo de el coeficiente de reflexión S_{11} , el criterio de estandarización más usual es $S_{11}(|\Omega|) \leq -10 \text{ dB}$ figura 2.6.

Si se utiliza el parámetro de relación de onda estacionaria (ROE), el ancho de banda suele definirse para aquellas frecuencias en las que el VSWR ≤ 2 .

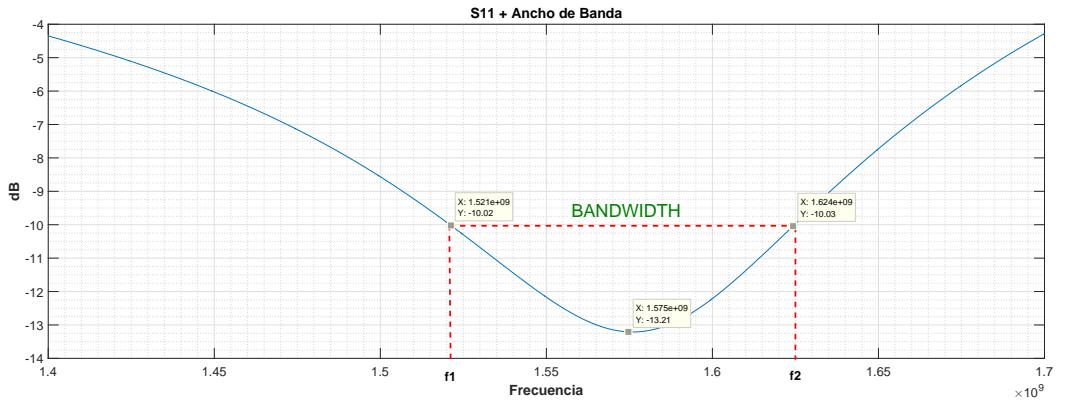


Figura 2.6: Ancho de banda de antena microstrip

Directividad

Es la relación entre la densidad de potencia radiada por una antena en una determinada dirección, a una distancia determinada, y la densidad de potencia que radiaría en esa misma dirección y a la misma distancia si la antena fuese isotrópica.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \Rightarrow \wp(\theta, \phi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

Si no se especifica la dirección angular se interpreta que es la directividad en la dirección del máximo de radiación o directividad máxima.

$$D = D_{\max} = \frac{\wp_{\max}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (2.4)$$

Es fácil observar que el diagrama de radiación normalizado también admitirá la forma:

$$t(\theta, \phi) = \frac{D(\theta, \phi)}{D_{\max}} \Rightarrow D(\theta, \phi) = D_{\max} \cdot t(\theta, \phi) \quad (2.5)$$

así como que la directividad máxima siempre tomará un valor mayor o igual a la unidad:

$$D_{\max} \geq 1 \quad (2.6)$$

Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica, a igualdad de distancias y potencias entregadas a la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi r^2}} = \frac{P_r}{P_{entregada}} \cdot \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (2.7)$$

La relación entre ganancia de antena y directividad vendrá dada por la eficiencia de antena. Ambas coinciden si la eficiencia de antena es la unidad (en el caso en que no existan pérdidas óhmicas).

Diagrama de Radiación

Es [4] la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas espaciales.

$$\vec{\phi}(\theta, \phi) = \operatorname{Re}\{\vec{E}(\theta, \phi) \times \vec{H}^*(\theta, \phi)\} \hat{r} \quad (2.8)$$

$$t(\theta, \phi) = \frac{\vec{\phi}(\theta, \phi)}{\vec{\phi}_{\max}} \quad (2.9)$$

La cobertura típica del patrón de radiación es de alrededor de 160°, lo que resulta en una baja ganancia para las señales que llegan en ángulos de baja elevación, como muestra en la figura 2.7 para una antena de parche.

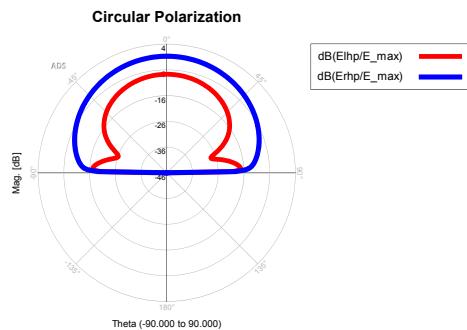


Figura 2.7: RHCP (Polarización Circular a Derechas)

Las antenas GNSS experimentan una reducción de ganancia desde el lado Plano xy (90° de elevación) hasta el eje z (0° de elevación).

- **Lóbulo principal y lóbulos laterales:** el lóbulo principal, es el lóbulo de radiación que contiene la dirección máxima de radiación. Los lóbulos laterales son lóbulos de radiación en cualquier dirección distinta a la de máxima radiación.
- **Ancho de haz:** Representa el margen angular de direcciones que abarca un lóbulo del diagrama de radiación de la antena, normalmente suele ser el lóbulo principal. El ancho de haz se mide en el ángulo entre los puntos en los que la ganancia cae 3 dB.

Ruido y rechazo fuera de banda

La señales recibidas por la antena son débiles, en GPS, la potencia mínima recibida es -158.5 dBW (para L1), -164.5 dBW (para L2) y -157,9 dBW (para L5), para señales que llegan a una elevación de 5°. El ruido generado por el cable y los elementos receptores pueden afectar a la señal. El primer elemento que sigue a la antena que puede generar ruido suele ser el amplificador LNA, de modo que la potencia de la señal

GNSS es mayor que el ruido generado por el cable y los elementos del receptor. Como se observa en la figura 2.2 hay un BPF (filtro paso banda) antes del amplificador LNA para las señales fuera de banda deben rechazar o atenuar y evitar la saturación de los amplificadores. Poner el filtro antes degradará la figura de ruido, por lo que hay un compromiso en el diseño de la antena LNA entre la Figura de Ruido y el rechazo de banda. Normalmente, el compromiso se consigue al distribuir el filtrado a través del LNA en dos etapas.

Polarización

La polarización [4] de una antena se refiere a la polarización de la onda transmitida por la antena en una dirección concreta del espacio. Se define como la polarización de una onda local plana en una dirección específica y el campo lejano de la antena, suele denominarse en caso de que no se especifique ninguna otra cosa como polarización de la antena. La polarización de una onda es la propiedad que describe la variación de dirección del vector campo eléctrico (o magnético).

Para saber que tipo de polarización tiene una antena suele utilizarse un parámetro denominado Relación Axial (AR), que se define como la relación existente entre las componentes ortogonales del campo eléctrico que son la componente CP (componente copolar) y la XP (componente contrapolar)):

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = E_{cp}(r, \theta, \varphi)\hat{U}_{cp} + E_{xp}(r, \theta, \varphi)\hat{U}_{xp} \quad (2.10)$$

$$con : \hat{V}_{cp} = \hat{\theta} \pm j\hat{\phi} \quad vector \ unitario \ (a \ derechas \ o \ a \ izquierdas) \quad (2.11)$$

Existen tres tipos de polarizaciones figura 2.8 como explicaremos a continuación:

- **Polarización Lineal:** el campo proyectado sobre el plano de observador es una recta.

Si $AR \rightarrow \infty$

- **Polarización Circular:** el extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia.

Si $AR = 0 \text{ dB}$

- **Polarización elíptica:** el extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse.

Si $1 < AR < \infty$

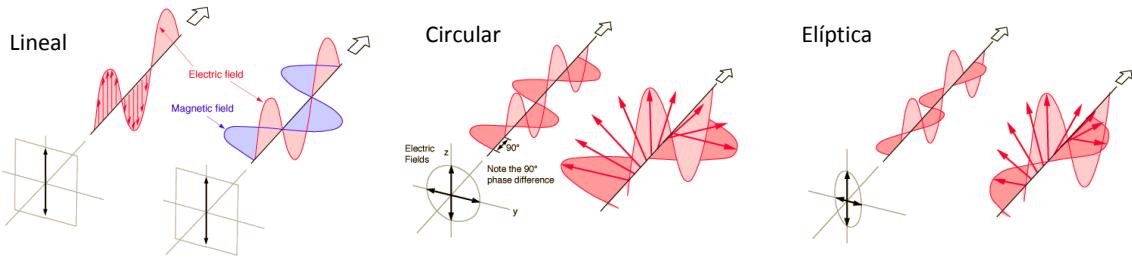


Figura 2.8: Tipos de Polarización

En el siguiente apartado se mostraran alguna de las maneras para conseguir la polarización circular en antenas tipo microstrip.

A través de este factor medido, la Relación Axial sera:

$$AR(\theta, \varphi) = \left| \frac{|E_{RHCP}(\theta, \varphi)| + |E_{LHCP}(\theta, \varphi)|}{|E_{RHCP}(\theta, \varphi)| - |E_{LHCP}(\theta, \varphi)|} \right| \quad (2.12)$$

Donde RHCP son componentes θ, φ en circular a derechas y LHCP (polarización circularmente a izquierdas).

2.2.4. Polarización circular

La especificación para conseguir el diseño de las antenas de GNSS, es que estas posean polarización circular a derechas (RHCP). Para conseguir este objetivo hay varias formas que se basan en distintas metodologías, modificar la geometría o modificar la alimentación como se ve en la siguiente figura 2.9.

– Excitación única:

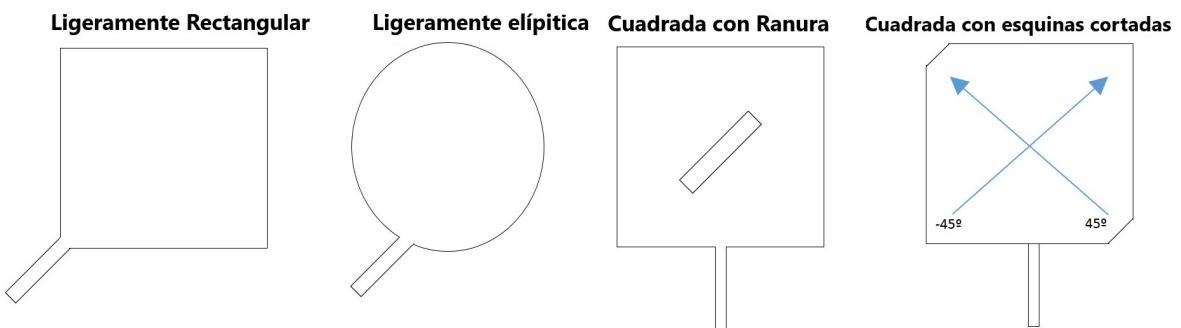


Figura 2.9: Excitaciones única polarización circular

- Se basan en la excitación de 2 modos ortogonales, casi degenerados (frecuencia de resonancia parecidas).
- Forma del parche: desviación de una geometría con modos degenerados.

- El punto de excitación es crítico para generar los 2 modos con idéntica amplitud.
- La condición de polarización circular se cumple a una frecuencia intermedia entre las dos resonancias (una banda muy estrecha).

Estas metodologías persiguen conseguir una adecuación de los modos que surgen al analizar el problema electromagnético para obtener un desfase de $\pi/2$ en las componentes del campo radiado.

En este trabajo, se adopta por compacidad la primera estrategia, que es de la de excitación única. Como posibles propuestas, se tiene las figuras geométricas de la figura 2.9.

Capítulo 3

DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR

En este capítulo, se van a presentar las geometrías y las de 4 antenas diseñadas para GNSS y se expone el estudio estático mediante la simulación. Se empleara el tipo de antena microstrip o de tipo parche debido a la versatilidad que ofrece para conseguir los requisitos específicos del sistema. Finalmente se estudiaran las prestaciones de las antenas mediante el software de simulación electromagnética (ANSYS HFSS) los parámetros S_{11} y la Relación Axial de cada una de las antenas.

3.1. Diseño de las antenas microstrip para GPS y Galileo

En [3] este proyecto se ha llevado acabo el diseño de 4 antenas microstrip impresas en tecnología microtira para GNSS, pues se trata de una geometría sencilla y ampliamente extendida a los receptores móviles de GNSS actuales.

Se ha elegido un sustrato FR4 sobre el que realizar la impresión de las antenas, caracterizado principalmente por un grosor de 1.575 mm, una constante dieléctrica $\epsilon_r=4.3$ y una tangente de perdidas de 0.02.

La simulación y el cálculo de las dimensiones de las estructuras radiantes se ha llevado a cabo con el simulador HFSS (High Frequency Structural Simulator), un conocido software comercial de simulación electromagnética, para obtener el comportamiento frecuencial de estas, además de otros parámetros electromagnéticos que permiten decidir el buen diseño de las antenas planteadas,

En este trabajo, se utilizan el coeficiente de reflexión S_{11} , o parámetro de Scatering

para diseñar la antena. Así, se define el parámetro $S_{11}(\Omega)$:

$$S_{11}(\Omega) = \frac{Z_{ant}(\Omega) - Z_0}{Z_{ant}(\Omega) + Z_0} \quad (3.1)$$

siendo $Z_{ant}(\Omega)$ la impedancia de la antena y Z_0 la impedancia de referencia, 50Ω en aplicaciones GNSS. Como por ejemplo [5] el parámetro S_{11} que nos mide la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se está aplicando en el puerto 1 (entrada del cuadripolo).

Otro parámetro fundamental que permite un buen diseño de la antena e igual de importante que el S_{11} es el de la Relación Axial [4] fijada en 3 dB, que es la relación entre el eje mayor y menor de la elipse se define según la ecuación 3.1

$$AR = \frac{EjeMayor}{EjeMenor} = \frac{OA}{OB} \quad (3.2)$$

Polarizando una señal elípticamente polarizada, esta se puede descomponer en dos señales circularmente polarizadas con sentido de giros opuestos ecuación

$$\vec{E} = (a \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{y}) \cdot e^{-j kz} = [A \cdot \frac{(\hat{x} - j\hat{y})}{\sqrt{2}} + B \cdot \frac{(\hat{x} + j\hat{y})}{\sqrt{2}}] \cdot e^{-j kz} \quad (3.3)$$

$$A = \frac{\sqrt{2}}{2}(a + jb) \quad (3.4)$$

$$B = \frac{\sqrt{2}}{2}(a - jb) \quad (3.5)$$

por lo que:

$$AR = \left| \frac{|A| + |B|}{|A| - |B|} \right| \quad (3.6)$$

A continuación se presenta el diseño y los resultados obtenidos de las simulaciones con el programa HFSS, para las cuatro antenas: 3 Antenas Microstrip con geometría canónica rectangular y un Parche “L-Shape”.

3.2. Antenas Microstrip Rectangular

La primera antena propuesta es la base de las antenas microstrip ya que a partir de esta se pueden construir el resto de las antenas, cada una de las antenas que se simularán a continuación están diseñadas para unas bandas concretas, como son las bandas de GPS y Galileo (L1 y E1=1575.42 MHZ), (L2 y E2=1227.6 MHz) y (L5 y E5=1176.45 MHz).

Ecuaciones de diseño En el figura 3.1, se presenta la geometría de un parche y un sistema de alimentación y su sistema de radiación figura 3.2 basado en una linea microstrip. Para esta geometría [6] existen unas ecuaciones de diseño, que se presentan a continuación:

1. Se especifica la frecuencia de resonancia y el sustrato a utilizar para la construcción de la antena con lo cual se asignan los valores de:

$$f_r = \text{Frecuencia de resonancia} \quad (L1, L2 \text{ y } L5)$$

ϵ_r = Permitividad eléctrica del substrato.

h = Altura del substrato.

2. Se obtiene el ancho efectivo de la antena de parche rectangular mediante:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.7)$$

Donde C es la velocidad de la luz en el espacio libre.

3. Se obtiene el ancho efectivo de la antena de parche rectangular mediante:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.8)$$

4. Se obtiene la extensión ΔL mediante la siguiente ecuación que deriva en la obtención de la longitud real de la antena considerando la longitud efectiva:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (3.9)$$

5. Se obtiene la longitud real de la antena de parche rectangular considerando la longitud efectiva de esta y el valor de ΔL :

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ref}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.10)$$

En el caso de obtener la polarización circular en la antena es necesario realizar el diseño de la dimensión W igual a L , obteniéndose un parche cuadrado. Ello implicara una eficiencia de radiación muy baja, en comparación con la geometría rectangular.

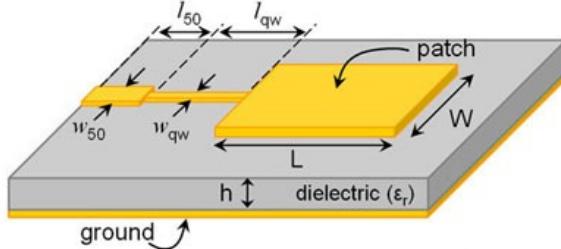


Figura 3.1: Parche microstrip Medidas

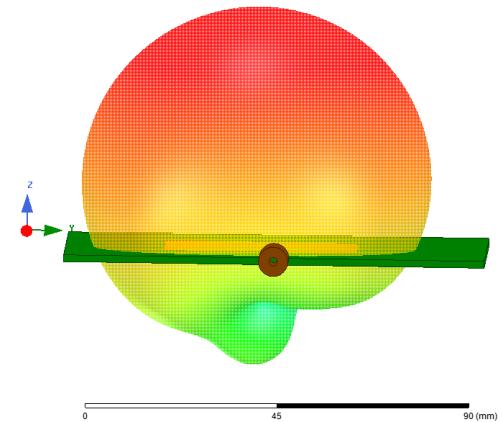


Figura 3.2: Radiación antena microstrip

Diseño adaptador $\lambda/4$

El transformador $\lambda/4$ (“Quarter-Wavelength”) es el adaptador de impedancias más sencillo y usado para conseguir la impedancia que queremos en una línea de transmisión. Se trata de una línea de transmisión con un transmisor con longitud $\lambda/4$ en la frecuencia de diseño. El ancho de banda de adaptación de un transformador lambda-cuartos suele ser estrecho, aunque se puede ensanchar utilizando múltiples secciones lambda-cuartos en lugar de solo una. A continuación se muestra una ilustración de un transformador lambda-cuartos y la demostración de las formulas teóricas que aproximan los resultados necesarios para diseñar una sección adaptadora de longitud $\lambda_0/4$:

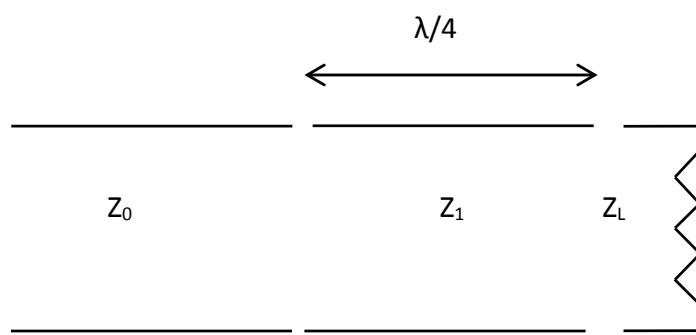


Figura 3.3: Adaptador $\lambda/4$

Suponemos que el medio de propagación no tiene pérdidas, por lo que la constante de propagación aproximada a partir de las ecuaciones de Maxwell para líneas de transmisión ideales γ , la constante de fase β y la constante de atenuación α son las siguientes:

$$\gamma = j\beta + \alpha \quad \alpha = 0 \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \lambda_0 = \frac{2\pi}{f_0} \quad (3.11)$$

Las tensiones $V(z)$ y corrientes $I(z)$ en cada punto \hat{z} de la línea de transmisión de impedancia Z_0 son:

$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{-j\beta z} \\ I(z) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{-j\beta z} \end{aligned}$$

Con las expresiones anteriores de la corriente y la tensión deducimos la expresión de la impedancia vista en cualquier punto de la línea de transmisión:

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{-j\beta z}}{\frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{-j\beta z}} = Z_0 \frac{Z_L + \tanh(\gamma z) Z_0}{Z_0 + \tanh(\gamma z) Z_L} \quad (3.12)$$

El coeficiente de reflexión en la discontinuidad (debido a la diferencia de impedancias) es el ratio entre la onda de tensión reflejada y la onda de tensión incidente:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.13)$$

Con todos estos parámetros descritos anteriormente, podemos diseñar un adaptador de impedancias muy básico fijando la longitud de la línea de transmisión a $\lambda/4$ y calculando su impedancia característica a partir de las impedancias vistas a la entrada y a la salida de la línea:

$$z = \frac{\lambda_0}{4} \rightarrow \beta z = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \frac{\lambda_0}{4} \rightarrow Z1 = \sqrt{Z_0 \cdot Z_L} \quad (3.14)$$

3.2.1. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L1=1575.24 MHz

A partir de las dimensiones iniciales calculadas en base a las ecuaciones anteriores, el primer parche propuesto es para la frecuencia de resonancia L1=1575.42 MHz, en la figura 3.4 y 3.5 y en la tabla 3.1 se recogen las geometrías y las dimensiones del los diseños para más adelante poder obtener un diseño final de la antena. En este capítulo solo se presentara el diseño con mejores características de los tres implementados, los demás diseños se encuentran en los anexos B.

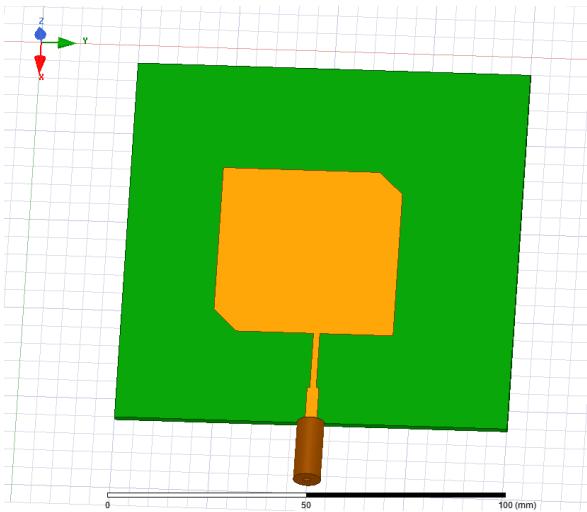


Figura 3.4: Estructura completa antena L1 en HFSS

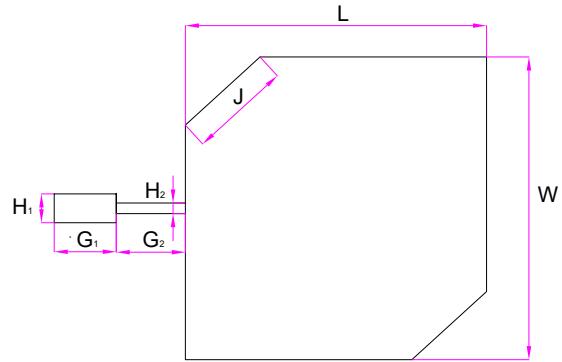


Figura 3.5: Medidas del parche para antena simple

Mediante una variación de las dimensiones geométricas de la antena, se pone de manifiesto que hay un claro compromiso entre el S_{11} y la Relación Axial.

Aunque estrictamente hablando de dicho compromiso se resuelve formulando un problema de optimización, dada la cercanía a una buena solución y el tiempo requerido para resolver dicho problema, se ha preferido analizar alguna soluciones en base a una función llamada de utilidad, que debe ser necesariamente multiobjetivo $U[S_{11}(\Omega_o), AR(\Omega_o)]$ siendo Ω_o una dirección concreta del espacio.

Para poder definir la función de utilidad se ha considerado el método de ponderación por pesos, de manera que, en base a algunos propuestas de la literatura [7] se propone:

$$U = \sum_f K \left(\frac{S_{11}(\Omega)}{-100} + \frac{1}{AR(\Omega) \times 10} + K \right) \quad (3.15)$$

a la cual se le asignara un intervalo ecuación 3.11 de operación más adecuado para poder sacarle el máximo rendimiento a la antena en función de sus parámetros de diseño

$$K = \begin{cases} 0,6 & \text{si } S_{11}(\Omega) \leq -10dB \text{ and } AR(\Omega) \leq 3dB \\ 0,25 & \text{si } S_{11}(\Omega) \leq -10dB \text{ and } AR(\Omega) \leq 4dB \\ 0,15 & \text{si } S_{11}(\Omega) \leq -9dB \text{ and } AR(\Omega) \leq 6dB \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (3.16)$$

En la tabla 3.1 se recogen la medida de los tres diseños propuesto, ya que teóricamente los resultados que nos proporcionaban los pasos teóricos anteriores no conseguían centrar del todo a la frecuencia de resonancia ya que había un pequeño desplazamiento en frecuencia.

Tabla 3.1: Tabla medidas de los tres diseños

Antena L1	Diseño 1	Diseño 2	Diseño 3
L(mm)	45	46	47
W(mm)	45	46	47
J1(mm)	10	10	10
J2(mm)	9.5	9.5	9.5
J3(mm)	9	9	9
J4(mm)	8.5	8.5	8.5
G1(mm)	10	10	10
G2(mm)	15.3	15.3	15.3
H1(mm)	3	3	3
H2(mm)	1.6	1.6	1.6

En el diseño 2, el comportamiento del parámetro S_{11} como se puede ver en la fig 3.6, es inferior a -10 dB para los 4 casos propuestos, con lo que este satisfaría las especificaciones iniciales ya que tanto como el ancho de banda de la antena L1 es 24 MHz. Para el ancho de banda que le corresponde a esta antena, la Relación Axial en la banda de frecuencias de resonancia son menores iguales que 3 dB.

A partir de esta antena, se hace un estudio del compromiso AR, S_{11} en base a la función de utilidad.

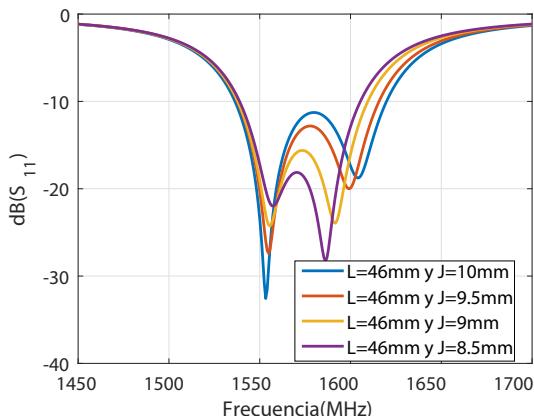
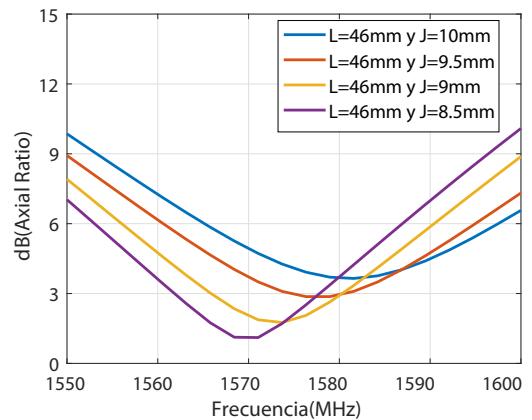

Figura 3.6: Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con $L=46mm$.

Figura 3.7: Simulación de la Relación Axial para los diferentes valores de J con $L=46mm$.

Tabla 3.2: Tabla con los resultados de la función de utilidad

Antena L=46mm	K=0.6	K=0.25	K=0.15	TOTAL
Caso 1 J=10mm	0	2.7368	3.6294	6.3661
Caso 2 J=9.5mm	7.3277	4.7639	4.1214	16.2130
Caso 3 J=9mm	15.8629	7.8791	4.6972	28.4393
Caso 4 J=8.5mm	20.4024	6.8396	5.0523	32.2943

En la tabla 3.2 se observa que el mejor diseño de todos sería el caso 4, ya que es el óptimo en relación de los dos parámetros fundamentales S_{11} y Relación Axial. Con la función de costes podemos acotar más el cálculo y la influencia de cada parámetro para tener un diseño lo más exacto posible, ya que presenta una utilidad mayor.

Diseño Final

A partir de este diseño se obtienen las dimensiones finales del resto de variables cuyas dimensiones se observan en la tabla 3.3

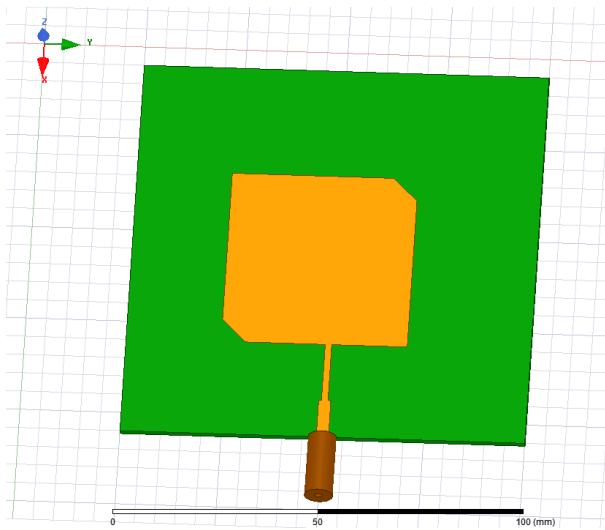


Figura 3.8: Antena microstrip final para señal L1

Tabla 3.3: Tabla de medidas más óptimas para la señal L1

<i>Antena L1</i>	<i>Diseño Final</i>
$L(\text{mm})$	45.97
$W(\text{mm})$	45.97
$J1(\text{mm})$	8.5
$G1(\text{mm})$	10
$G2(\text{mm})$	15.3
$H1(\text{mm})$	3
$H2(\text{mm})$	1.6
$Bw(\text{MHz})$	65

En la fig 3.9 y 3.10 se reflejan que, tanto el para S_{11} como la Relación Axial cumplen perfectamente las especificaciones propuesta para el diseño de antena microstrip.

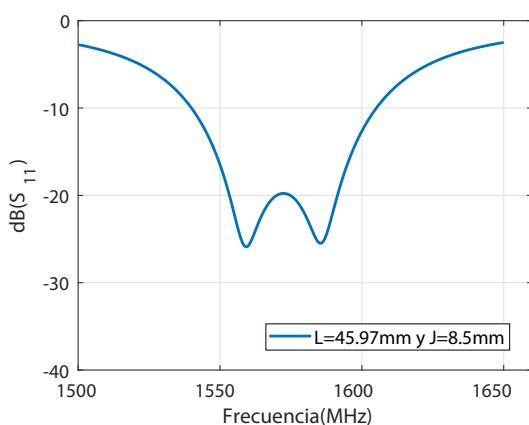


Figura 3.9: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L1

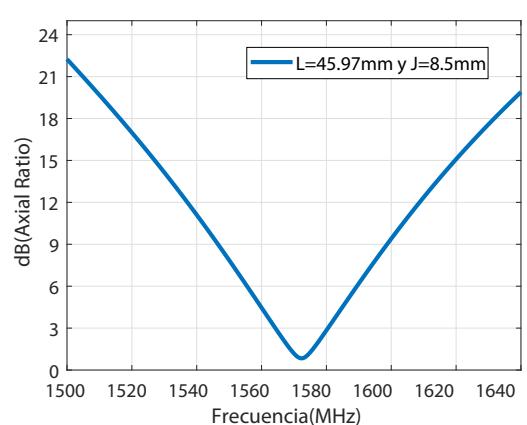


Figura 3.10: Simulación de la relación para antena final L1.

A continuación se muestran los cortes del diagrama de radiación del parche L1. Como se observa en la figura 3.11 y 3.12, las componentes copolar y contrapolar para la polarización circular se muestra según las componentes de phi (ϕ) y theta (θ) en el plano XZ ($\phi=0^\circ$), YZ ($\phi=90^\circ$) y XY ($\theta=90^\circ$) a la banda de frecuencias de resonancia (f_r) correspondiente.

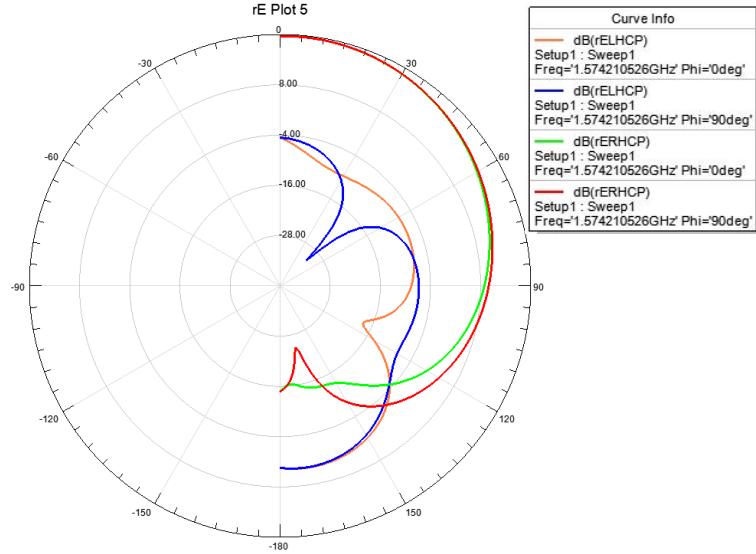


Figura 3.11: Polarización Circular para $L_{11} = 1574,2 \text{ MHz}$

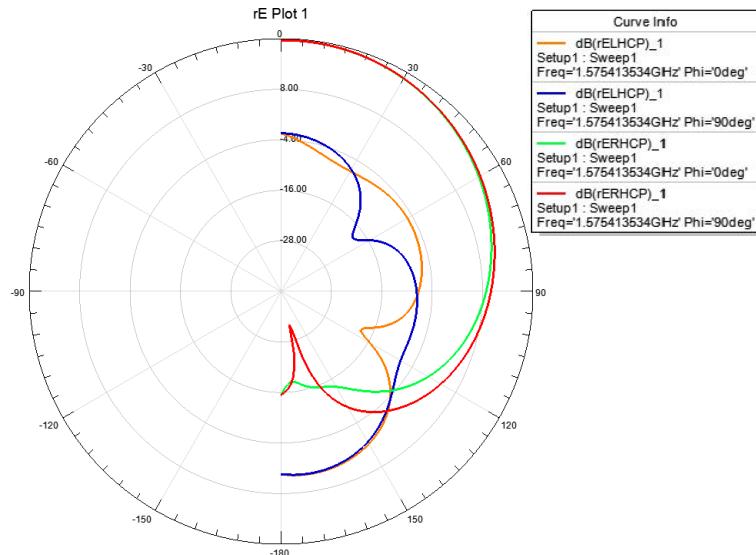


Figura 3.12: Polarización Circular para $L_{12} = 1575,41 \text{ MHz}$

3.2.2. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L2=1227.6 MHz

En la figura 3.13 y en la tabla 3.4 se recogen las geometrías y las dimensiones del los diseños de la antenas L2, para más adelante poder obtener un diseño final de la

CAPÍTULO 3. DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR

antena. En este capítulo solo se presentara el diseño con mejores características de los tres implementados, los demás diseños se encuentran en los anexos B.

Diseño Final

A partir de los diseños simulados para diferentes medidas, se obtienen las dimensiones finales de la antena cuyas dimensiones se observan en la tabla 3.3

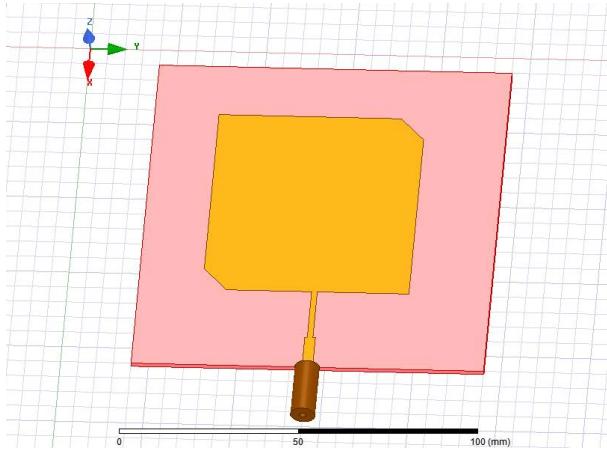


Figura 3.13: Antena microstrip final para señal L2

Tabla 3.4: Tabla de medidas más óptimas para la señal L2

<i>Antena L2</i>	<i>Diseño Final</i>
<i>L</i> (mm)	58.6
<i>W</i> (mm)	58.6
<i>J1</i> (mm)	9.7
<i>G1</i> (mm)	10
<i>G2</i> (mm)	15.3
<i>H1</i> (mm)	3
<i>H2</i> (mm)	1.6
<i>Bw</i> (MHz)	46.6

En la figura 3.14 y 3.15 se reflejan que, tanto el para S_{11} como la Relación Axial cumplen perfectamente las especificaciones propuesta para el diseño de antena microstrip.

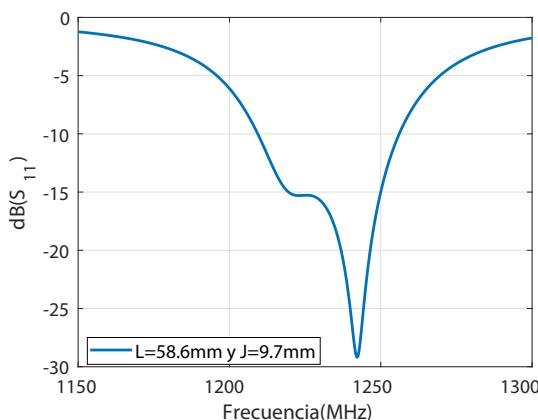


Figura 3.14: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2

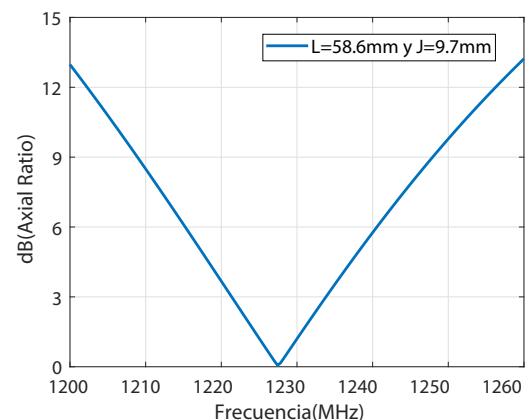


Figura 3.15: Simulación de la Relación Axial para antena final L2.

Como se observa en la figura 3.16 y 3.17, las componentes copolar y contrapolar para la polarización circular se muestra según las componentes de phi (ϕ) y theta (θ) en el plano XZ ($\phi=0^\circ$), YZ ($\phi=90^\circ$) y XY ($\theta=90^\circ$) a la banda de frecuencias de resonancia (f_r)correspondiente.

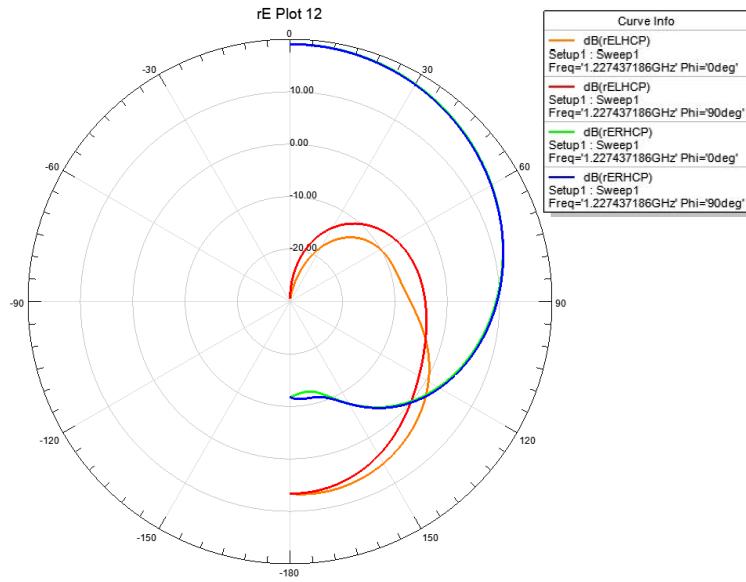


Figura 3.16: Polarización Circular para $L_{21} = 1227,4MHz$

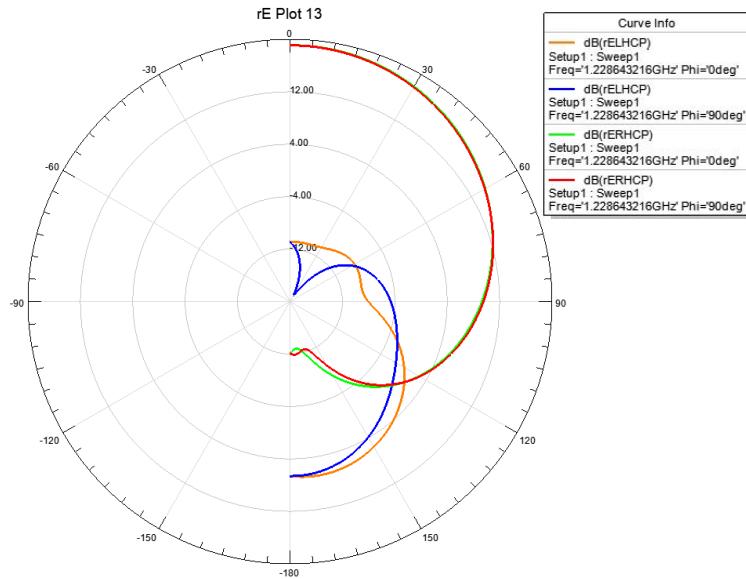


Figura 3.17: Polarización Circular para $L_{22} = 1227,4MHz$

3.2.3. Influencia de los Parámetros de Diseño Para Antena L5=1176.45 MHz

Con las dimensiones iniciales calculadas en base a las ecuaciones anteriores, en la figura 3.18 y en la tabla 3.5 se recogen las geometrías y las dimensiones del los diseños para más adelante poder obtener un diseño final de la antena. Los demás diseños se encuentran en los anexos B.

Diseño Final

Con los resultados obtenidos en los diferentes diseños de este capítulo para la antena

CAPÍTULO 3. DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR

$L_5=1176.45$ MHz nos quedaríamos con el diseño 2 de los tres propuestos ya que los otros dos a simple vista podíamos descartarlos ya que no nos proporcionaban un buen resultado ya que o el parámetro S_{11} no estaría en toda su ancho de banda por debajo de los -10 dB o la Relación Axial no cumplía la condición de estar por debajo de los 3 dB.

Así que el diseño 2 sería el elegido para poder determinar el diseño final y dentro del diseño 2 se elige el caso 2.

Con la plantilla del diseño 2 y el caso 2 habríamos encontrado el diseño más óptimo posible ya que las medidas no se han podido mejorar al simularlo en el simulador al trabajar con las variables.

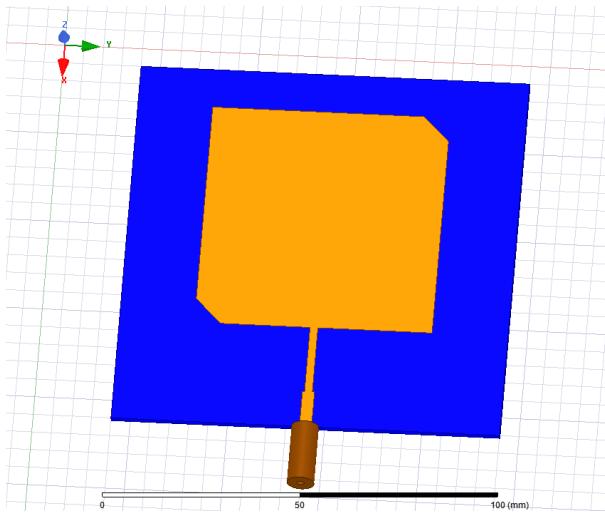


Figura 3.18: Antena microstrip final para señal L5

Tabla 3.5: Tabla de medidas más óptimas para la señal L5

<i>Antena L5</i>	<i>Diseño Final</i>
$L(\text{mm})$	61.2
$W(\text{mm})$	61.2
$J1(\text{mm})$	9.5
$G1(\text{mm})$	10
$G2(\text{mm})$	15.3
$H1(\text{mm})$	3
$H2(\text{mm})$	1.6
$Bw(\text{MHz})$	60

Para S_{11} como la Relación Axial cumplen perfectamente las especificaciones propuesta para el diseño de antena microstrip, ya que el diseño 2 caso 2 es el más óptimo conseguido, como observamos en las siguientes figuras.

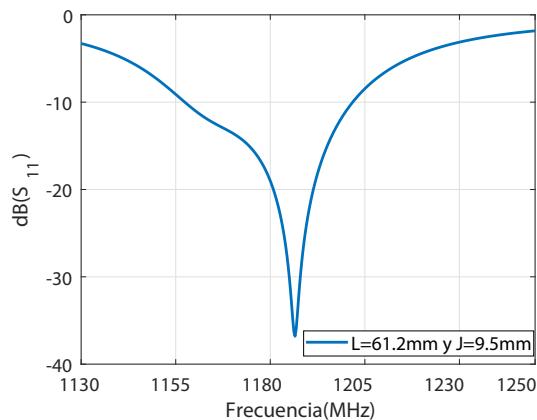


Figura 3.19: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5

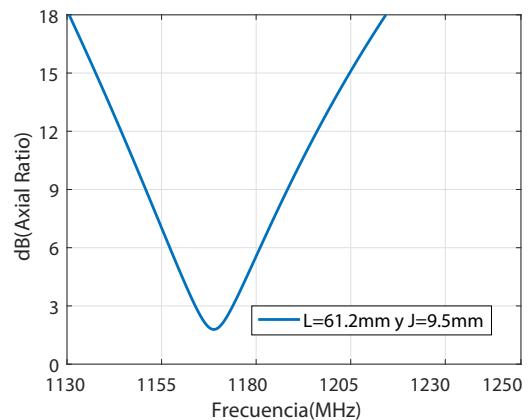


Figura 3.20: Simulación de la Relación Axial para antena final L5.

Se muestran los diagramas de radiación de el parche L5, como se observa en la figura 3.21 y 3.22, la polarización circular se muestra según las componentes de phi (ϕ) y theta (θ) en el plano XZ ($\phi=0^\circ$), YZ ($\phi=90^\circ$) y XY ($\theta=90^\circ$) a la banda de frecuencias de resonancia (f_r)correspondiente.

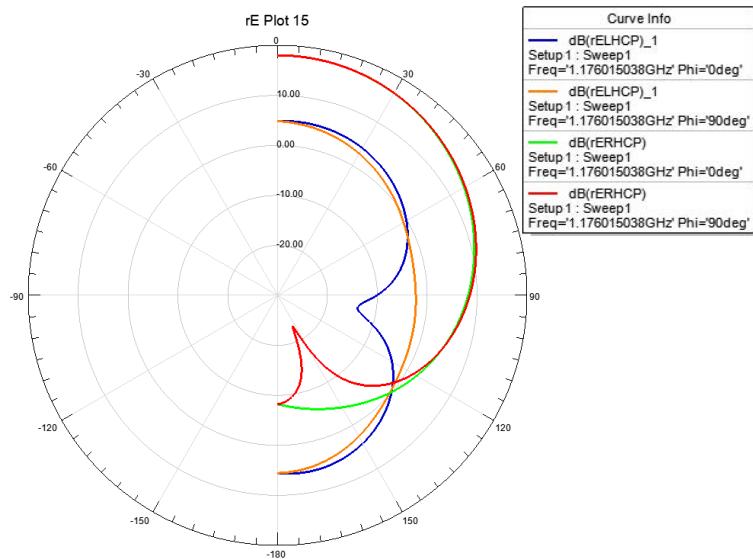


Figura 3.21: Polarización Circular para $L_{51} = 1574,2 MHz$

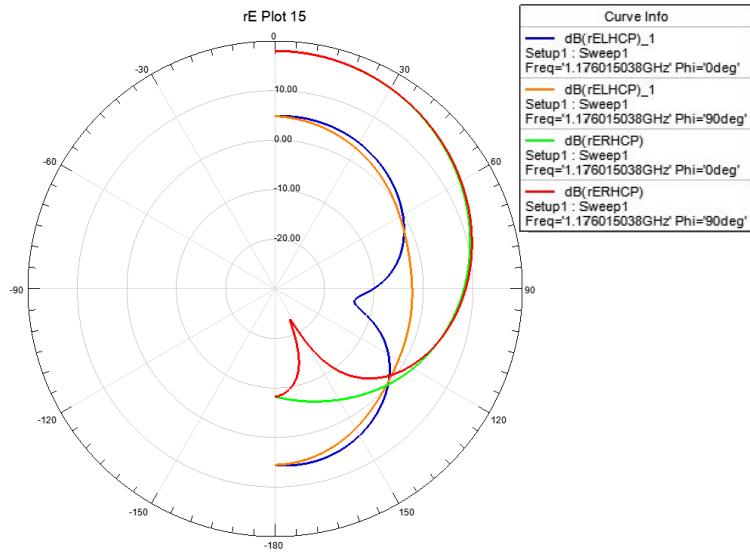


Figura 3.22: Polarización Circular para $L_{52} = 1575,41 \text{ MHz}$

Se han obtenido, como conclusión, tres diseños, uno para cada banda de frecuencias. No obstante en un receptor obligaría a tener tres cadenas de RF, además de las tres antenas, con lo que se buscara un diseño más compacto (en espacio) y la posibilidad de economizar el cabezal de RF a partir de un diseño de banda ancha.

3.3. Antena “L-Shape” GNSS

La segunda [8] antena propuesta es una antena microstrip “L-Shape”, es una antena de ranura L de banda ancha con polarización circular de banda ancha única, alimentada por la línea de alimentación en forma de L. La banda ancha CP se obtiene truncando una de las esquinas del elemento de la antena, esta antena parte de la base de un diseño de antena cuadrada pero es una antena diferente a las anteriores ya que esta antena tiene un gran ancho de banda en comparación de las antenas simples, que se necesita una antena para cada frecuencia de resonancia, en este caso no sería así ya que hemos elegido esta antena ya que cumple con todos los requisitos necesarios para las frecuencias de GPS y Galileo, ya que abarcaría todas las frecuencias de resonancia desde L1 y E1=1575.42 MHz hasta L5 y E5=1176.45 MHz.

3.3.1. Método de Diseño Para Antena “L-Shape”

En [8] esta segunda antena hemos elegido este diseño ya que es una antena que resuena para las tres frecuencias de GPS y Galileo gracias a su amplio ancho de banda, en la figura 3.23, 3.24 y 3.25 y en la tabla 3.6 se recogen las geometrías y las dimensiones de los diseños para más después poder obtener un diseño final de la antena.

Se dividirá el método de diseño en tres etapas:

- 1-Estudio preliminar.
- 2-Evaluación mediante la función de utilidad.
- 3-Obtención de la soluciones finales.

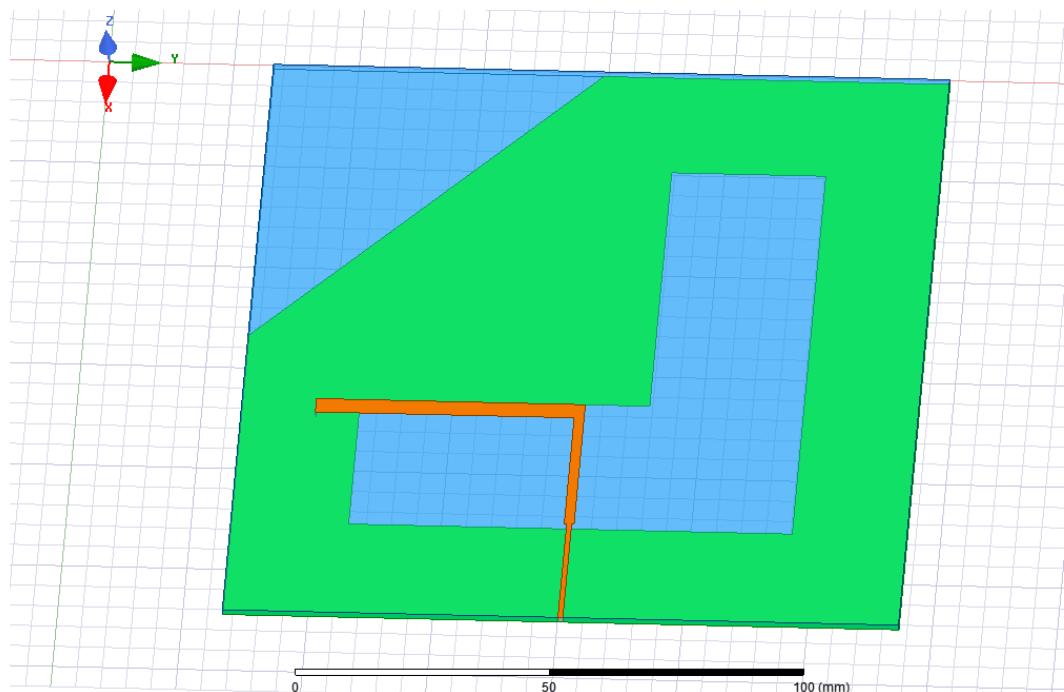


Figura 3.23: Antena microstrip “L-shape”

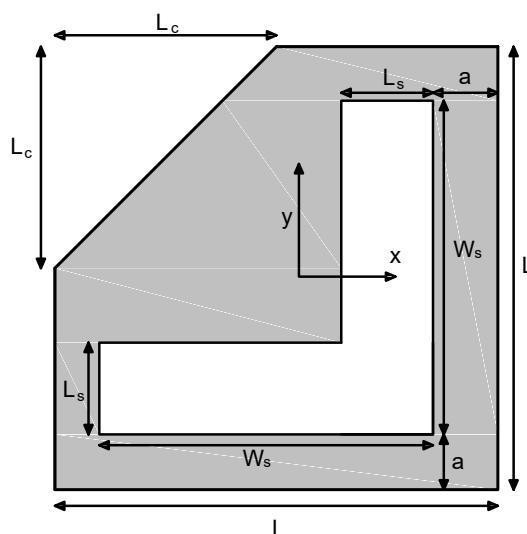


Figura 3.24: Geometría cara inferior de la antena “L-Shape”

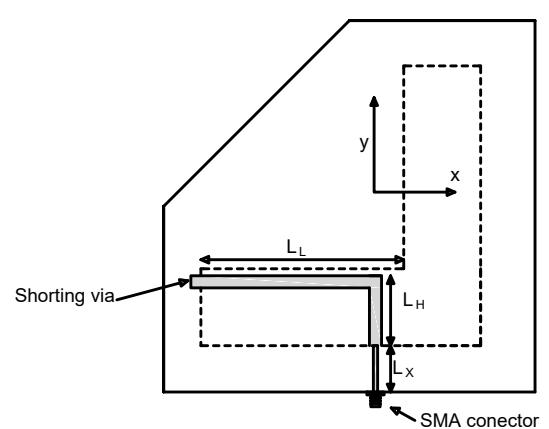


Figura 3.25: Geometría cara superior de la antena “L-Shape”

1. Estudio preliminar.

En la tabla 3.6 se recogen las medidas de los 5 diseños preliminares.

Tabla 3.6: Tabla con medidas para los diferentes diseños antena “L-shape”

<i>Antena Dual</i>	<i>Diseño 1</i>	<i>Diseño 2</i>	<i>Diseño 3</i>	<i>Diseño 4</i>	<i>Diseño 5</i>
<i>L(mm)</i>	135.3	135.3	135.3	135.3	135.3
<i>Ws(mm)</i>	97.518	97.518	88.77	87.945	95.04
<i>Lc(mm)</i>	28.284	31.81	66.66	66.66	35.355
<i>Ls(mm)</i>	31.68	31.68	30.855	30.03	29.205
<i>a(mm)</i>	22.27	22.27	23.1	23.925	24.75
<i>Ll(mm)</i>	55.44	55.44	53.79	53.79	53.79
<i>Lh(mm)</i>	29.7	29.7	29.7	29.7	29.7
<i>Lx(mm)</i>	23.1	23.1	23.1	23.1	23.1

En la tabla 3.6 se encuentras todas las medidas de los diseños, el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver en la figura 3.26, es inferior a -10 dB para los 5 casos propuestos, con lo que muchos de los diseños anteriores solo por el parámetro S_{11} resultaría satisfactorio, pero en la figura 3.27 se observa que no todos cumplirían el requisito de la Relación Axial.

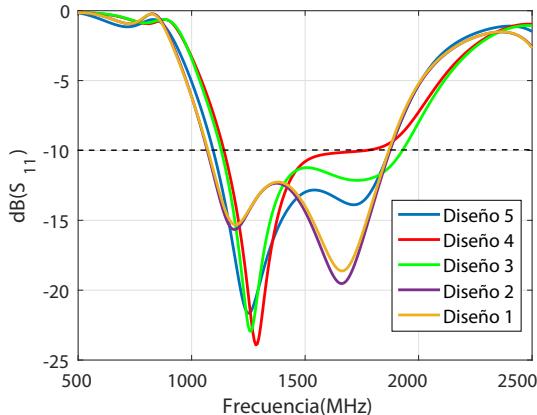


Figura 3.26: Simulación del parámetro S_{11} para antena final “L-Shape”

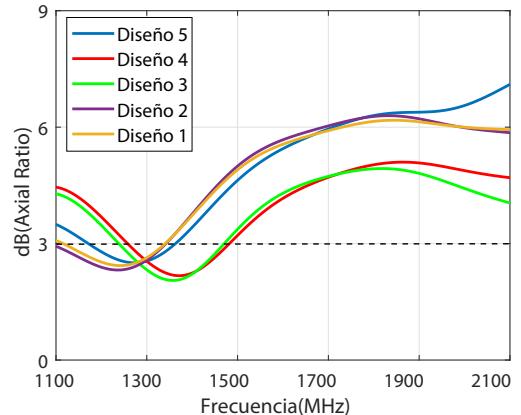


Figura 3.27: Simulación de la Relación Axial para antena final “L-Shape”.

Se observa que los mejores diseños posibles serían los diseños 3 y 4 ya que son los únicos dos que cumplen ambos requisitos, los demás diseños cumplen el requisito de que el parámetro S_{11} esté por debajo de -10 dB en toda la banda de frecuencias, pero la Relación Axial no se cumple para ninguno de esos casos.

Evaluación mediante la función de utilidad.

Utilizamos la función de decisión. Se refina los diseños anteriores.

Tabla 3.7: Tabla de resultados función de utilidad

Antena “L-Shape”	$K=0.6$	$K=0.25$	$K=0.15$	TOTAL
Caso 1	99.2678	8.9455	9.4240	117.6373
Caso 2	100.1257	5.0771	9.7273	114.9301
Caso 3	123.5484	20.4774	1.9504	145.9762
Caso 4	120.5378	20.6824	2.0564	143.2766
Caso 5	106.0247	12.3968	7.7347	126.1562

En la tabla 3.7 se observa que el mejor diseño de todos sería el caso 3, ya que es el óptimo en relación de los dos parámetros fundamentales S_{11} y la Relación Axial, ya que con la función de utilidad podemos acotar el cálculo y la influencia de cada parámetro para tener un diseño lo más exacto posible.

2. Obtención de las dimensiones finales.

Con el resultado de la función de coste, se obtiene el resultado de el mejor diseño de todos que es el 3, para este diseño se ha representado el parámetro S_{11} , la Relación Axial y el diagrama de radiación, para comprobar su polarización circular para las tres frecuencias que hemos diseñado anteriormente $L1=1575.42$ MHz, $L2=1227,6$ MHZ y $L5=1176.45$ MHz.

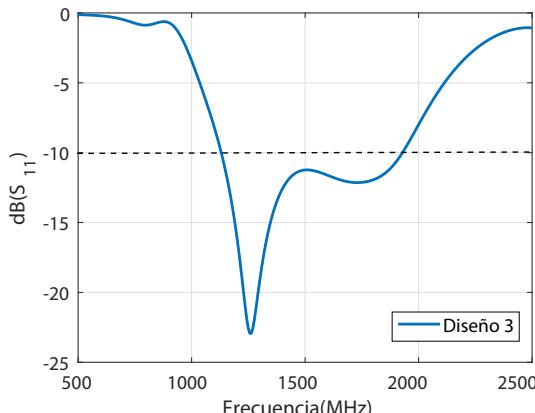


Figura 3.28: Simulación del parámetro S_{11} para antena final “L-Shape”

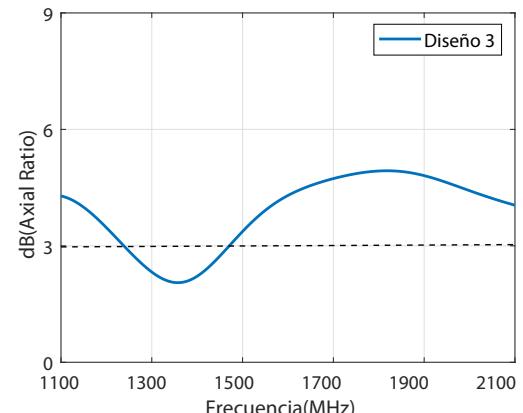


Figura 3.29: Simulación de la Relación Axial para antena final “L-Shape”.

En la figura 3.28 y 3.29 se observa que tanto el parámetro S_{11} como la Relación Axial cumplen perfectamente las especificaciones propuesta para el diseño de antena microstrip, ya que el caso 3 es el más óptimo conseguido.

A continuación se muestran los diagramas de radiación de el parche “L-Shape”, como ya hemos comentado anteriormente este tipo de antenas para GNSS tienen en la característica de que tienen una polarización circular a derechas, como se observa en la figura 3.30, 3.31 y 3.32 cada diagrama de estos representara una

CAPÍTULO 3. DISEÑO DE ANTENAS MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR

frecuencia de resonancia distinta (L_1, L_2 y L_5), la polarización circular se muestra según las componentes de phi (ϕ) y theta (θ) en el plano XZ ($\phi=0^\circ$), YZ ($\phi=90^\circ$) y XY ($\theta=90^\circ$) a la banda de frecuencias de resonancia (f_r) correspondiente.

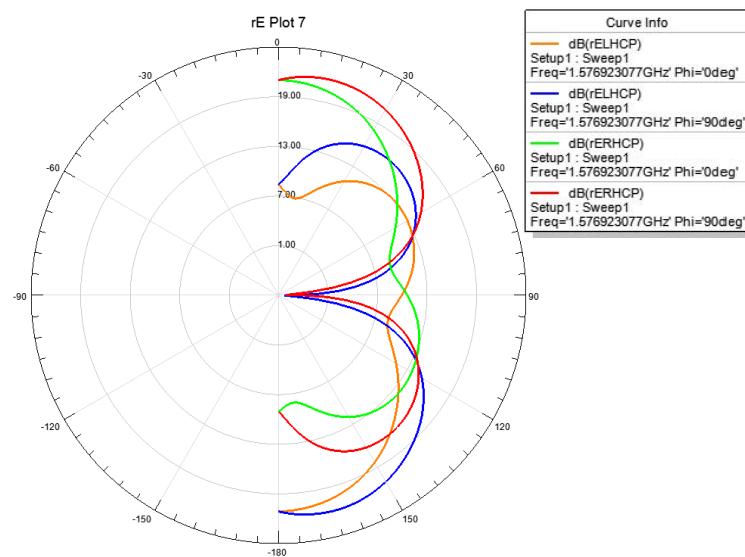


Figura 3.30: Polarización Circular para $L_1 = 1575,42 MHz$

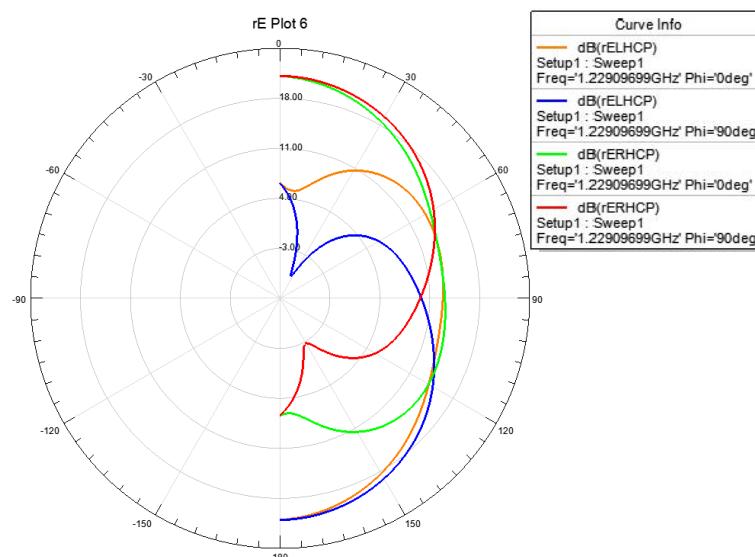


Figura 3.31: Polarización Circular para $L_2 = 1227,6 MHz$

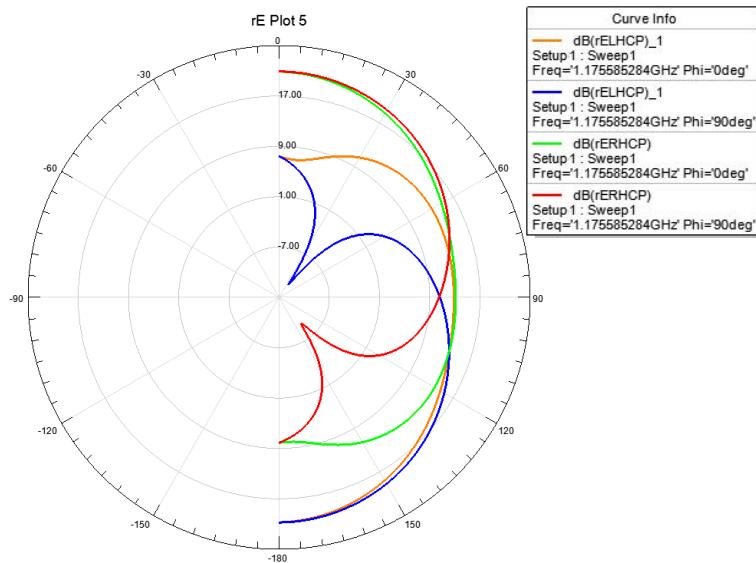


Figura 3.32: Polarización Circular para $L_3 = 1176,45 \text{ MHz}$

Como conclusión se ha obtenido un diseño con una única estructura que por simulación satisface las especificaciones iniciales que se recogen a continuación.

Tabla 3.8: Tabla de resultados antena “L-Shape”

Antena “L-Shape”	Frecuencia	L1=1575.42 MHz	L2=1227.6 MHz	L5=1176.45 MHz
Ancho de Banda	1.16 GHz a 2 GHz	-	-	-
AR	-	3.7283 dB	3.1395 dB	4.1134 dB
D(dBi)	-	3.92 dBi	3.7009 dBi	3.69 dBi
G(dB)	-	3.5442 dB	3.6140 dB	3.1822 dB

Capítulo 4

GENERACIÓN DE SEÑALES GNSS EN PLATAFORMA SDR

Después de haber estudiado y generado la señal [9] de GPS y GALILEO, se simularon las señales con el software SystemVue. Hemos escogido este software ya que nos facilita los modelos de GNSS ya que tiene implementado los ejemplo de los esquemas GPS y Galileo con sus respectivas señales L1 y E1, L5 y E5. Utilizamos este programa ya que nos permite recursos necesarios bajos y la rapidez con la que podemos generar las señales. En la primera parte del capítulo 4 haremos una breve explicación del programa SystemVue utilizado para generar las señales. En el segundo parte nos centraremos en la caracterización de las señales de el programa SystemVue, para luego implementarlas y procesarlas en Matlab y más tarde poderlas generar con la plataforma software Radio..

4.1. Software SystemVue y placa de desarrollo

SystemVue es un entorno enfocado en la automatización del diseño electrónico para el diseño a nivel de sistemas electrónico, ya que es un programa que permite el desarrollo se diferentes sistemas de comunicaciones inalambricas y aeroespaciales/ de defensa y proporciona un valor único a los implementadores de RF, DSP y FPGA.

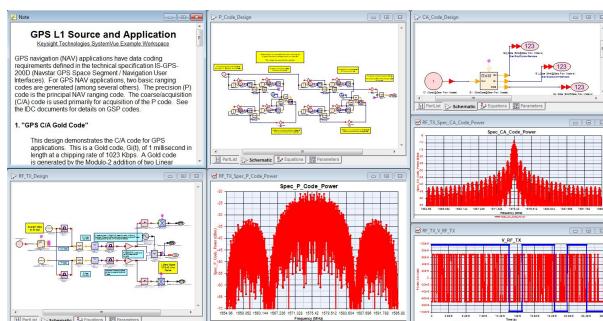


Figura 4.1: Entorno SystemVue de señal L1 GPS

La FPGA utilizada para procesar las señales de GNSS es la Digilent ZedBoard Zynq®-7000 ARM, con el modulo analógico AD-FMCOMMS2-EBZ, el dispositivo combina un cabezal de RF con una sección de banda de base de señal mixta flexible y sintetizadores de frecuencia integrados, simplificando el diseño al proporcionar una interfaz digital configurable a un procesador o FPGA y opera en el rango de 70 MHz a 6 GHz. Especificaciones adicionales se encuentran en [10]

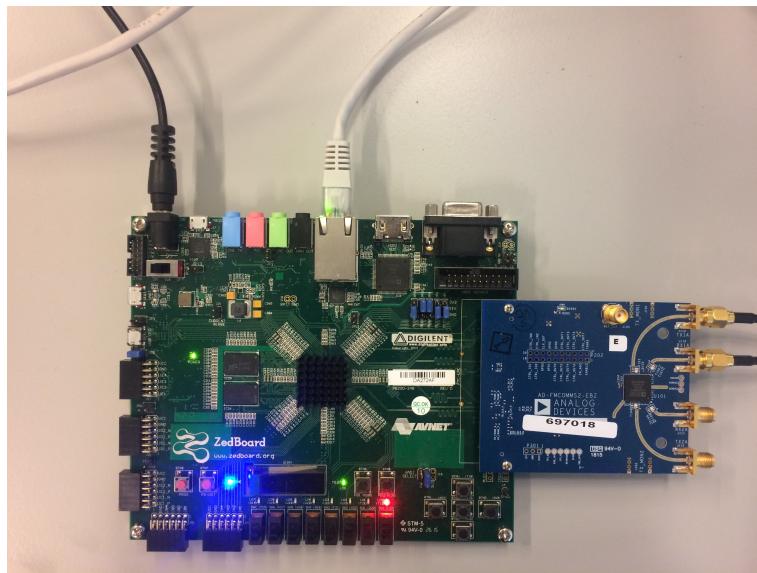


Figura 4.2: FPGA ZedBoard Zynq®-7000 y Modulo AD-FMCOMMS2-EBZ

4.2. Esquema de la señal GPS y Galileo

En este capítulo presentará la estructura de la señal GPS con su esquema de bloques. Analizaremos las señales proporcionadas por el systemVue de GPS y Galileo y la caracterización del circuito que hemos implementado.

Señal GPS

La señal [9] GPS se utiliza un oscilador atómico del satélite $f_0=10.23$ MHz. Concretamente las bandas utilizadas en las que se encuentra cada frecuencia portadora como veremos a continuación o en la figura 4.3:

L1: banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L1}=154f_0=1575.42$ MHz. Es utilizada para transmitir los códigos C/A (coarse acquisition code), P (código de precision) y M (códigos militares).

L2: banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L1}=120f_0=1575.42$ MHz. Es utilizada para transmitir los códigos P, M y L2C.

L5: banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L5}=115f_0=1176.45$ MHz. Es utilizada para transmitir los códigos Safty-of-Life Signal.

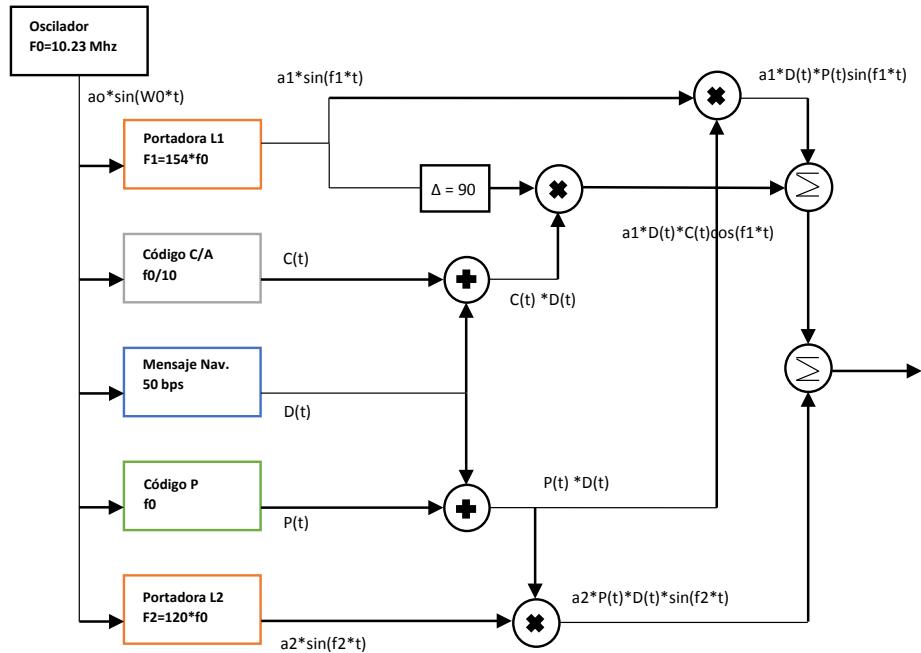


Figura 4.3: Esquema de bloques GPS

Su expresión es :

$$S(t) = a_1(D(t) \oplus P(t)) \cdot \sin(f_1 \cdot t) + a_1(D(t) \oplus C(t)) \cdot \cos(f_1 \cdot t) + a_2(D(t) \oplus P(t)) \cdot \sin(f_2 \cdot t) \quad (4.1)$$

Banda	Frecuencia Central	Señales	Modulacion	Bw(MHz)
L1	1575.42 MHz	C/A	BPSK(1)	20.46
		P(Y)	BPSK(10)	
		L1C	TBOC	
		M	BOC(10,5)	
L2	1227.6 MHz	P(Y)	BPSK(10)	20.46
		L2C	BPSK(1)	
		M	BOC(10,5)	
L5	1176.45 MHz	L5	BPSK(10)	20.46

Señal GALILEO

La señal [9] de E1 Galileo consta de tres componentes multiplexadas: el E1 Open Service (OS) canal de datos (E1-B), el canal piloto E1 OS (E1-C) y el canal E1 PRS (E1-A). OS y PRS están modulados en los componentes en fase y en cuadratura respectivamente.

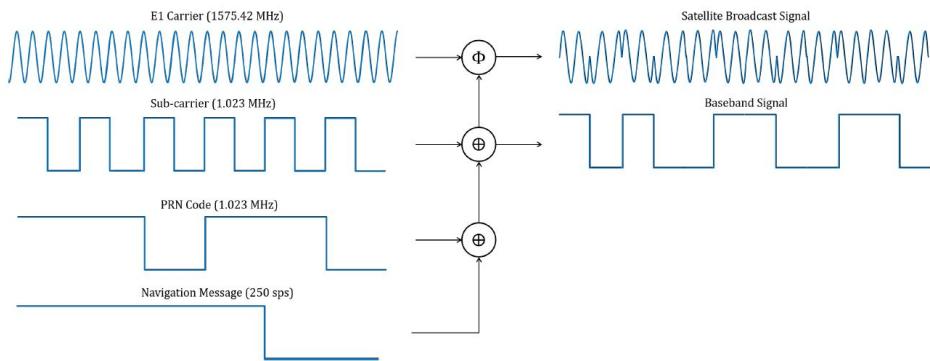


Figura 4.4: Esquema señal Galileo

Primero se multiplica la señal por el código de propagación, luego por la combinación lineal de subportadoras y como ultimo se multiplica por la portadora E1.

Señal E1

La modulación E1 Open Service (OS) recibe el nombre de CBOC (portadora de compensación binaria compuesta) y es una implementación particular de MBOC (BOC multiplexada). MBOC (6,1,1 / 11) es el resultado de multiplexar una señal de banda ancha - BOC (6,1) - con una señal de banda estrecha - BOC (1,1) - de tal manera que 1/11 de la potencia es asignada, en promedio, a la componente de alta frecuencia. Esta señal fue la última en ser definida. La vista genérica de la generación de señal del servicio abierto E1 se puede representar de la siguiente manera

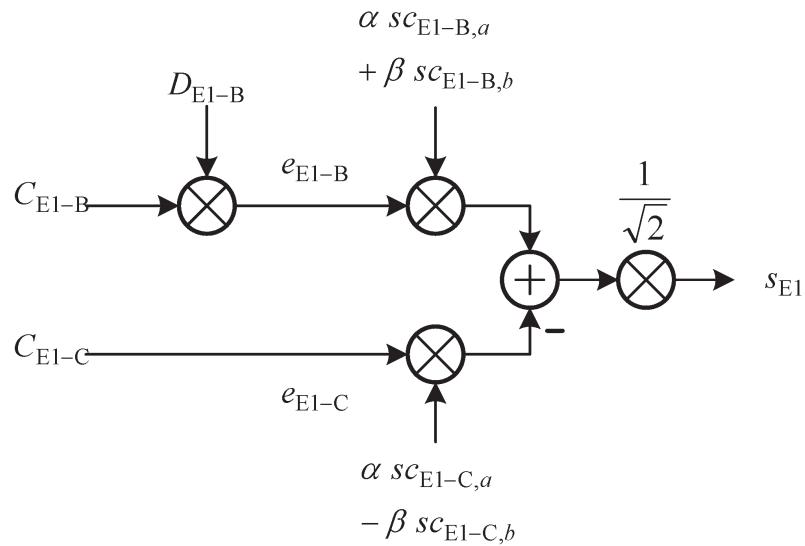


Figura 4.5: Esquema señal E1

Su expresión sera:

$$S_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (e_{E1-B}(t) (\alpha \cdot sc_{E1-B,a}(t) + \beta \cdot sc_{E1-B,b}(t)) - e_{E1-C}(t) (\alpha \cdot sc_{E1-C,a}(t) - \beta \cdot sc_{E1-B,b}(t))) \quad (4.2)$$

$$con : \quad c_X(t) = \text{sgn}(\sin(2\pi R_{s,X}t)) \quad (4.3)$$

$$\alpha = \sqrt{10/11} \quad \beta = \sqrt{1/11} \quad (4.4)$$

Banda	Frecuencia Central	Señales	Modulacion	Bw(MHz)
E1	1575.42 MHz	E1 OS	CBOC	32.0
		PRS	BOC(15,2.5)	
E5	1176.45 MHz	E5a&E5b	AltBOC(15,10)	50.0

Con el simulador SystemVue se han generado dos señales de GPS (L1 y L5) y dos Señales de Galileo (E1 y E5). A continuación se nombra que implementa el simulador para cada una de las señales.

GPS L1:

En este caso se genera un código de rango GPS de códigos P y códigos C/A. La fuente del GPS L1 también se genera utilizando el código P y los códigos C/A. Para las aplicaciones de GPS NAV, se generan dos códigos de rango básicos (entre varios otros). El código de precisión (P) es el principal código de rango NAV. El código grueso/adquisición (C/A) se usa principalmente para la adquisición del código P.

GPS L5:

En este caso genera códigos de rango PRN de GPS L5-Códigos (I5i (t) y Q5i (t)). La fuente L5 de GPS también se genera utilizando códigos de rango L5-Codes. El FEC (codificador convolucional) también se implementa.

Galileo E1:

En este diseño particular, se genera una portadora de desviación binaria multiplexada, MBOC (6,1, se generara una señal Galileo E1 de MBOC (6,1) con una relación de sobremuestreo de 48.

Galileo E5:

En este diseño se generan E5a, E5b y E5 con fuente AltBOC (15,10), señal de E5 en “Servicio abierto de Galileo”.

4.3. Generación y acondicionamiento de la señal GNSS en la plataforma SDR

El flujo o diagrama de los procesos es:

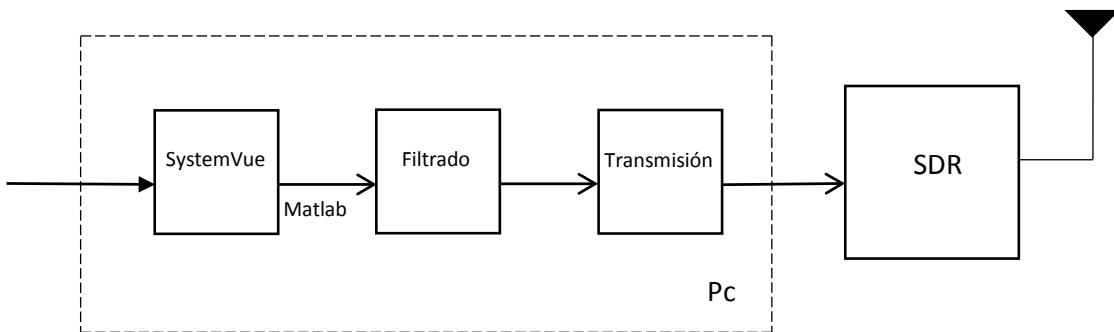


Figura 4.6: Esquema señal E1

Filtrado:

Se realizara un filtrado de la señal para la reducir el nivel y la influencia de los lóbulos secundarios, de forma que se cumpla sobradamente el criterio de Nyquist y se reduzca el aliasing. El filtro elegido es el Chebyshev de tipo 2 porque tienen un rizado (onda) en la banda de detención y son planos en la banda de paso.

Para los filtros Chebyshev II, se puede especificar la cantidad de atenuación (en decibelios) de la banda de detención. La respuesta de frecuencia característica en los filtros Chebyshev II en la banda de detención es de magnitud “equiripple”. En la banda de paso la respuesta de magnitud es monótonamente decreciente. Se ha elegido el filtro de tipo Chebyshev II, frente a los diferentes filtros IIR, ya que hemos obtenido mejores resultados al caracterizar la Correlación y la distancia log-Spectral, ya que el que tenía unos resultados similares era el filtro de Butterwoods pero los del filtro Chebyshev eran mucho mejores. Para el diseño del filtro hemos utilizado la herramienta de matlab filter designer que nos proporcionar una fácil y correcta solución.

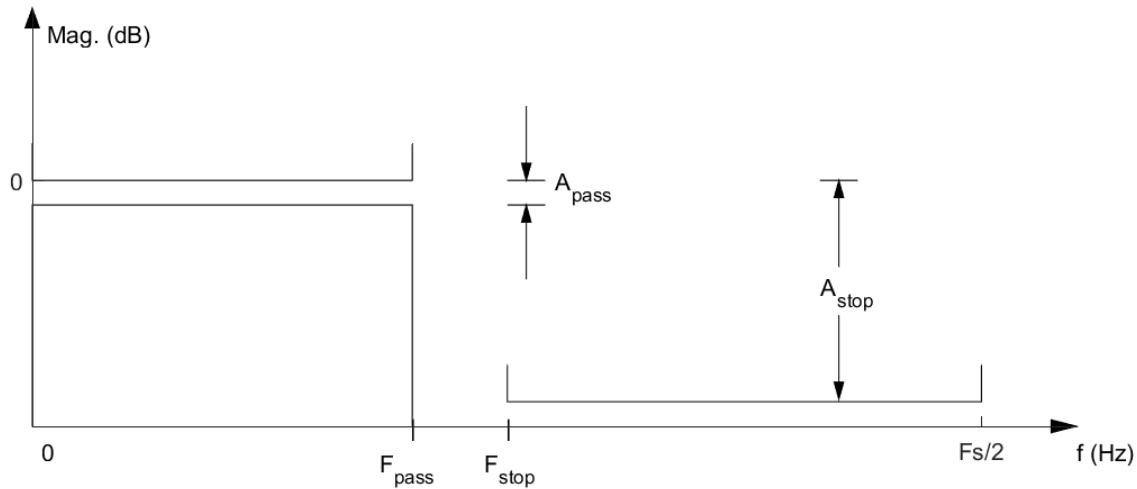


Figura 4.7: Plantilla filtro

El proceso de diseño de filtros digitales IIR, el orden N del filtro y el factor de magnitud fijando A_{pass} y A_{stop} son pesos positivos, uno por banda, utilizados durante la optimización en el filtro FIR y fijamos también la F_{pass} y F_{stop} se determinan a partir de las especificaciones del diseño que queramos. Con base en estos parámetros y los ríos especificados, se termina los coeficientes de la función de transferencia en la siguiente etapa, a continuación vamos a caracterizar cada uno de los filtros implementados. Para estimar el orden del filtro digital IIR que se va a diseñar mediante el método de la transformación bilineal [11].

Señal L1:

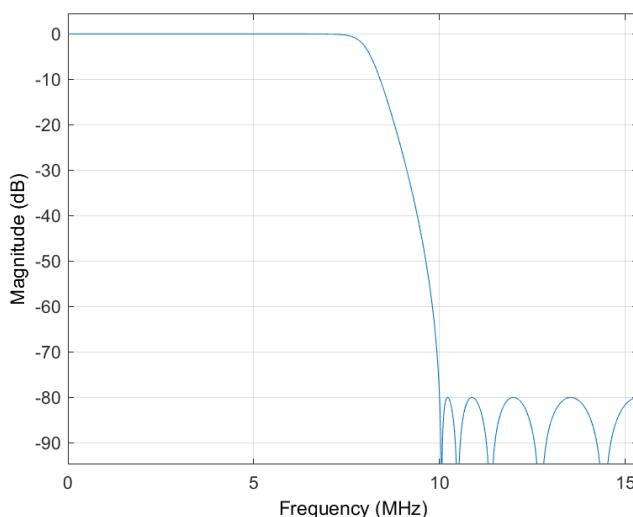


Tabla 4.1: Tabla parámetros Filtro L1

Filtro	Señal L1
$F_s(MHz)$	30.69
$F_{pass}(MHz)$	7.5
$F_{stop}(MHz)$	10

Figura 4.8: Filtro ChebyshevII para L1

Señal L5 y E1:

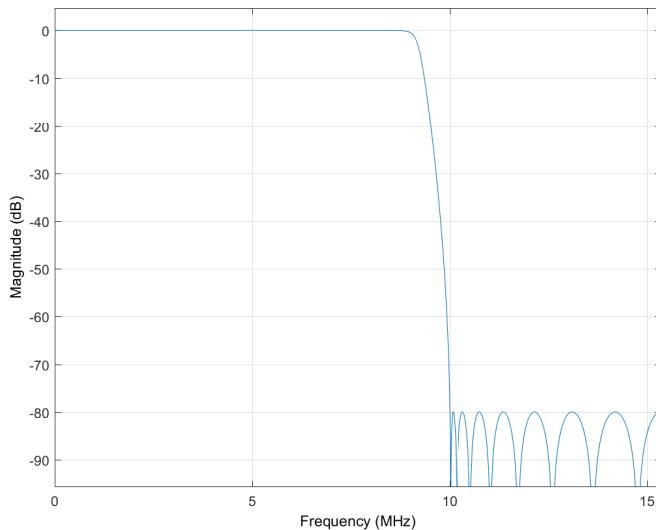


Figura 4.9: Filtro ChebyshevII para E1

Tabla 4.2: Tabla parámetros filtro

<i>Filtro</i>	<i>Señal E1</i>
$F_s(\text{MHz})$	30.69
$F_{\text{pass}}(\text{MHz})$	9
$F_{\text{stop}}(\text{MHz})$	10

Señal E5 :

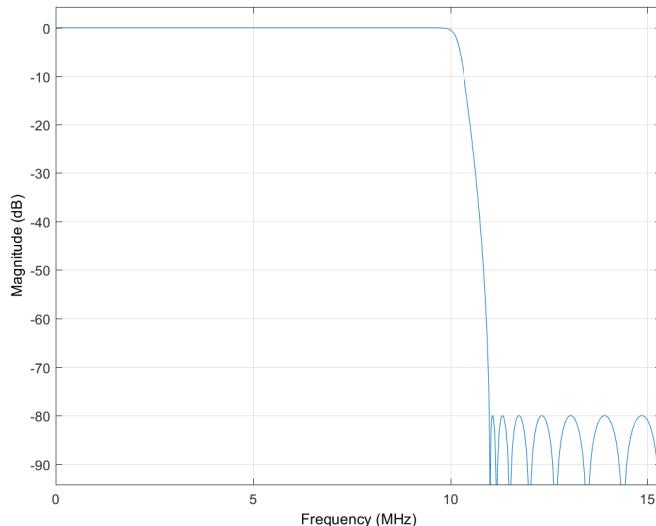


Figura 4.10: Filtro ChebyshevII para E5

Tabla 4.3: Tabla parámetros filtro

<i>Filtro</i>	<i>Señal E5</i>
$F_s(\text{MHz})$	30.69
$F_{\text{pass}}(\text{MHz})$	10
$F_{\text{stop}}(\text{MHz})$	11

Estos filtros se han diseñado para la frecuencia de muestreo que tiene la placa que es de 30.69 MHz que es la frecuencia a la cual muestrea el SDR, ya que si no muestreabamos a esta frecuencia se nos producía en la señal recibida el efecto de la aliasing.

Transmisión:

Se ha generado un programa de envío y recepción de muestras para el software radio de la placa zedBoard. En base a la toolbox de matlab creamos con el comando “sdrtx” un objeto transmisor del sistema para hardware radio, a este objeto que se utilizamos los siguientes argumentos para fijar tantos los valores de transmisión como en recepción,

4.4. ANALISIS ESPECTRAL Y PRESTACIONES DE LA SEÑAL PARA LA PLATAFORMA SDR

como pueden ser: “CenterFrequency” para fijar la frecuencia central de cada una de nuestras señales generadas, “BasebandSampleRate” para la tasa de muestreo en banda base que es un factor muy importante para no tener el efecto de aliasing en recepción y por ultimo “Gain” la ganancia que se utiliza para cada una de las señales.

4.4. Análisis espectral y prestaciones de la señal para la plataforma SDR

En esta sección se va analizar las prestaciones de las señales generadas digitalmente con la plataforma real figura 4.10, en base a diferentes métricas para caracterizar la distorsión y el ruido.

En primer lugar se presentaran las métricas y se aplicaran a las señales capturadas en bucle cerrado (uniendo Tx y Rx) midiendo así las mejores prestaciones que pueden obtenerse en la realidad.

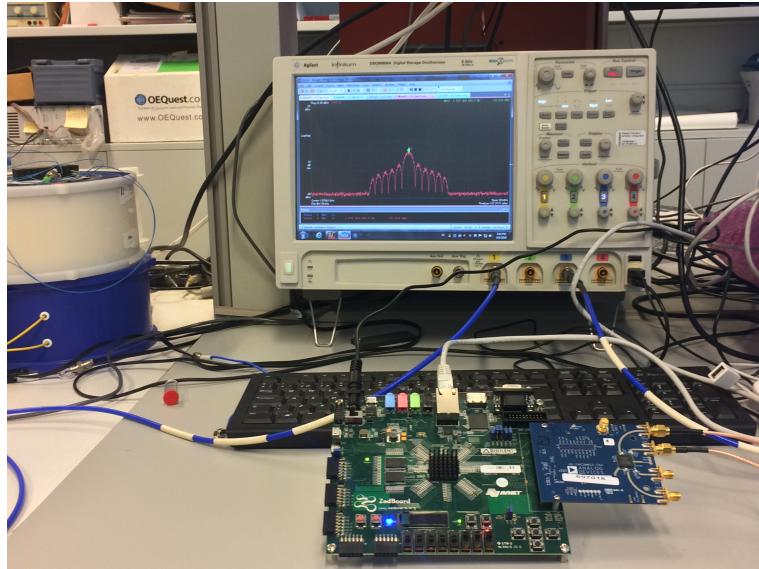


Figura 4.11: Esquema para caracterizar las señales

4.4.1. Métricas de distorsión y ruido

Una vez estudiadas las señales que intervienen en la generación de las señales GPS y Galileo, analizaremos las medidas que vamos a utilizar muchas de ellas post-procesado.

Distancia log-espectral (LSD)

Una [12] de las primeras medidas que se van a realizar para caracterizar el circuito es la distancia log-espectral o también conocida como distorsión log-espectral, que es

una medida de distancia entre dos espectros cuanto más semejantes sean los espectros la medida más se acercara a 0 dB

$$LSD = \sqrt{E_{media} \left(\log \left(\frac{P(\Omega_{tx})}{(P_{max}(\Omega_{tx}))} \right) - \left(\log \left(\frac{P(\Omega_{rx})}{(P_{max}(\Omega_{rx}))} \right) \right) \right)^2} \quad (4.5)$$

Donde $P(\Omega_{tx})$ es el espectro de entrada o transmitido en este caso y $P(\Omega_{rx})$ seria nuestro espectro recibido, normalizado por el máximo de la señal tanto transmitida como recibida para después hacerle el promediado sobre el cuadrado en el conjunto de la evaluación. Esta medida se optimiza antes de empezar a procesarlas.

Correlación

Otra de las medida [13] es la correlación cruzada entre la señal de entrada a la placa (sin filtrar) y la señal de salida de la placa ya que cuantificará la similitud entre la entrada y la salida.

Como se indica es una operación entre dos señales, con la cual generamos una tercera, y que permite detectar la relación lineal entre ambas. Este resultado también se conoce como “correlación cruzada”.

Se define la correlación cruzada entre dos secuencias $x[n]$ e $y[n]$ y lo denotamos como $r_{xy}[\lambda]$ a la secuencia

$$r_{xy}[\lambda] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n - \lambda] \quad \lambda = 0, \pm 1, \pm 2.. \quad (4.6)$$

El parámetro λ se denomina al desplazamiento temporal entre ambas señales.

Potencia

Para la ultima medidas de todas es la de potencia de la señal que es obtenida mediante el analizador de la figura 4.5, el propio analizador captura el lóbulo principal y los lóbulos adyacentes. Esto requiere un detector RMS. En una señal como las de GPS y Galileo tendremos que hacer la integración a través de varios lóbulos que permitirá el calculo de la potencia media, ya que la mayor parte de la energía se encuentra en el lóbulo principal y adyacentes al espectro.

Si $S(f)$ denota la densidad espectral entonces:

$$P_x = \int_w S_x(f) df \quad \Omega \in [f_a, f_b] \quad (4.7)$$

4.5. La señal GPS

En las anteriores secciones se ha realizado de manera más detallada las componentes que forman la señal GPS que se envía a través de espacio. A continuación se van a mostrar las señales $L1=1575.42$ MHz y $L5=1176.45$ MHz simuladas para poder caracterizar el esquema.

4.5.1. Señal GPS $L1=1575.42$ MHz

Ahora vamos a caracterizar el esquema implementado figura 4.11 para la señal $L1$ con la para poder obtener los valores más óptimos del circuito, ya que uniremos la salida del modulo analógico a la entrada del mismo, mediremos la correlación, la potencia y LSD (Log-Spectral Distance) explicadas anteriormente.

Señales comprobación $L1$

La primera señal GPS que vamos a caracterizar es la señal $L1$ de GPS, en la figura 4.12 y en la figura 4.13 se observa la SPD (densidad espectral de potencia) con el método de Welch ya que este método se basa en el concepto de utilizar estimación de espectro de periodogramas, que son el resultado de convertir una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Hemos usado convenientemente este método enventanado porque reduce el ruido en los espectros de potencia estimados a cambio de reducir la resolución frecuencial.

La figuras comentadas anteriormente son las densidades espetrales de las formas de onda que vamos a transmitir. La figura 4.12 (sin Filtrar) es la señal original generada por el simulador y la figura 4.13 es la misma señal de entrada aplicándole el filtro ChebyshevII. Al aplicarle el filtrado a la señal hemos atenuado los lóbulos adyacentes a partir de 7.5 MHz para disminuir un posible efecto de aliasing.

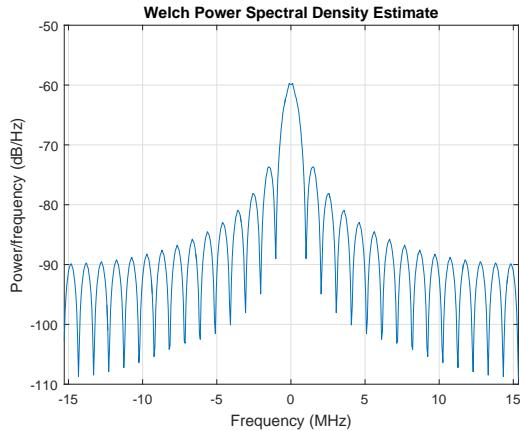


Figura 4.12: Señal L1 en transmisión

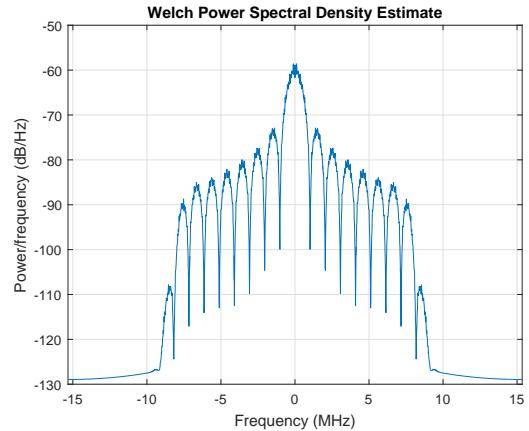


Figura 4.13: Señal L1 filtrada en transmisión

En la figura 4.14 se observa la comparación de las dos densidades tanto la transmitida como la recibida, mostrando una gran semejanza. La distorsión se ha cuantificado a partir de la LSD y las otras métricas presentadas para evaluar los efectos del filtrado y las cadenas de RF de transmisión y recepción. Los resultados obtenidos se pueden observar en la tabla 4.4.

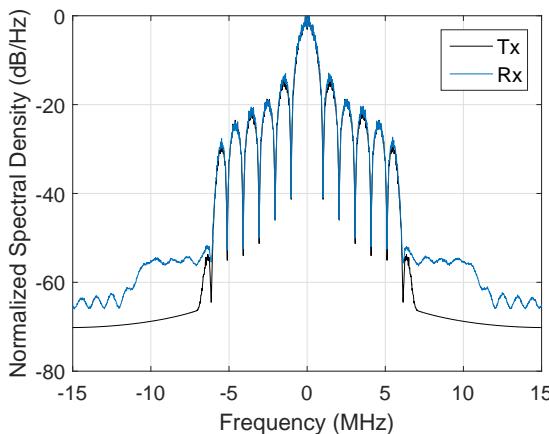


Figura 4.14: Comparación de las señales L1 en transmisión y recepción

Tabla 4.4: Tabla parámetros Medidas L1

Frecuencia	L1=1575.42MHz
LSD	1.2454
Correlación	0.9956
Potencia(dBm)	-16.6

Las medidas obtenidas demuestran que la generación de las señales es adecuada, ya que la LSD y la correlación entre dos señales es muy semejante ya que en esta medida realizada solo hemos usado las entradas y salidas del modulo AD conectadas a partir de un cable y un “splitter/combinador” para poder llevar la señal tanto al analizador como a la entrada de la placa.

Como se observa en la tabla 4.4 el resultado de la medida LSD es 1.2454. Esto quiere decir que hay muy poca distorsión entre la señal de entrada y de salida, porque cuanto más pequeño sea este resultado menos distorsión espectral presentarán las señales.

Para la medida de correlación se observa que son señales casi idénticas ya que tienen un coeficiente de correlación es casi de 1.

4.5.2. Señal GPS L5=1176.45 MHz

Ahora vamos a caracterizar el esquema implementado figura 4.11 para la señal L5 con la para poder obtener los valores más óptimos del esquema, ya que uniremos la salida del modulo analógico a la entrada del mismo, mediremos la correlación, la potencia y LSD.

Señales de testeo L5

La segunda señal GPS que vamos a analizar es la señal L5 de GPS. En las figuras 4.15 y 4.16 se observa la densidad espectral de potencia (SPD), se van a usar el mismo método que Para la señal L1, el método welch.

La figura 4.15 es la señal original (sin filtrar) que nos genera el ordenador y la figura 4.16 es la señal de entrada aplicando el filtro, como se puede observa al aplicarle el filtrado a la señal hemos atenuado los lóbulos adyacentes a partir de 9 MHz para luego obtener una correcta recepción de la señal.

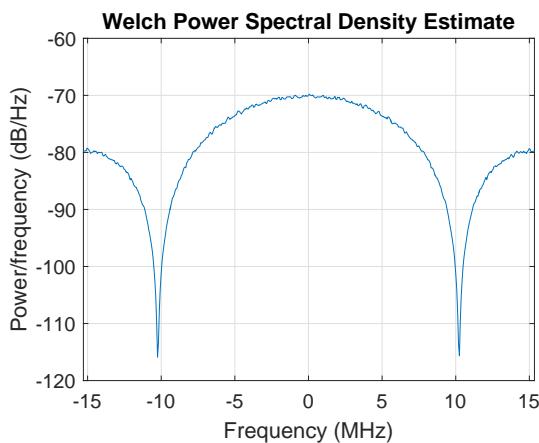


Figura 4.15: Transmisión Señal L5

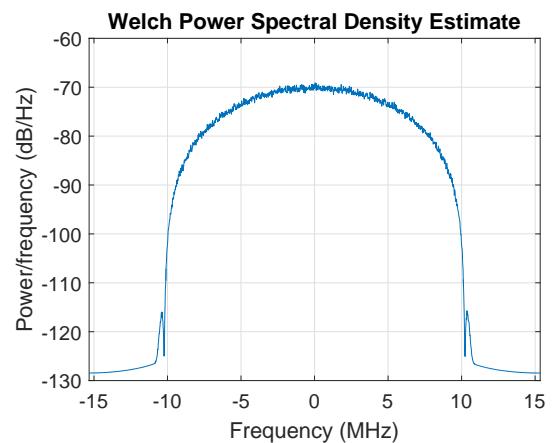


Figura 4.16: Recepción Señal L5

En la figura 4.17 se observa la semejanza entre las dos densidades tanto la transmitida como la recibida. En la señal anterior se ha cuantificado la distorsión a partir de la LSD, y la correlación para evaluar los efectos del filtrado en la cadena RF.

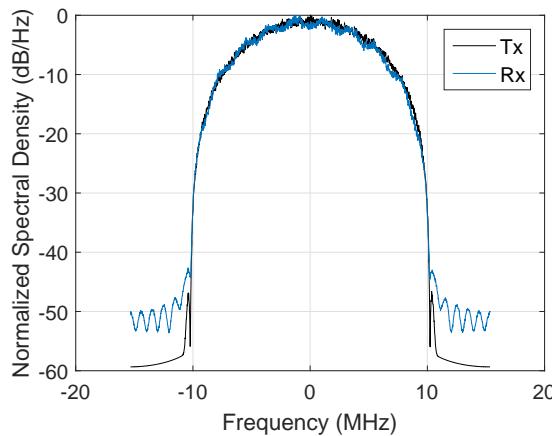


Figura 4.17: Señal L5 en transmisión y recepción

Tabla 4.5: Tabla parámetros Medidas L5

Frecuencia	$L5 = 1176.45 \text{ MHz}$
LSD	0.6621
Correlación	0.9846
Potencia(dBm)	-15.624

Los métodos de diseño utilizados son correctos, ya que las medidas obtenidas cumplen las especificaciones, la LSD y la correlación tienen un resultado que demuestra su correcto funcionamiento.

En la tabla 4.5 la en resultado de la medida LSD es 0.6621 es muy próximo a 0 que seria el ideal, y el resultado de correlar las dos señales es 0.9846 que es muy próximo a 1 eso quiere decir que son señales casi idénticas.

4.5.3. Señal GPS real

En apartado vamos a caracterizar el esquema implementado figura 4.11 para una señal L1 real con la para poder obtener los valores más óptimos del circuito, ya que uniremos la salida del modulo analógico a la entrada del mismo, mediremos la correlación, la potencia y LSD.

Esta señal [14] L1 se registro desde un simulador de constelaciones RF Spirent GSS80000 en un escenario estático que proporcionan satélites GPS en la banda L1. Los detalles sobre la posición simulada y la señales se encontraran en la siguiente tabla:

Tabla 4.6: Tabla parámetros Medidas real

Banda	F.Central (MHz)	Bw (MHz)	F.Intemedia(MHz)	F.Muestreo	Numero de Satelites
L1	1575.42 MHz	18	0	20	7,8,10,15,19,21,24,26,27

Para esta señal no es necesario aplicarle ningún filtrado ya que esta señal tiene un ancho de banda de 20 MHz, no habría solape entre las señales como pasaba en los casos anteriores.

Señal de testeo L1 real

Después de obtener más información de la señal real vamos a caracterizarla. En las figuras 4.18 y 4.19 se observa la densidad espectral de potencia (SPD), donde le aplicaremos el método welch de enventanado.

La figura 4.19 es la dsp de la señal transmitida y la figura 4.18 es la dsp de la señal recibida, como se observa no es una señal L1 tan limpia como la simulada ya que esta tiene esta afectada por el ruido, el multicamino, la frecuencia doopler, etc.

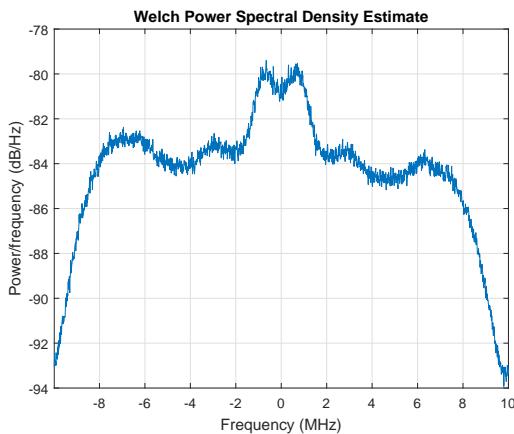


Figura 4.18: Transmisión Señal L1 real

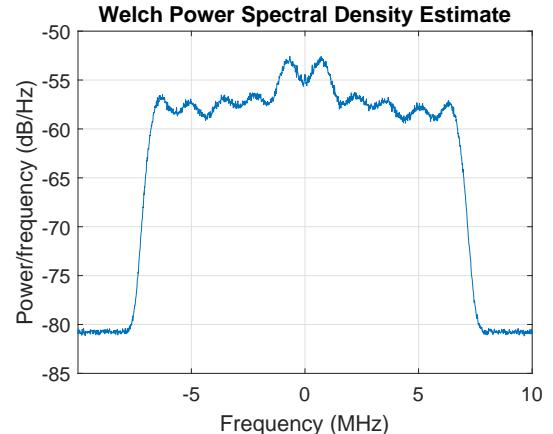


Figura 4.19: Recepción Señal L1 real

Ahora se hace una pequeña comparación entre la señal L1 simulada figura 4.20 y la señal L1 real figura 4.21, como se ve a simple vista las diferencias son notables ya que una no tiene ruido y la señal real si.

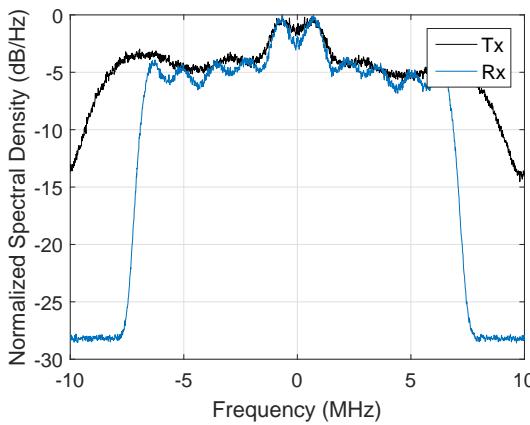


Figura 4.20: Transmisión Señal L1 real

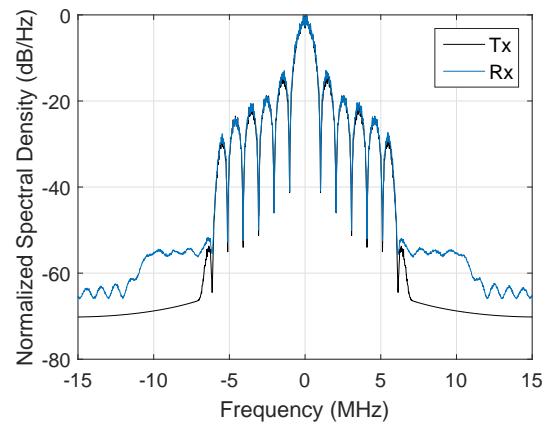


Figura 4.21: Recepción Señal L1 real

En la figura 4.20 y 4.21 se observa la comparación de las dos densidades tanto la transmitida como la recibida de una señal simulada y una señal real, a simple vista se ve que la señal simulada sin ruido es más semejante que la señal real, no obstante

hemos comprobado la similitud de estas señales aplicando los método de correlación de la señal original sin filtrar y la señal recibida y la distorsión cuantificandola a partir de la LSD. Los resultados obtenido se pueden observar en la tabla 4.7.

Tabla 4.7: Tabla de comparación de las dos señales L1

Frecuencia L1=1575.42 MHz	Señal Simulada	Señal Real
LSD	1.2454	1.7992
Correlacion	0.9956	0.8765
Potencia(dBm)	-16.6	-42.671

La comparación de las medidas obtenidas demuestran que la señal L1 simulada es mejor o tiene mejores características que el de la señal L1 real, ya que aunque las dos medidas cumplen las especificaciones, las medidas de la señal simulada, tanto la LSD y la correlación entre dos señales son mejores, esto no quita que las medidas de la señal real sean malas ya que también salen unos muy buenos resultados ya que esa medida se asemejaría más a esquema real.

4.6. La Señal Galileo

En las anteriores secciones se ha realizado de manera más detalla las componentes que forman la señal Galileo que se envía a través de espacio. Se van a mostrar las señales E1=1575.42 MHz y E5=1176.45 MHz simuladas para poder caracterizar el circuito.

Señal Galileo E1=1575.42 MHz

Se va a caracterizar el esquema de la figura 4.11 para la señal E1 de Galileo para obtener las métricas óptimas del sistemas.

Señales de testeo E1

La señal de Galileo señal E1 es la que se va a caracterizar. Para ello se ha usado el método de enventano Welch para la densidad espectral de potencia figura 4.22 y 4.23.

Las densidades de espectrales de las señales que vamos a transmitir son la figura 4.22 es la señal original que nos devuelve el simulador y la figura 4.23 es la misma señal de entrada aplicándole el filtro ChebyshevII.

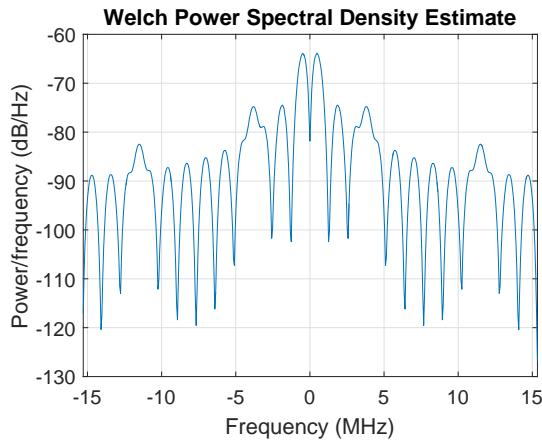


Figura 4.22: Transmisión Señal E1

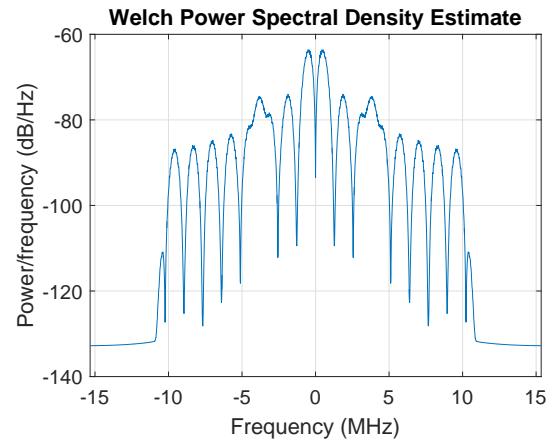


Figura 4.23: Transmisión Señal E1 filtrada

La comparación de las dos densidades tanto de la señal transmitida como la recibida se puede observar en la figura 4.24 (para ver las señales transmitidas y recibidas por separados se encontrarán en el anexo C), no obstante se ha comprobado la semejanza de ellas utilizando la distorsión cuantificada a partir de la LSD y las otras métricas utilizadas para el cabezal RF. Los resultados obtenidos se pueden observar en la tabla 4.8.

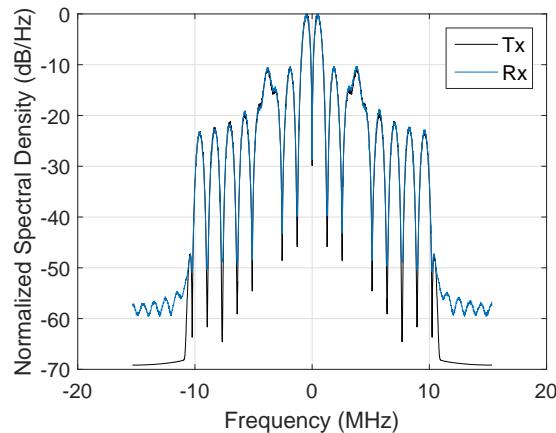


Figura 4.24: Señal E1 en transmisión y recepción

Tabla 4.8: Tabla parámetros Medidas L5

Frecuencia	E1=1575.42 MHz
LSD	0.5859
Correlación	0.9933
Potencia(dBm)	-14.255

Se demuestra que la generación de las señales es adecuada ya que los dos valores tanto el de la LSD es de 0.5859 y el de la correlación es 0.9933, esto quiere decir que la señal no ha sufrido un gran degradado por el esquema implementado.

Señal Galileo E5=1176.45 MHz

Por último vamos a caracterizar la señal E5 con la para poder obtener los valores más óptimos del esquema de la figura 4.11 para esta señal.

Señales de testeo E5

En las figuras 4.25 y 4.26 se observan las densidades espectrales de potencia (SPD) de la señal simulada con el ordenador, para ello se ha utilizado el método Welch.

La figura 4.25 es la señal original sin aplicarle ningún filtrado y la figura 4.26 es la misma señal de entrada aplicándole el filtro ChebyshevII. Como se puede observar al aplicarle el filtrado a la señal hemos atenuado los lóbulos adyacentes a partir de 10 MHz para luego una correcta recepción de la señal.

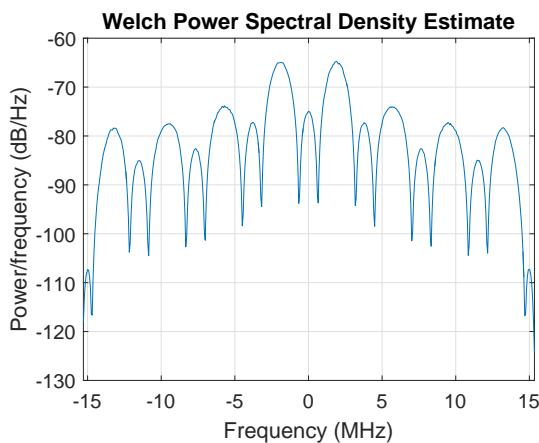


Figura 4.25: Transmisión Señal E5

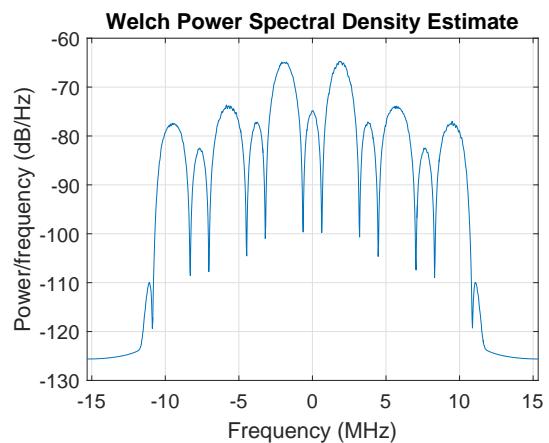


Figura 4.26: Transmisión Señal E5

Se observa la semejanza entre las dos densidades tanto la transmitida como la recibida. Los resultados obtenido se pueden observar en la tabla 4.9 de la distorsión a partir de la LSD y de las otras métricas, para poder evaluar el filtrado correctamente y los efectos de la transmisión y recepción en el cabezal RF.

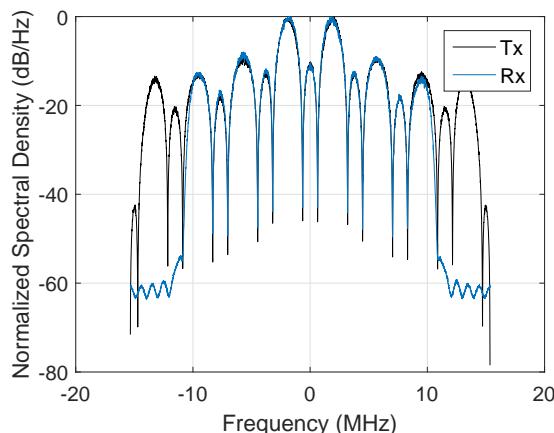


Figura 4.27: Señal E5 en transmisión y recepción

Tabla 4.9: Tabla parámetros Medidas E5

Frecuencia	$E5=1176.45MHz$
LSD	0.4028
Correlación	0.9918
Potencia(dBm)	-15.624

La medidas obtenidas demuestran que la generación de las señales es lo más

adecuado posible, ya que la LSD y la correlación entre dos señales se asemejan, ya que en esta medida realizada solo hemos usado las entradas y salidas del modulo AD conectas a partir de un cable y un splitter/combinador para poder llevar la señal tanto al analizador como a la entrada de la placa.

En la tabla 4.9 en resultado de la medida LSD es 0.4028 esto quiere decir que hay muy muy poca distorsión entre la señal de entra y la de salida. Para la medida de correlación se observa que son señales casi idénticas ya que tienen un coeficiente de correlación muy cercano a 1.

Como conclusión, se han implementado digitalmente ejemplos de señales de sistemas GNSS, se han acondicionado la distorsión tanto en el dominio del tiempo como en frecuencia, cuando se sintetizaban realmente en una plataforma de SDR. A partir de estos resultado, se obtendrá la funcionalidad de las antenas reales.

Capítulo 5

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se explicaran los resultados experimentales obtenidos. En la primera parte del capítulo caracterizaremos los prototipos fabricados de las antenas microstrip y ranura. Se evaluarán las prestaciones y su comportamiento, una vez se tengan estos datos y en ultimo lugar se compara con los obtenidos durante las simulación. La segunda parte de este capítulo, trata de evaluar las antenas con las señales ya caracterizadas en el anterior capítulo teniendo en cuenta la teoría vista en capítulos anteriores. Las estructuras radiantes serán probadas con las respectivas señales en la cámara anecoica para poder aislar el sistema de otros que operan en el exterior. Posteriormente, se realizara una comparativa con los resultados obtenidos en los capítulos 3 y 4.



Figura 5.1: Prototipos de Antenas simples de GPS y Galileo

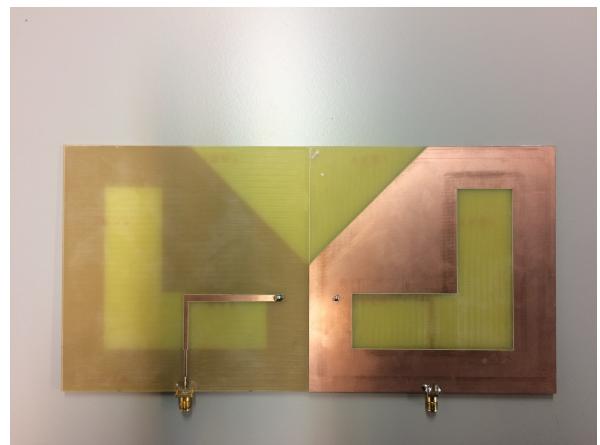


Figura 5.2: Antenas “L-Shape” de GPS y Galileo

5.1. Prototipo de antenas Microstrip y Ranura

En la figura 5.1 y 5.2 se muestran las antenas fabricadas sobre el sustrato FR4 a doble cara que ha sido trabajado mediante una maquina de control numérico. Los prototipos se han caracterizado con conectores SMA adecuados para las bandas de frecuencias de operación.

5.2. Presentación de setup

Las antenas fabricadas se caracterizan con un VNA (analizador de redes vectorial) *R&S®ZN8*, midiendo sus parámetros S. Para ello lo primero es calibrar el VNA y así eliminar el efecto de los cables y conectores.

La calibración consiste en conectar un circuito abierto, cortocircuito y una carga adaptada, pues la respuesta es conocida, al cable que va al puerto 1 del VNA (calibración de un solo puerto), o hacerlo también para el cable conectado al puerto 2 midiendo además la transmisión entre puertos (calibración de dos puertos). Para ello se usa una llave de calibración de *Rhode&Schwarz*.

La figura 5.3 expone el puesto de trabajo, con el VNA y la antenas.

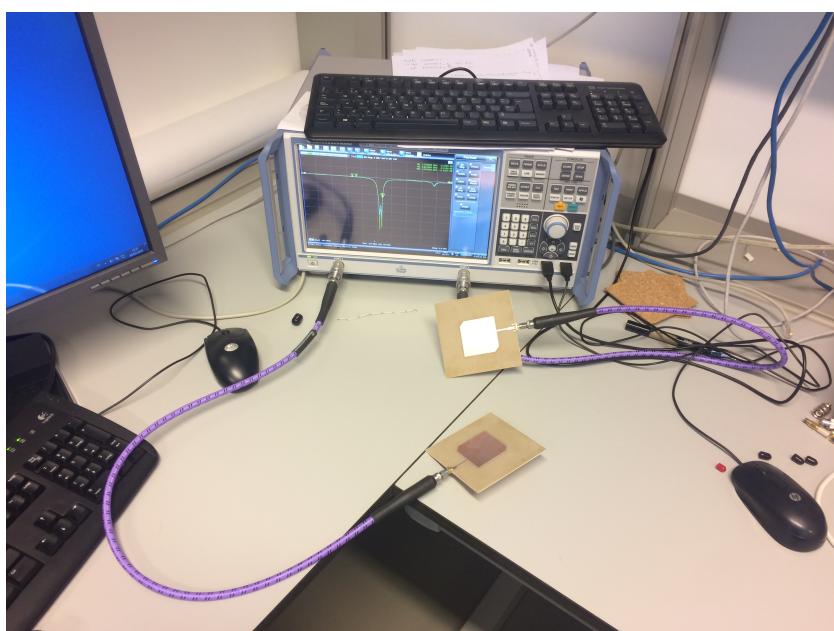


Figura 5.3: Analizador de redes vectorial

5.3. Medidas experimentales

En este apartado se presentan los parámetros S de los prototipos medidos con el VNA, con los datos de parámetro S_{11} del analizar vectorial de las dos antenas fabricadas para cada tipo de antena y el parámetro S_{11} de la simulación, se hace una comparación de los resultados obtenidos.

5.3.1. Antenas Microtira con geometría rectangular

A continuación se muestran las figuras de las antenas con solo una frecuencia de resonancia, se muestra la comparativa entre los parámetros S simulados y los obtenidos realmente de cada prototipo.

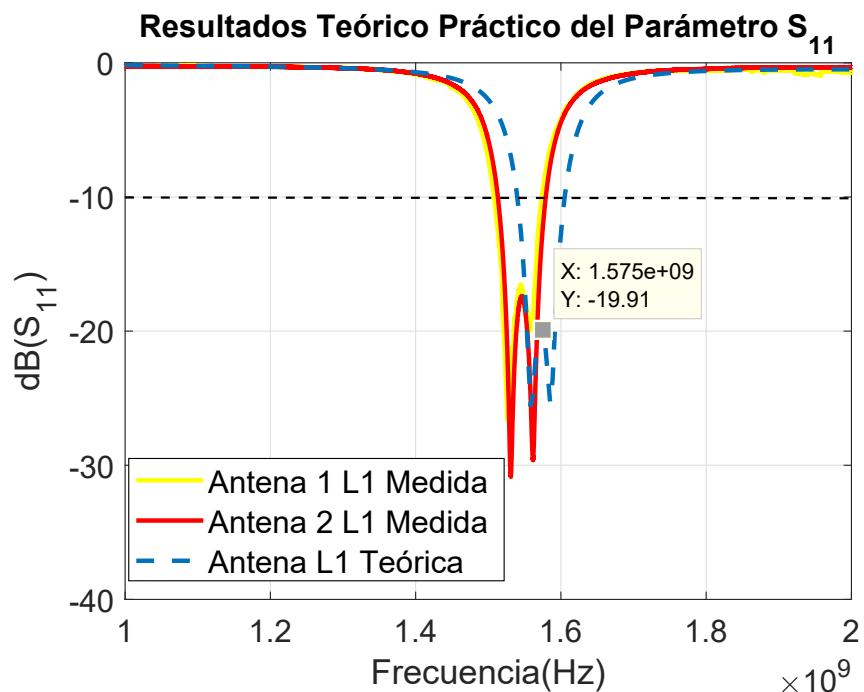


Figura 5.4: Medidas parámetros S_{11} Antenas L1

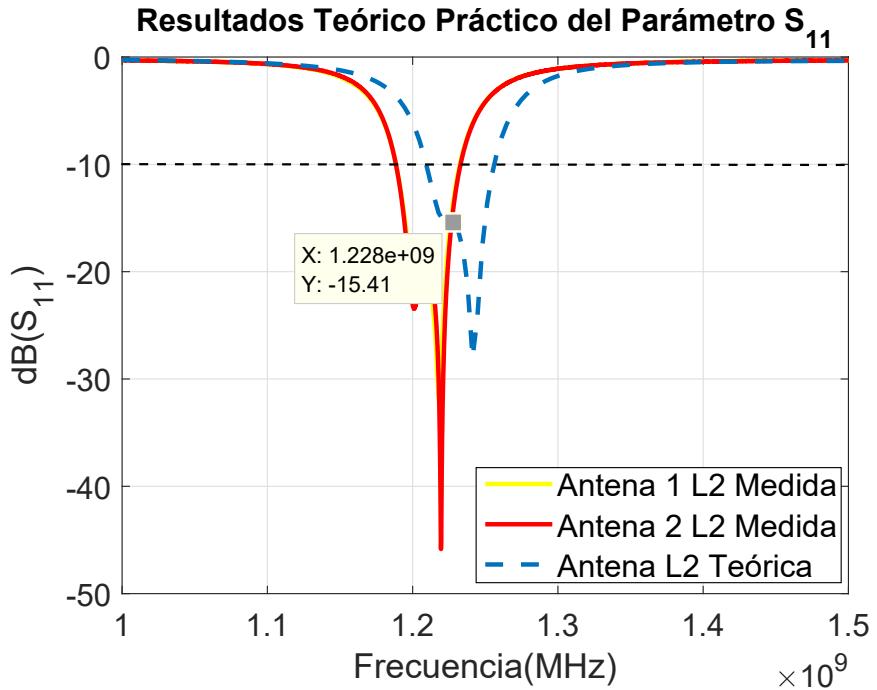


Figura 5.5: Medidas parámetros S_{11} Antenas L2

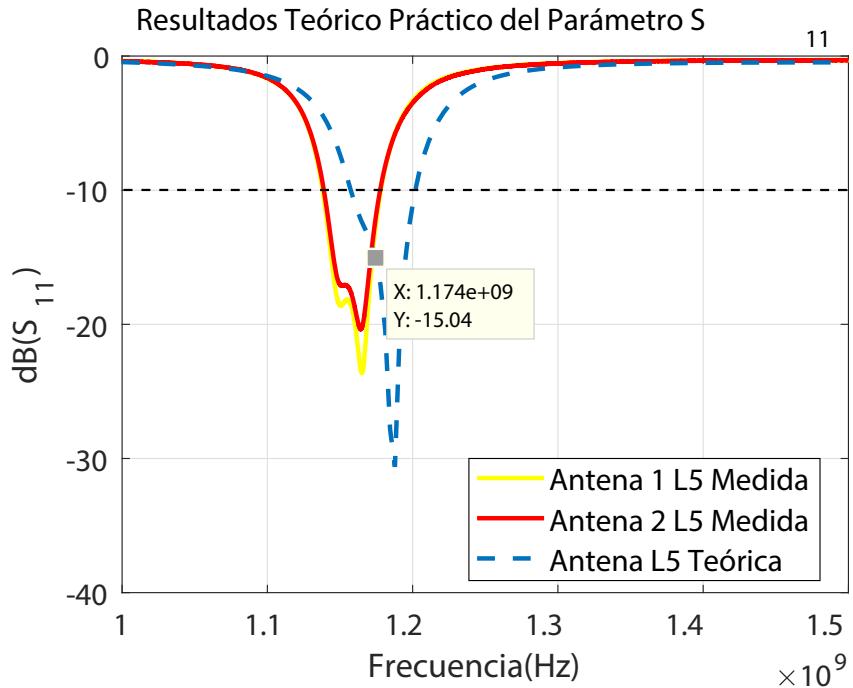


Figura 5.6: Medidas parámetros S_{11} Antenas L5

En las figura 5.4, 5.5 y 5.6 se puede observar que los prototipos de las antenas simples cumplen las especificaciones de diseño para los terminales GNSS pues en toda la banda de interés, el parámetro S_{11} es inferior a -10 dB.

Los factores a los que se asocian estas discrepancias son:

- Error en el modelo y la simulación debidas al método numérico. Con respecto al modelado, el modelo de conector incluido, son relativamente simple. Con respecto al método numérico, hay algún parámetro como el mallado que hacen inevitable que se cometa cierto error.
- El sustrato FR4 no tiene una constante dieléctrica bien caracterizada. Se proporcionara a una frecuencia baja y se extrae lo que produce el error.
- La fabricación del prototipo, medidas anteriores permiten $\epsilon_r=4.2$ y 4.4 pero es difícil precisar.

5.3.2. Antenas “L-Shape”

Las segunda medidas que se han realizado son para el prototipo de antena “L-Shape”:

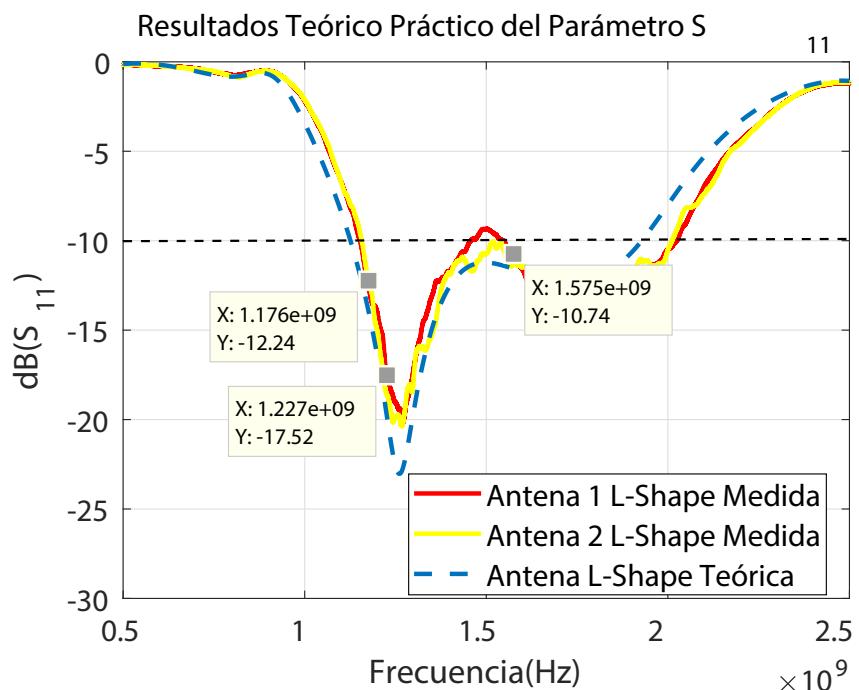


Figura 5.7: Medidas parámetros S_{11} Antenas “L-Shape”

En las figura 5.7 los prototipos de las antenas “L-Shape” cumplen las especificaciones para los terminales GNSS pues en toda la banda de interés el parámetro S_{11} es inferior a -10dB.

Como podemos observar en la figura 5.7 la medida de la antena “L-Shape” simulada se ajustan bastante bien a los dos diseños fabricados, se corrigió un poco el efecto de la ϵ_r .

5.4. Medidas de los parámetros de antena en transmisión

Para los prototipos de antena simple y antena “L-Shape” se han realizado varias medidas para poder caracterizarlas, dichas medidas son Directividad, Ganancia y eficiencia por un lado y por otro lado la Relación Axial (esta medida solo se realizara para la antena “L-Shape”). Para llevar acabo estas medidas se ha montado el correspondiente esquema en la cámara anechoica del laboratorio de alta frecuencia, donde se usa un analizador de espectros y la SDR utilizada para procesar las señales de GNSS es la Digilent ZedBoard Zynq®-7000 ARM, con el modulo analógico AD-FMCOMMS2-EBZ. Adicionalmente se ha incluido un amplificador modelo ZHL-4240, que opera en régimen lineal para transmitir la señal y poder obtener más potencia en recepción.

5.4.1. Medidas básicas antenas

En primer lugar, se miden [4] la ganancia de las antenas, que se puede definir a partir de la directividad ($D(\theta, \phi)$) y la eficiencia de radiación (η_t) de la antena.

$$G(\theta, \phi) = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (5.1)$$

Ganancia

Para poder obtener la ganancia de las antenas, lo que se ha realizado es el calculo de la ecuación 5.2 de donde se despeja la ganancia, es importante siempre transmitir y recibir con la misma antena ya que sino tendríamos que aplicarle un coeficiente de desadaptacion, así que para simplificar los calculo se diseñaron de todos los modelos dos antena:

$$P_r = P_t - L_{cable} + G_{tx} + G_{Rx} - L_{EL} \quad G_{tx} = G_{rx} \quad (5.2)$$

P_r =Potencia recibida

P_t =Potencia transmitida

L_{cable} =Atenuación cable

G_{tx} = G_{rx} =Ganancia transmitida y Ganancia recibida

L_{EL} =Perdidas espacio libre

Despejamos las ganancias de la ecuación 5.2:

$$G = \frac{P_r - P_t + L_{cable} + L_{EL}}{2} \quad (5.3)$$

Directividad

Para el medida [4] de la directividad hemos utilizado la aproximación de angulo sólido equivalente para antenas muy directivas.

Lo primero que se ha realizado es el calculo del ancho de haz a 3dB en los dos planos principales, esto lo hemos conseguido fijando la antena de transmisión y girando la de recepción para proceder a hace la medida a 0° y 90° , ya que en antenas directivas, con un solo lóbulo principal y lóbulos secundarios de valores reducidos, se puede obtener una aproximación del valor de la directividad considerando que la radiación se produce de forma uniforme en un ángulo sólido definido por los anchos de haz a 3dB en dos planos principales de diagrama de radiación ecuación 5.3.

$$D \approx \frac{4\pi}{\Delta\varphi_{-3dB_{\parallel}} \cdot \Delta\varphi_{-3dB_{\perp}}} \quad (5.4)$$

Eficiencia

Para el calculo de la eficiencia solo tendríamos que despejar de la ecuación 5.1, ya que la ganancia y la directividad ya estarían calculadas.

5.4.2. Medida Relación Axial Antena dual

Para la medida de la Relación Axial se ha realizado un cambio de antena de transmisión por un dipolo, ya que la antena de transmisión para poder realizar la medida tenia que tener una polarización lineal y las antenas que se han fabricado son todas de polarización circular, después de haber elegido el dipolo, se realizaron dos medidas girando la antena de transmisión (dipolo) una medida a 0° y a la otra 90° , ya que así realizamos [4] una descomposición de polarización elíptica en dos polarizaciones Circulares a Derechas y Izquierdas, como se puede recordar en el Capítulo 3 sección 3.1.

Para esta medida, va a haber ciertas limitaciones. Por un lado, el diagrama de radiación del dipolo no es suficientemente directivo. Por otro lado, los absorbente funcionan adecuadamente a frecuencias superiores. Por ello, lo que se obtendrá es una cota de AR.

5.5. Resultado de las medidas de las antenas

Para los prototipos de antena microstrip simple y Dual “L-Shape”, se han realizado 3 medidas para los dos tipos de antenas diferentes y para la antena “L-Shape” también se ha realizado la medida de la Relación Axial.

5.5.1. Antenas microstrip simple

Para detallar los valores de la antena simple se ha hecho una tabla que indica la ganancia, la directividad y la eficiencia de cada uno de los parches en el angulo de máxima radiación, haciendo una comparativa de las señales simuladas y medidas.

Tabla 5.1: Tabla con parámetros medidos antena simple

Frecuencia	L1=1575.42 MHz	L2=1227.6 MHz	L5=1176.45 MHz
<i>Directividad(simulada)</i>	6.722dB	6.334dB	6.301dB
<i>Directividad(Medida)</i>	6.689dB	6.853dB	7.087dB
<i>Ganancia(Simulada)</i>	1.807dB	1.4205dB	1.032dB
<i>Ganancia(Medida)</i>	1.024 dB	0.876dB	0.3361dB
<i>Eficiencia(simulada)</i>	0.3224	0.32258	0.29723
<i>Eficiencia(Medidas)</i>	0.2708	0.25252	0.21130

Como se pueden comprobar en la tabla 5.1 las medias obtenidos son muy semejantes a las simuladas, aunque se ha podido comprobar que se ha producido un desapuntamiento del lóbulo principal de las antenas, esto puede ser debido a que la antena no estaba enfocada en el punto de máxima radiación de la antena receptora debido a una posible limitación mecánica.

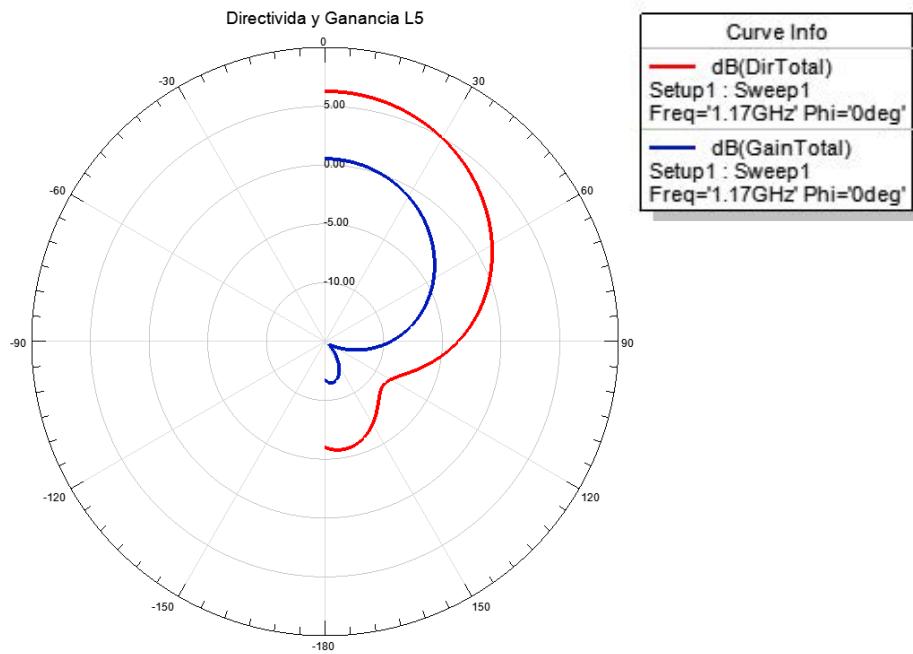


Figura 5.8: Directivid y Ganancia para la antena L5

5.5.2. Antenas Dual “L-Shape”

La tabla 5.2 se muestran los valores de la antena Dual “L-Shape” que indican los resultado de las ganancias, directividades y eficiencia para cada una de las frecuencias.

Tabla 5.2: Tabla con parámetros medidos Antena “L-Shape”

Frecuencia	L1=1575.42 MHz	L2=1227.6 MHz	L5=1176.45 MHz
<i>Directividad(simulada)</i>	3.92dB	3.7009dB	3.69dB
<i>Directividad(Medida)</i>	3.8767dB	4.7292dB	4.743dB
<i>Ganancia(Simulada)</i>	3.5442dB	3.6140dB	3.1822dB
<i>Ganancia(Medida)</i>	-0.5716 dB	-0.4063dB	-0.827dB
<i>Eficiencia(simulada)</i>	0.9162	0.9801	0.8896
<i>Eficiencia(Medidas)</i>	0.3590	0.30651	0.27733

Las directividades obtenidas son muy semejantes a las simuladas. Respecto a la medida de la ganancia su resultado en comparación a lo simulado es mucho peor ya sea por la respuesta de la antena o por los materiales con los que se fabrico no serian los mas adecuados.

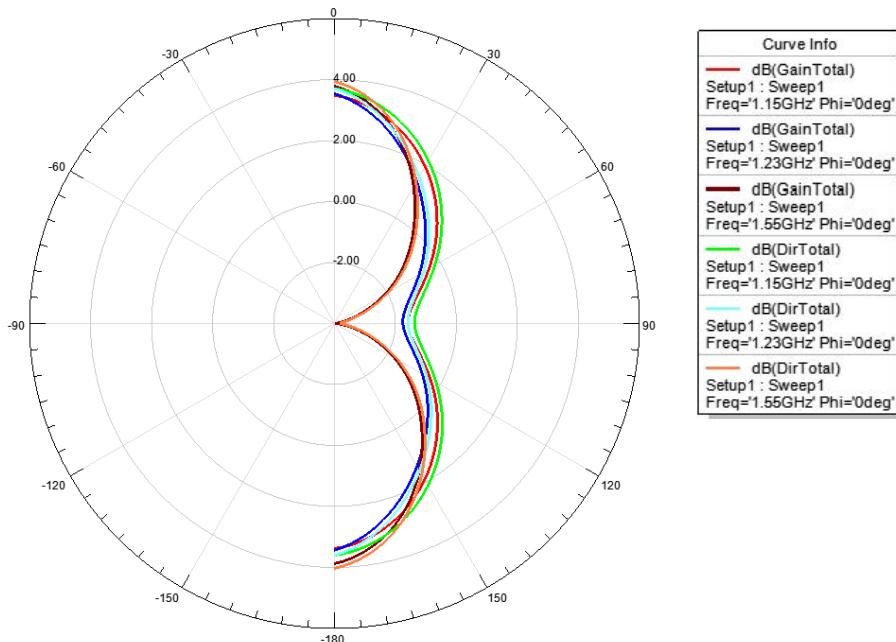


Figura 5.9: Directividad y Ganancia para la antena “L-Shape”

Para esta antena además de las medidas básicas también se ha medido la Relación Axial, se ha realizado una tabla para poder hacer la comparación más exacta de los datos simulados y medidos.

Tabla 5.3: Tabla de comparación con la medidas de la Relación Axial

Frecuencia	Relación Axial(Simulación)	Relación Axial(Medida)
L1=1575.42 Mhz	3.7283 dB	< 4.7477 dB
L2=1227.6 Mhz	3.1395 dB	< 6.6793 dB
L5=1176.45 Mhz	4.1134 dB	< 6.503 dB

En la tabla 5.3 la medida que más se aproxima a la simulación es la L1 ya que estaría en el límite justo de las especificaciones de diseño ya que la Relación Axial tenía que ser

menor de 3 dB. El efecto de la directivida del dipolo puede ser una de las consecuencias de que la medida no salga mejor posible o también puede ser debido a que la cámara anecoica esta fabricada para frecuencias más altas entonces para frecuencias más bajas no absorbe correctamente las señales. En cualquier caso, cuanto menor es, se verifica que tiene una es tendencia hacia la RHCP,

5.6. Medidas de señales GNSS con antenas microstrip

A continuación se mostraran la medidas al usar el escenario completo figura 5.10 que consta de las antenas fabricadas y la señales simuladas



Figura 5.10: Cámara anecoica utilizada para la medición de señal

5.6.1. Señales de GPS

En este apartado probaremos las señales de GPS para la antena dual “L-Shape” para luego poder comparar con los resultado de capítulo 4 donde caracterizábamos el circuito sin antenas.

Señal L1 GPS

A continuación vamos a caracterizar el esquema de la figura 5.10 con la señales GPS simuladas en el capítulo cuatro.

Vamos a comparar la señal transmitida (filtrada) y la recibida en la figura 5.11 y la señal en tiempo de la señal transmitida y recibida también figura 5.12.

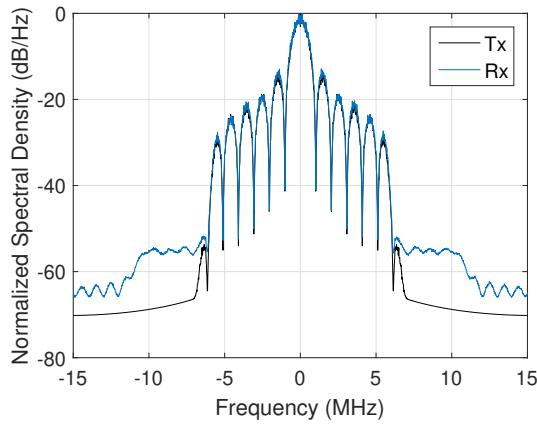


Figura 5.11: Transmisión y recepción L1 en frecuencia

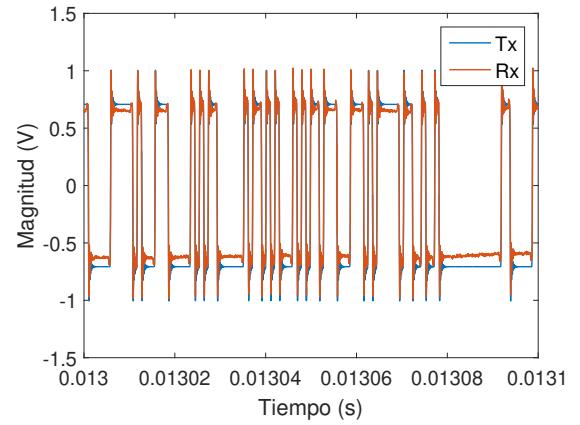


Figura 5.12: Transmisión y recepción L1 en tiempo

Se procederá a hacer una comparativa detallada tabla 5.4 de las mismas medidas realizadas en el capítulo 4 sin antenas solo con cable y las medidas con el esquema completo, también se harán esas mismas medidas para distintos ángulos para no solo hacer las medidas en el en 0° que sería en el máximo de la antena.

Tabla 5.4: Tabla de comparación de medidas L1

Frecuencia	L1=1575.42 MHz
LSD(lazo cerrado)	1.2454
LSD(Medidas)	2.3367
Correlación(lazo cerrado)	0.9956
Correlación(Medidas)	0.9951
Potencia(Medidas)	-23.12 dBm

Las medidas obtenidas tienen más distorsión ya que tenemos más ruido y reflexiones a lo que se le incluye el efecto de la antena.

Tabla 5.5: Tabla de las características del sistema más óptimas

Frecuencia L1=1575.42 MHz	LSD(dB)	Correlación	Potencia(dBm)
0°	2.3367	0.9951	-23.12
30°	2.6429	0.9945	-25.02
60°	4.1747	0.9938	-33.19

En la tabla 5.5 se puede comprobar, que cuando modificamos el ángulo de recepción de la antena la señal va empeorando y al ir empeorando la señal los parámetros se van alejando del óptimo.

Señal L5 GPS

La siguiente señal a caracterizar el esquema es la señal L5 GPS simuladas en el capítulo anterior.

En las figuras 5.12, tendremos la señal transmitida (filtrada) y la recibida en frecuencia y en la figura 5.13 la señal en tiempo de la señal transmitida y recibida.

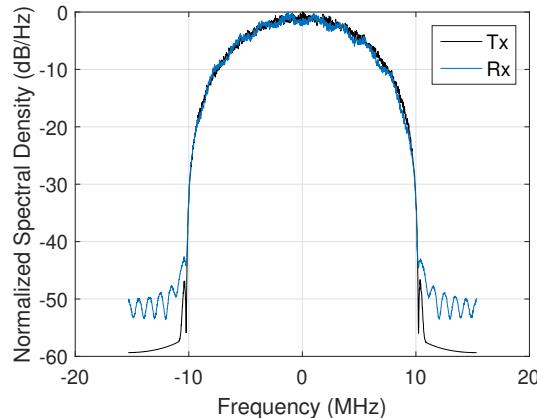


Figura 5.13: Transmisión y recepción L5 en frecuencia

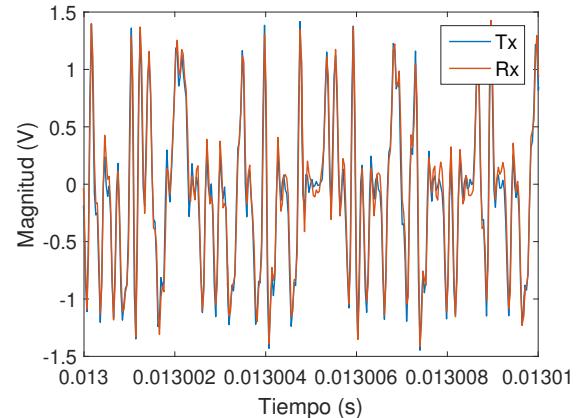


Figura 5.14: Transmisión y recepción L5 en tiempo

En tabla 5.6 de las mismas medidas realizadas en el capítulo 4 en lazo cerrado, sin antenas solo con cable y las medidas con el esquema completo, también se harán esas mismas medidas para distintos ángulos.

Tabla 5.6: Tabla de comparación de medidas L5

Frecuencia	L5=1176.45 MHz
LSD(lazo cerrado)	0.6621
LSD(Medida)	1.2568
Correlación(lazo cerrado)	0.9846
Correlación(Medida)	0.9808
Potencia(Medidas)	-23.7dBm

Como se pueden comprobar las medias obtenidas son muy semejantes a las simuladas, esto es producido por el porque ahora las medidas tienen más distorsión más ruido y más reflexiones.

Tabla 5.7: Tabla de las características del sistema más óptimas

Frecuencia L5=1176.45 MHZ	LSD(dB)	Correlación	Potencia(dBm)
0°	1.2568	0.9808	-21.23
30°	1.3203	0.9807	-21.61
60°	1.5325	0.9791	-23.7

Se puede comprobar que al modificar el angulo de la antena receptora la señal va disminuyendo su nivel y al tener menos nivel las medidas son cada vez peores tabla 5.7.

Señal L1 GPS Real

La ultima señal de GPS que vamos a caracterizar el esquema de la figura 5.8 con la señal real simuladas en el capítulo 4.

Se comprobara que las señales transmitidas y recibidas no tienen tan buenos resultados como las señales simuladas por el ordenador, las figura 5.15 representa la señal transmitida y recibida en frecuencia y la figura 5.16 representa las mismas señal anterior pero en tiempo.

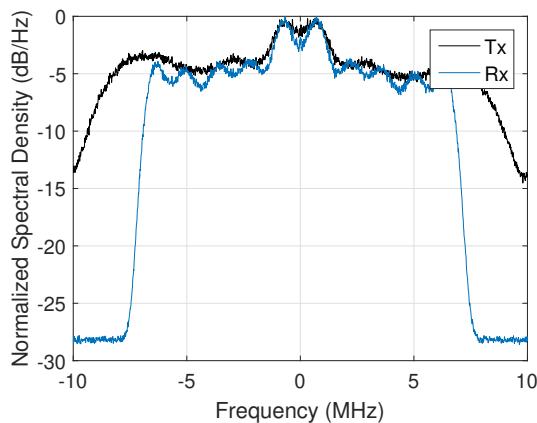


Figura 5.15: Transmisión y recepción Señal L1 real en frecuencia

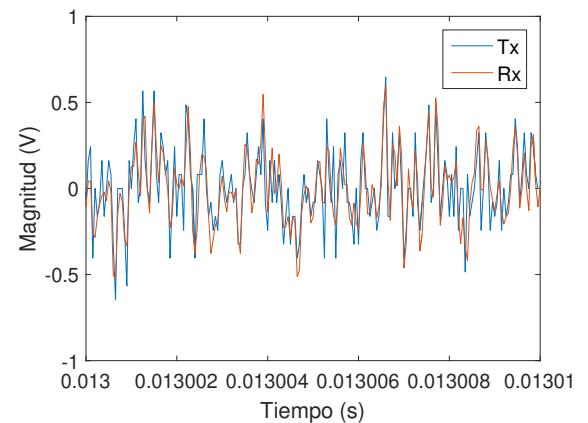


Figura 5.16: Transmisión y recepción Señal L1 real en tiempo

Se procederá a hacer una comparativa detallada tabla 5.8 de las mismas medidas realizadas en el capítulo 4 sin antenas solo con cable y las medidas con el esquema completo, también se harán esas mismas medidas para distintos ángulos para no solo hacer las medidas en el en 0° que sería en el máximo de la antena y ver cual sería el efecto provocado.

Tabla 5.8: Tabla de comparación de medidas L1 reales

Frecuencia	L1=1575.42 MHz
LSD(lazo cerrado)	1.7992
LSD(Medida)	2.434
Correlación(lazo cerrado)	0.8765
Correlación(Medida)	0.7087
Potencia(Medidas)	-57.06 dBm

Las medias obtenidas ya no son tan semejantes a las simuladas, ya que al utilizar una señal real y no es una señal tan ideal como las anteriores esta señal tiene una mayor

distorsión que las anteriores ya que tiene también aparte del ruido y las reflexiones, se le agregarían el efecto de multicamino y de efecto doppler a la señal.

Tabla 5.9: Tabla de las características del sistema más óptimas

Frecuencia E1=1575.42 MHZ	LSD(dB)	Correlación	Potencia(dBm)
0°	2.434	0.7087	-57.06
30°	2.652	0.6967	-59.65
60°	3.214	0.6901	-66.39

En la tabla 5.9 se refleja el efecto de cuando modificamos el angulo de recepción de la antena la señal va empeorando contra mayor angulo tenemos y eso repercutirá sobre los resultados de las medidas.

5.6.2. Señales de Galileo

Para este apartado se usaran las señales de Galileo para la antena dual “L-Shape” para luego poder comparándolas con los resultado de capítulo 4 donde caracterizábamos el circuito sin antenas.

Señal E1 Galileo

A continuación vamos a caracterizar el esquema de la figura 5.8 con la señal E1 de Galileo simuladas en el capítulo 4.

Se va a comparar la señal transmitida (filtrada) y la recibida en la figura 5.16 y la señal en tiempo de la señal transmitida y recibida también figura 5.17.

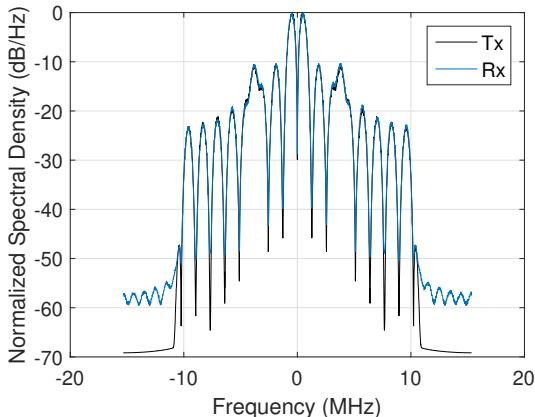


Figura 5.17: Transmisión y recepción E1 en frecuencia

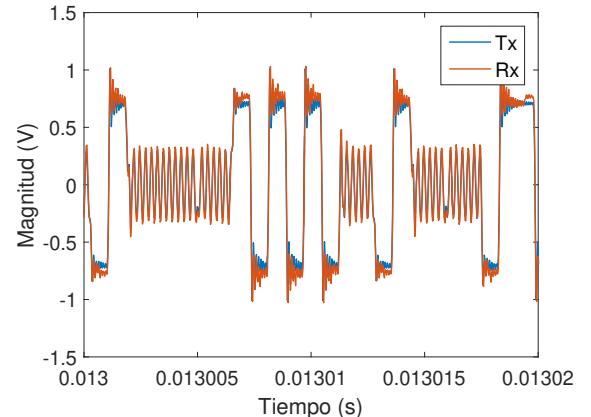


Figura 5.18: Transmisión y recepción E1 en tiempo

En la tabla 5.10 se muestra la comparación de las mismas medidas realizadas en el capítulo 4 pero con el nuevo esquema, las medidas se realizaran en 0° que seria en el máximo de radiación de la antena.

Tabla 5.10: Tabla de comparación de medidas E1

<i>Frecuencia</i>	<i>E1=1575.42 MHz</i>
<i>LSD(lazo cerrado)</i>	0.5859
<i>LSD(Medida)</i>	0.5943
<i>Correlación(lazo cerrado)</i>	0.9933
<i>Correlación(Medida)</i>	0.9780
<i>Potencia(Medidas)</i>	-18.89dBm

La medidas realizadas son muy semejantes a las del capítulo 4 ya que hay distorsión por los efectos del ruido y las reflexiones, pero aun así siguen siendo una medidas muy óptimas.

Tabla 5.11: Tabla de las características del sistema más óptimas

<i>Frecuencia E1=1575.42 MHZ</i>	<i>LSD(dB)</i>	<i>Correlación</i>	<i>Potencia(dBm)</i>
0°	0.5943	0.9786	-18.89
30°	0.7998	0.9782	-21.15
60°	1.1437	0.978	-24.89

Como podemos observar en la tabla 5.11 es muy importante para la recepción de una señal el angulo con la que la antena este recibiendo ya que como se aprecia contra mayor diferencia de ángulos hay entre la entena transmisora y receptora peores resultados se obtienen parar este proyecto en concreto.

Señal E5 Galileo

Por ultimo se caracteriza la señales de Galileo E5 simuladas en el capítulo 4 para el esquema de la figura 5.8.

Se comparara como en los apartados anteriores la señal transmitida y recibida en frecuencia figura 5.19 y la figura 5.20 que seria la mis pero en tiempo.

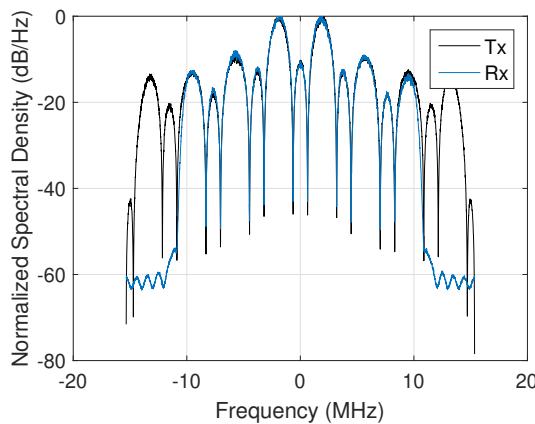


Figura 5.19: Transmisión y recepción Señal E5

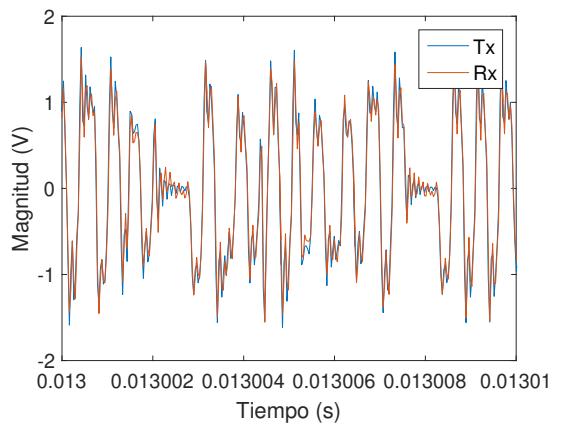


Figura 5.20: Transmisión y recepción Señal E5

De las mismas medidas realizadas que es capítulo 4 (en lazo cerrado), se procederá a comparar esas mismas con las medidas realizadas con las antenas tabla 5.12, después se realizaran giros de 30° en 30° para ver el empeoramiento de la señal respecto al angulo de recepción.

Tabla 5.12: Tabla de comparación de medidas E5

Frecuencia	E5=1176.45 MHz
<i>LSD(lazo cerrado)</i>	0.4028
<i>LSD(Medida)</i>	1.5584
<i>Correlación(lazo cerrado)</i>	0.9918
<i>Correlación(Medida)</i>	0.9906
<i>Potencia(Medidas)</i>	-22.8dBm

En la tabla anterior se ha comprobado que la señal tiene un pequeño empeoramiento frente a la señal en lazo cerrado ya que con el lazo cerrado no se llegaban a apreciar o no se tenían los efectos producidos por la distorsión como con las medidas de las antenas.

Tabla 5.13: Tabla de las características del sistema más óptimas

Frecuencia E5=1176.45 MHz	LSD(dB)	Correlación	Potencia(dBm)
0°	1.5584	0.9906	-22.8
30°	1.8849	0.9902	-25.41
60°	2.014	0.99	-29.32

Por ultimo se ha comprobado como al ir aumentando el angulo de 30° en 30° , la señal recibida va empeorando respecto en angulo de 0° que seria el de máxima radiación

Como conclusión, se han diseñado los dos tipos de antenas microstrip (parche rectangular y “L-Shape”), los resultados obtenidos han sido bastante satisfactorio en

todos los sentidos ya que uno de los elementos más importante que era la cámara anecoica no absorbía del todo bien las frecuencias menores de 10 GHz y aun con ese problema se han podido caracterizar correctamente los diseños de todas las antenas con las señales simuladas.

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

6.1. Conclusiones

A lo largo de este proyecto se ha estudiado las prestaciones de las antenas microstrip para señales GNSS. En primer lugar se han diseñado dichas antenas, los dos tipos de antenas con polarización circular para que resuenen en las bandas de GPS ($L1=1575.42$ MHz y $L5=1176.42$ MHz) y GALILEO ($E1=1575.42$ MHz y $E5=1176.42$ MHz) de Galileo. En el capítulo 3 las simulaciones mediante elementos finitos para los dos tipos de antenas cumplían con holgura las especificaciones del coeficiente $S_{11} \leq -10$ dB para toda la banda y también la Relación Axial $AR \leq 3$ dB. Sin embargo las antenas microstrip rectangulares fabricadas sufrieron un desplazamiento frecuencial respecto las diseñadas. A pesar de ello las antenas dieron muy buen resultado, puesto que seguían cumpliendo las condiciones de diseño exigidas.

Después de estudiar e identificar en el capítulo 4 los tipos de señales de GPS Y Galileo, se procedió a simular y generar las señales con el software SystemVue ya que es un entorno enfocado a distintas comunicaciones inalámbricas. Se escogió este software porque tenía implementado en sus librerías algunos ejemplos de los esquemas de las señales L1, L5, E1 y E5. Tras caracterizar y validar los resultados en la fase de simulación, se ha podido comprobar que las funciones que se implementaron en Matlab para después utilizarlas en el esquema final funcionaban correctamente. Durante el proceso de simulación se experimentó con diferentes tipos de filtros IIR, ya que la señal simulada muestreaba a una frecuencia superior de lo que muestreaba la SDR, produciendo el efecto de aliasing.

Antes de pasar a la caracterización del esquema completo con la antenas, se midió y comparó los parámetros S_{11} y la Relación Axial de los dos tipos antenas. Para ello

se utilizó el analizador de redes vectorial, se observó como las antenas microstrip rectangulares sufrieron un pequeño desplazamiento frecuencial, pero no era de gran importancia ya que la frecuencia central seguía estando dentro del ancho de banda de las tres antenas diseñadas. Para la antena de tipo “L-Shape” no hubo ningún desplazamiento frecuencial.

En cuanto a la caracterización de los parámetros básicos de las antenas, se utilizó la cámara anechoica para evitar distorsiones causadas por ruido o por reflexiones o incluso señales procedentes de otros terminales cercanos. Los resultados obtenidos en simulación frente a las medidas experimentales variaron ya que los sistemas reales no son ideales y aparecen efectos externos como por ejemplo ruido, reflexiones, limitaciones de los elementos de medidas. Los valores experimentales obtenidos son muy satisfactorios para alguno de los parámetros pero en algún caso como la ganancia de la antena “L-Shape” los resultados no han sido del todo lo bueno que se esperaba.

Aún así ambos cumplen los requisitos de diseño estándar mostrados en el capítulo 3. En cuanto al esquema completo de las señales y la antenas los resultados han sido muy semejantes a los de la simulación, ya que no había gran distorsión. Para las medidas con diferentes tipos de ángulos los resultados fueron los esperados, ya que es normal que al girar la antena receptora la señal empeore, pero aun así de mantenía en unos buenos margenes satisfactorios.

Como valoración personal de este Trabajo Fin de Grado, me gustaría recalcar la gran experiencia adquiridas al trabajar en un entorno de investigación. De cómo plasmar la teoría adquirida durante los años de grado, ver que hay un gran cambio de lo que es la teoría a lo que es la práctica. He convivido con buenos compañeros en un laboratorio, me han ayudado y animado cuando los resultados no eran los esperados, porque los resultados se tuercen, pero así se valora positivamente cuando las cosas que uno realiza dan buenos resultados. Esta etapa ha sido muy importante y complementaria de los conocimiento que ya tenía de mis estudios de ciclos formativos, ahora solo queda prepararme para un futuro que comenzará pronto.

6.2. Líneas Futuras

Según lo visto en este proyecto, se podría hablar de dos líneas futuras: Una de ellas sería sobre las antenas para terminales GNSS y la caracterización de señales reales GNSS

Respecto la antenas:

La compactación de la antena dual-band, aplicando métodos de miniaturización

como puede ser usando fractales o usando sustratos con Er y tangente de perdidas mejores. La utilización de estructuras con híbridos para conseguir mejores relaciones axiales.

Usar un modelado electromagnético.

Respecto las señales :

Realizar una adquisición y seguimiento de las señales.

Implementar métodos de estimación con SNR en recepción.

Aplicar Técnicas de procesado para mejorar la recepción, por ejemplo estructuras de diversidad.

Capítulo 7

Bibliografía

- [1] Departamento Teorica de comunicación. Sistemas de radionavegación por satelite. *Universidad de Alcala*, 2004.
- [2] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [3] A. Valero M.Ferrando. Aperturas en plano de masa. *Antenas*, 2005.
- [4] J. de Mingo. Elementos básicos de transmisión y recepcion radio. *Propagacion y medios de transmision*, 2013.
- [5] A.Hernández. Teoría basica de antenas. *Antenas*, 2014.
- [6] M.Acedo. Antenas microstrip con polarización ciruscular para sistemas de posicionamiento por satelite. Master's thesis, Universidad Autónoma de Barcelona, 2013.
- [7] T. Han L. Tseng. An evolutionary design method using genetic local search algorithm to obtain broad/dual-band characteristics for circular polarization slot antennas. *Antenas*, 2010.
- [8] K.Lee S. Yang, A.Kishk. Wideband circularly polarized antenna with l-shaped slot. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 2008.
- [9] B.Collisn X.Chen, C.Parini. *ANTENNAS FOR GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS*. WILEY, 2012.
- [10] https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/1_elhabt.html. Xilinx. *Xilinx*, 2013.
- [11] J.L.Huertas. Implementación de filtros discretos. *Sistemas Electronicos para el Tratamiento de la Información*, 2016.

- [12] Bo Wei and Jerry D Gibson. Comparison of distance measures in discrete spectral modeling. Master's thesis, S. M. U., 2001.
- [13] Eduard Bertran Albert. *Senales y sistemas de tiempo discreto*. Edicions UPC, 2003.
- [14] <http://sdr.ion.org/>. Institute of navigation. *INSTITUTE OF NAVIGATION*, 2009.
- [15] K.Lee S. Yang, A.Kishk. Analytical performance of cboc-modulated galileo e1 signal using sine boc. *IEEE*, 2010.

Anexos

Anexos A

Señales GNSS

A.1. Anexo A

Este capítulo presentará la estructura de la señal que transmite el satélite por el espacio, se analizaran cada componente de la señal GNSS por separado y veremos como todas ellas se engranan para forma la señal GPS que viaja por el espacio y es captada por el receptor.

A.1.1. La señal G está formada por los siguientes componentes

- **Frecuencia portadora:** Tiene la función de modular el mensaje de navegación y el código pseudolaleatorio. Tipicamente se utilizan en las frecuencias portadoras $f_{L1yE1}=1575.42$ MHz, $f_{L2}=1227.6$ MHz y $f_{L5}=1176.25$ MHz.
- **Mensaje de navegación:** Está compuesto por las efemerides y la información de reloj de los satélites.
- **Código pseudolaleatorio:** Independientemente para cada satélite, es su identificador. Típicamente se usa el código C/A y el código P.

A.2. La Frecuencia portadora

Los sistemas GPS utilizan tres bandas frecuenciales para transmitir la señal GPS, dependiendo de qué aplicación quiera usarse, se transmitirá en una o en varias de ellas. Las tres están ubicadas en la banda L de la región UHF (Ultra High Frequency) del espectro electromagnético. Las tres bandas frecuenciales están referenciadas por las nomenclaturas L1, L2 y L3 y derivan de una frecuencia común, utilizada por el oscilador atómico del satélite $f_o=10.23$ MHz. Concretamente, las bandas utilizadas en las que se encuentra cada frecuencia portadora son las siguientes:

- **L1**: Banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L1}=154*f_o=1575.42$ MHz, con una longitud de onda $\lambda \approx 19$ cm. Es utilizada para transmitir los códigos C/A, P y M.
- **L2**: Banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L2}=120*f_o=1575.42$ MHz, con una longitud de onda $\lambda \approx 24$ cm. Es utilizada para transmitir los códigos P, M y L2C.
- **L5**: Banda centrada en la frecuencia portadora $f_{L5}=115*f_o=1176.45$ MHz, con una longitud de onda $\lambda \approx 25$ cm. Es utilizada para transmitir el códigos Safety-of-Life signal.

A.3. Mensaje de navegación

El mensaje de navegación proporciona al receptor terrestre información para calcular dos parámetros clave del sistema GPS: permite determinar la posición del satélite visible y el tiempo de transmisión de la señal GPS. Está formado por la información de las efemérides y de reloj, entre otros parámetros. Ademas, también proporciona información auxiliar, como el estado de otros satélites, para facilitar una posible adquisición posterior. El mensaje de navegación se transmite utilizando una BPSK a 50 bps. Por tanto, está formado por los valores +1 y -1.

$$Tasa_{bit} = 50 bits/s \quad (A.1)$$

De esta manera, se transmite 1 bit cada 20 ms:

$$T_{bit} = \frac{1}{Tasa\ bit} = \frac{1}{50\ bits/s} \quad (A.2)$$

En cuanto a su estructura, el mensaje de navegación se transmite en tramas, también llamadas pagina, siendo la estructura del siguiente esquema (Fig.4.1):

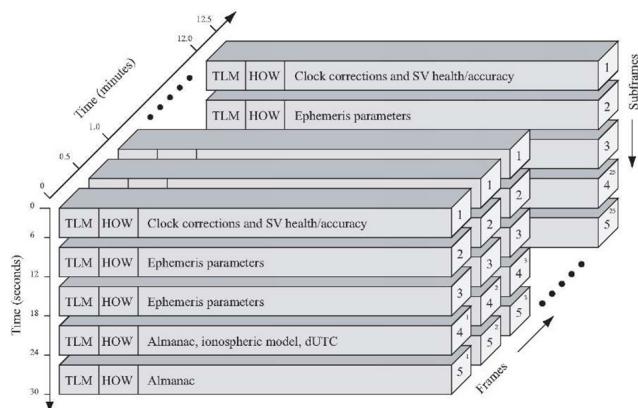


Figura A.1: Estructura general del mensaje de navegación

como observamos en el anterior esquema, para transmitir un mensaje de navegación completo se requiere 12.5 minutos, es decir 750 segundos. Ademas, atendiendo a la

duración de cada bit de navegación, se requieren 37500 bits:

$$Total\ de\ bits\ Mensaje\ Navegacion = 750\ s \cdot \frac{1\ bit}{20\ ms} = 37500\ bits \quad (A.3)$$

Durante los 750 segundos se transmiten un total de 25 tramas, de duración 30 segundo y 1500 bits, a su vez cada trama está dividida en 5 subtramas, de 6 segundo y 300 bits cada una. Finalmente, cada subtrama está dividida en 10 palabras, cada una de ellas de 600 ms y 30 bits de duración (Tabla 4.1):

Tipo de Dato	Mensaje de Navegación	Duración Unitaria	Bits Unitarios
Trama	25	30 s	1500
Subtrama	25·5=125	6 s	300
Palabra	125·10=1250	600 ms	30

como podemos observar en la Fig.4.3, las dos primeras palabras de cada subtrama son las palabras TLM y HOW. A modo introductorio, la palabra TLM (TeLeMetry) está formada por una secuencia de 8 bits fija llamada preámbulo. La secuencia 10001011, sirve para que el receptor reconozca cual es el inicio de la subtrama y la palabra HOW (HandOver Word) permite al receptor pasar de un código C/A a un código P.

En cuanto a la organización del resto de las palabras de la subtrama, cada una de ellas transporta la siguiente información:

- **Subtrama 1:** Contiene el numero de semana Gps (La semana GPS es el número de la semana módulo 1024 transcurrido desde el 5 de enero de 1980), términos de corrección del reloj del satélite y esta subtrama se actualiza en cada nueva trama.
- **Subtrama 2 y 3:** Contiene las efemérides del satélite, compuesta por parámetros orbitales y las anomalías, para poder determinar la posición y esta subtrama se actualiza en cada nueva trama.
- **Subtrama 4 y 5:** Contiene información sobre el almanaque (efemérides con menor resolución) de todos los satélites para facilitar al receptor la posible adquisición de cada uno de ellos, parámetros de corrección ionosféricos y parámetros para relacionar

Ahora vamos a mostrar las bandas de frecuencias de los sistemas GPS y GALILEO.

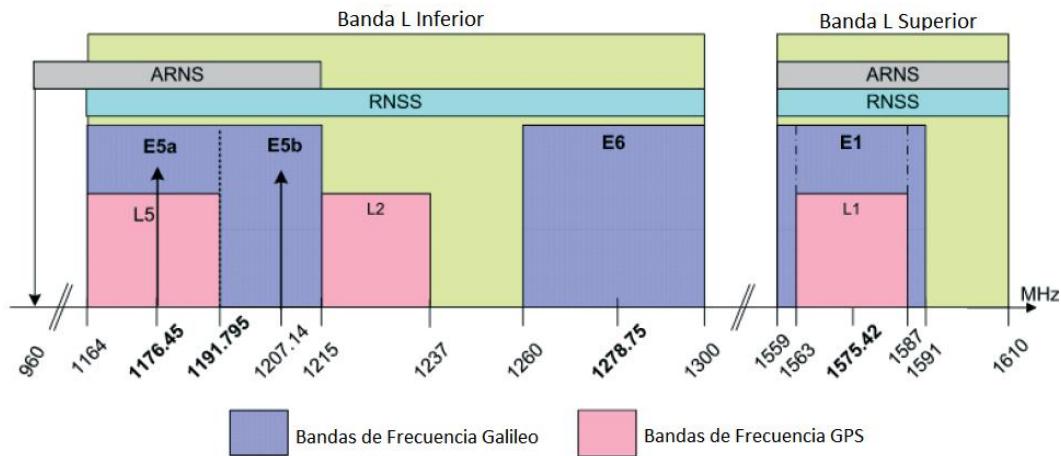


Figura A.2: Bandas de frecuencias GPS y GALILEO

Anexos B

Diseño de Antenas Microstrip

B.1. Anexo B

B.1.1. Antena L1

1. Diseño 1

En el diseño 1 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver en la Figura 3.4 es inferior a -10 dB , pero esta en una banda de frecuencias desplazada a L1 entonces la simulación con el diseño de la antena no satisfaría las especificaciones que queremos, aunque también es muy importante que la relación Axial como se explica en el capítulo 2 es otro punto importante ya que para la banda de frecuencia que se especifica para un buen diseño tendría que ser menor o igual de 3 dB y como podemos observar en la Figura 3.5 la relación axial en la banda de frecuencias que queremos no es la optima que se debe conseguir por eso optamos por modificar el diseño.

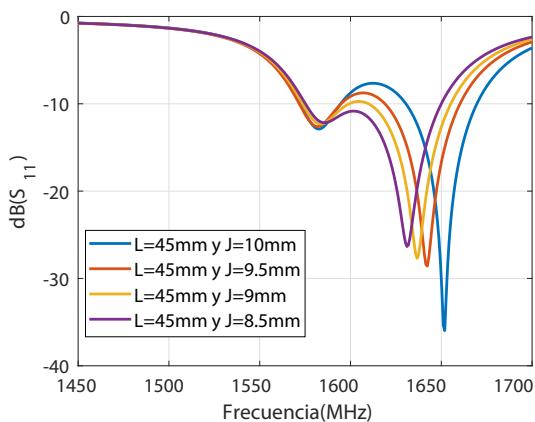


Figura B.1: Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con $L=45\text{mm}$.

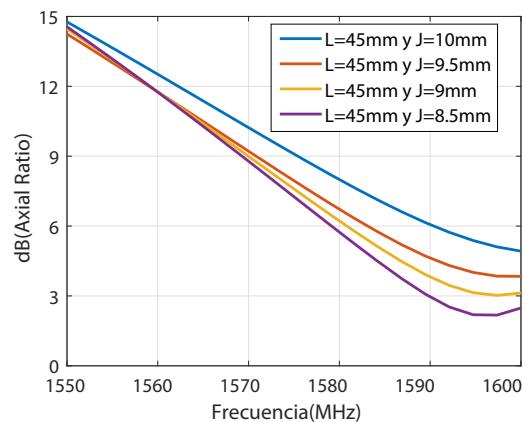


Figura B.2: Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con $L=45\text{mm}$.

2. Diseño 3

En el diseño 3 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB en muchos puntos de la simulación, pero como podemos observar en las banda de frecuencias esta por debajo de 1550.42 MHz que seria el limite de ancho de banda de la antena L1 y ademas el axial ratio también estaría por debajo de 3 dB en muchos puntos de la simulación pero para frecuencias mas bajas, es decir este diseño no seria apropiado para la antena L1

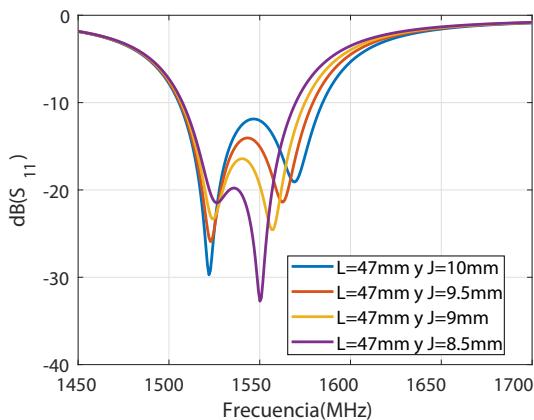


Figura B.3: Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con $L=47\text{mm}$.

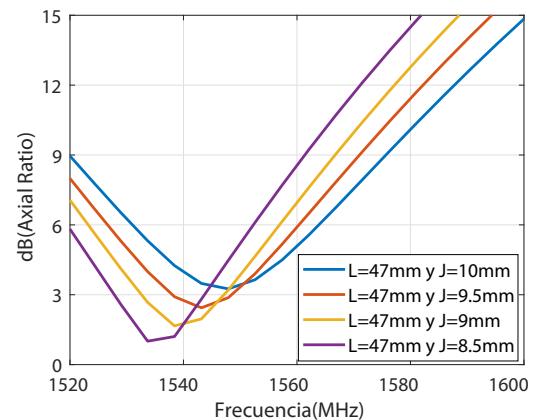


Figura B.4: Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con $L=47\text{mm}$.

3. Comparativa diseño final con el diseño 2

En este subapartado vamos a comparar los dos modelos el del diseño final y el del diseño 2 caso 4, para comprobar que se han mejorado las prestaciones de las antenas. Se observa la mejora del diseño final (color azul), ya que se ha obtenido mejores resultados tanto de los parámetros S_{11} y en la de relación axial son muy semejantes y a simple vista no podemos comprobar cual seria el mas exacto de los dos.

A continuación como en apartados anteriores usaremos la funciones de costes para poder observar y no a simple vista como se han mejorado los diseños de las antenas.

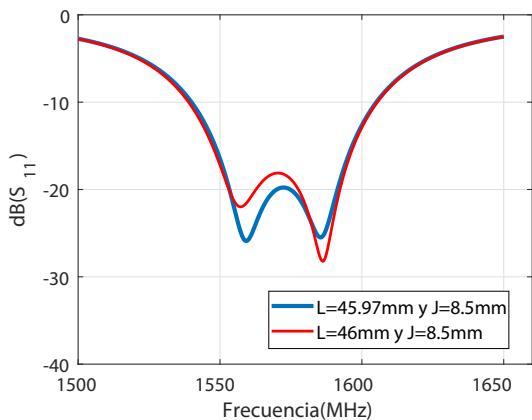


Figura B.5: Simulación de los parámetros S_{11} para comprobar la mejora entre las antenas.

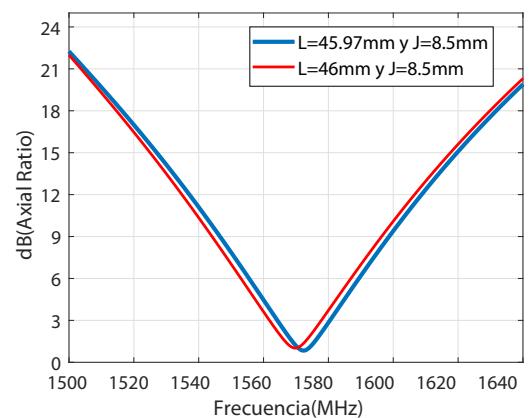


Figura B.6: Simulación del Axial ratio para comprobar la mejora entre las antenas.

– Función de costes

Como se observa no se podría sacar una resultado claro a simple vista, por eso usamos la función de costes para poder obtener un diseño mas eficiente.

Tabla B.1: Tabla comparativa con resultados de la función de costes

<i>Comparativa de diseños</i>	<i>K=0.6</i>	<i>K=0.25</i>	<i>K=0.15</i>	<i>TOTAL</i>
<i>Diseño Optimo L=45.97mm y J=8.5mm</i>	20.9920	7.3106	5.3062	33.6087
<i>Diseño 2 L=46mm y J=8.5mm</i>	20.4024	6.8396	5.0523	32.2943

En la tabla 3.4 observamos que el objetivo de mejorar el diseño ha sido satisfactorio, ya que tanto con la función de costes implementada como con la simulación por intervalos que nos proporciona el mismo simulador se ha conseguido optimizar el diseño.

Mediante la metodología de diseño aplicada para el diseño de la frecuencia L1, se han obtenido sendos diseños como veremos a continuación en sendos apartados.

B.1.2. Antena L2

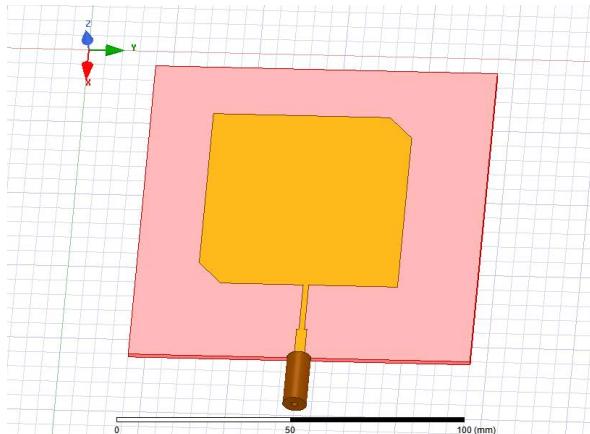


Figura B.7: Estructura completa antena L2 en HFSS

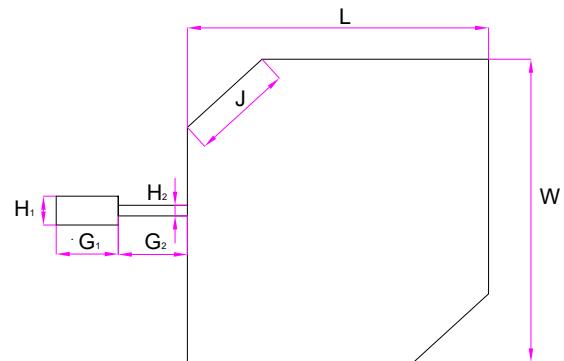


Figura B.8: Medidas del parche para antena simple

En la tabla 3.5 se recogen la medida de los tres diseños propuesto, ya que teóricamente los resultados que nos proporcionaban los pasos teóricos anteriores no conseguía centrar del todo a la frecuencia de resonancia ya que había un desplazamiento en frecuencia.

Tabla B.2: Tabla con medidas para los diferentes diseños realizados

Antena L2	Diseño 1	Diseño 2	Diseño 3
L(mm)	58.2	58.6	59
W(mm)	58.2	58.6	59
J1(mm)	10	10	10
J2(mm)	9.5	9.5	9.5
J3(mm)	9	9	9
J4(mm)	8.5	8.5	8.5
G1(mm)	10	10	10
G2(mm)	15.3	15.3	15.3
H1(mm)	3	3	3
H2(mm)	1.6	1.6	1.6

1. Diseño 1

En el diseño 1 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB, pero esta en una banda de frecuencias desplazada a L2 entonces la simulación con el diseño de la antena no satisfaría las especificaciones que queremos, aunque también es muy importante que la relación Axial como se explica en el capítulo dos es otro punto importante ya que para la banda de frecuencia que se especifica para un buen diseño tendría que ser menor o igual de 3 dB y como podemos observar la relación axial en la banda de frecuencias que

queremos no es la optima que se debe conseguir por eso optamos por modificar el diseño.

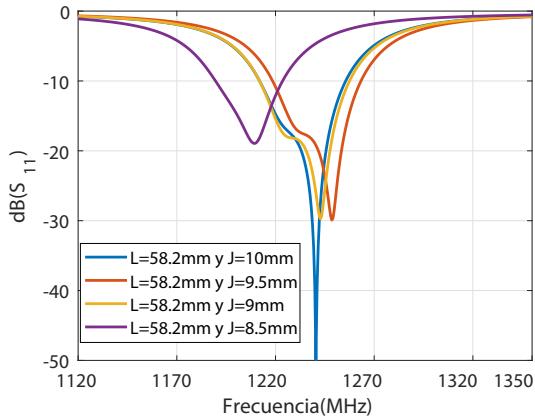


Figura B.9: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2

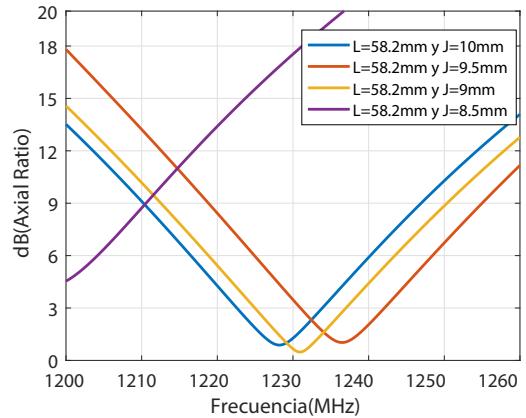


Figura B.10: Simulación del Axial ratio para antena final L2.

a) Diseño 2

En el diseño 2 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB para los 4 casos propuestos, con lo que el diseño 2 propuesto satisfaría las especificaciones iniciales ya que tanto como el ancho de banda de la antena L2 es 46.6 MHz y la medida del axial ratio como observamos para el ancho de banda que le corresponde a esta antena, en la banda de frecuencias de resonancia son menores iguales que 3 dB.

En esta antena para poder extraer mejores resultados para la mayor exactitud, aplicaremos nuestra función de costes, para poder determinar el diseño mas exacto de la antena como observaremos en el diseño final.

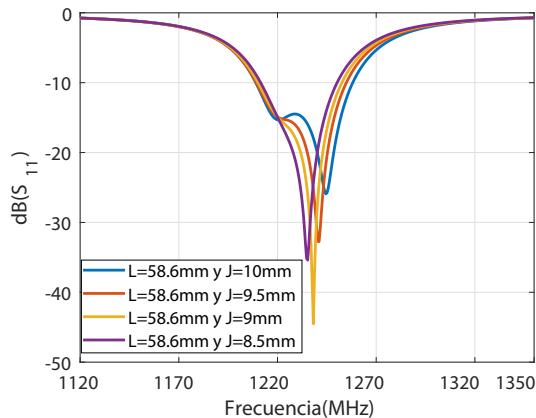


Figura B.11: Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con $L=58.6$ mm.

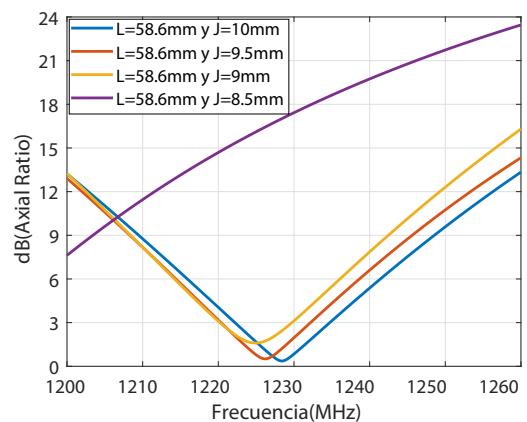


Figura B.12: Simulación del axial ratio para los diferentes valores de J con $L=58.6$ mm.

- **Función de costes** Utilizamos la función de costes ya que queremos conseguir los resultados con la mayor exactitud posible ya que a simple vista no se pueden observar.

Tabla B.3: Tabla con los resultados de la función de costes

Antena $L=46$mm	$K=0.6$	$K=0.25$	$K=0.15$	$TOTAL$
<i>Diseño 1 J=10mm</i>	17.2655	5.4534	3.8793	26.5981
<i>Diseño 2 J=9.5mm</i>	16.1002	5.4273	3.8702	25.3976
<i>Diseño 3 J=9mm</i>	13.6149	5.9660	3.5740	23.1549
<i>Diseño 4 J=8.5mm</i>	0	0.3924	0.7034	1.0957

En la tabla 3.6 se observa que el mejor diseño de todos seria el caso 1, ya que nos determina el mejor resultado respecto de los otros tres diseños, ya que el caso 1 es el mas optimo en relación de los dos parámetros fundamentales S_{11} y Axial ratio. Con la función de costes podemos limitar mucho el calculo y la influencia de cada parámetro para tener un diseño lo mas exacto posible.

b) Diseño 3

En el diseño 3 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB es muchos puntos de la simulación, pero como podemos observar en las banda de frecuencias esta por debajo de 1200 Mhz que seria el limite de ancho de banda de la antena L2 y ademas el axial ratio tambien estaría por debajo de 3 d en muchos puntos de la simulación pero para frecuencias mas bajas, es decir este diseño no seria apropiado para la antena L2

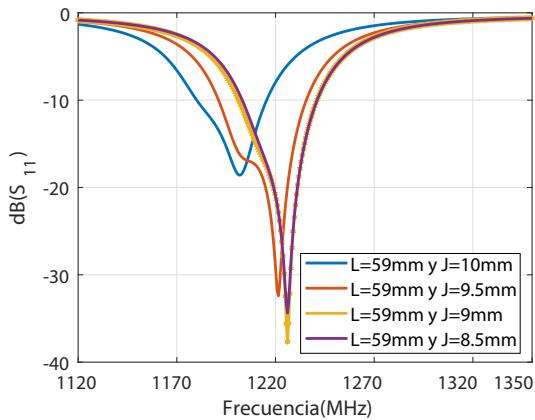


Figura B.13: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L2

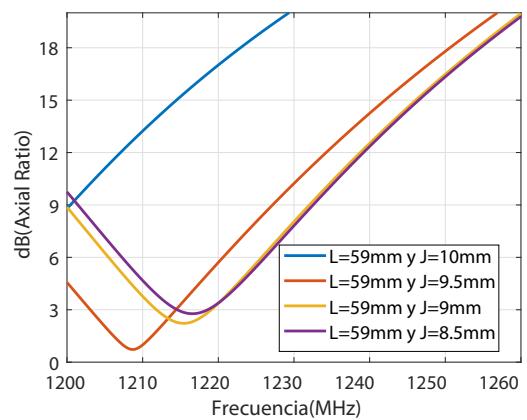


Figura B.14: Simulación del Axial ratio para antena final L2.

2. Comparativa diseño optimizado con el diseño 2

En este subapartado vamos a comparar los dos modelos el del diseño final y el del diseño 2 caso 4 para comprobar que se han mejorado las prestaciones de la antena. Se observa la mejora del diseño final (color azul), ya que se ha obtenido mejores resultados tanto de los parámetros S_{11} y en la de relación axial son muy semejantes y a simple vista no podemos comprobar cual seria el mas exacto de los dos.

A continuación usaremos como en apartados anteriores la funciones de costes para poder observar y no a simple vista como se han mejorado los diseños de las antenas tabla 3.8.

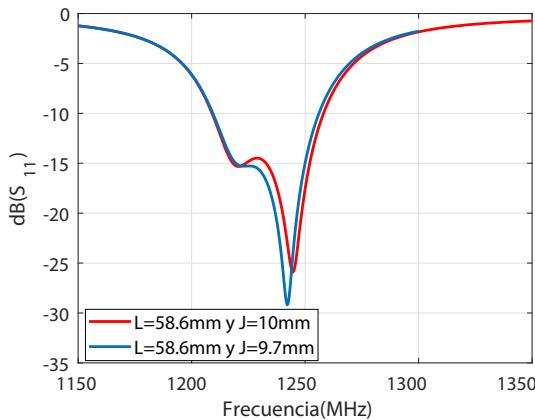


Figura B.15: Simulación del los parámetros S_{11} para comprobar la mejora entre las antenas.

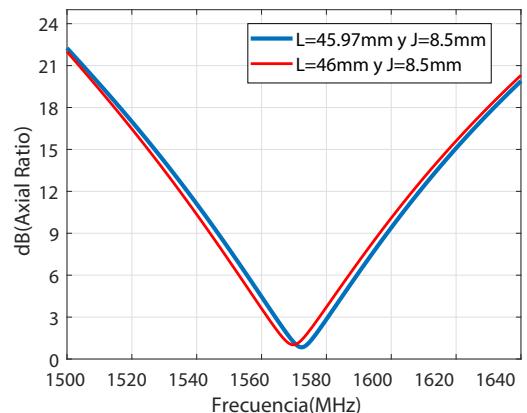


Figura B.16: Simulación del axial ratio para comprobar la mejora entre las antenas.

– Función de costes

Como observamos no se podría sacar una resultado claro a simple vista, por eso usamos la función de costes para poder obtener un diseño mas eficiente.

Tabla B.4: Tabla con los resultados de la función de costes

<i>Comparativa de diseños</i>	<i>K=0.6</i>	<i>K=0.25</i>	<i>K=0.15</i>	<i>TOTAL</i>
<i>Diseño Optimo L=58.6mm y J=9.7mm</i>	18.1398	5.897	4.0976	28.1346
<i>Diseño 2 L=58.6mm y J=10mm</i>	17.2655	5.4534	3.8793	26.5981

En la tabla 3.8 observamos que el objetivo de mejorar el diseño ha sido satisfactorio, ya que tanto con la función de costes implementada como con la simulación por intervalos que nos proporciona el mismo simulador se ha conseguido optimizar el diseño.

B.1.3. Antena L5

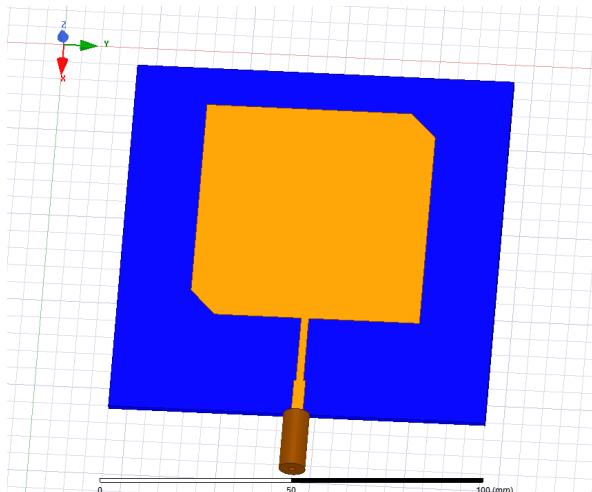


Figura B.17: Estructura completa antena L5 en HFSS

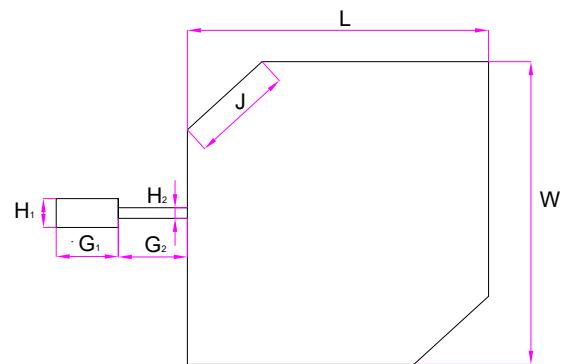


Figura B.18: Medidas del parche para antena simple

En la tabla 3.9 se recogen la medida de los tres diseños propuesto, ya que teóricamente los resultados que nos proporcionaban los pasos teóricos anteriores no conseguía centrar del todo a la frecuencia de resonancia ya que había un desplazamiento en frecuencia.

Tabla B.5: Tabla con medidas para los diferentes diseños realizados

Antena L5	Diseño 1	Diseño 2	Diseño 3
L(mm)	61	61.2	61.4
W(mm)	61	61	61.4
J1(mm)	10	10	10
J2(mm)	9.5	9.5	9.5
J3(mm)	9	9	9
J4(mm)	8.5	8.5	8.5
G1(mm)	10	10	10
G2(mm)	15.3	15.3	15.3
H1(mm)	3	3	3
H2(mm)	1.6	1.6	1.6

1. Diseño 1

En el diseño 1 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB, pero esta en una banda de frecuencias desplazada a L5 entonces la simulación con el diseño de la antena no satisfaría las especificaciones que queremos, aunque también es muy importante que la relación Axial como se explica en el capítulo dos es otro punto importante ya que para la banda de frecuencia que se especifica para un buen diseño tendría que ser menor o igual de 3 dB y como podemos observar la relación axial en la banda de frecuencias que queremos no es la optima que se debe conseguir por eso optamos por modificar el diseño.

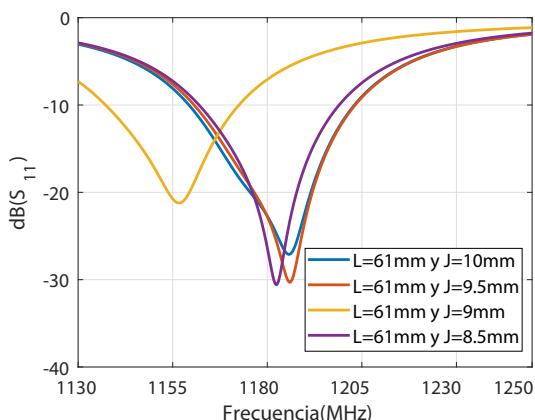


Figura B.19: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5

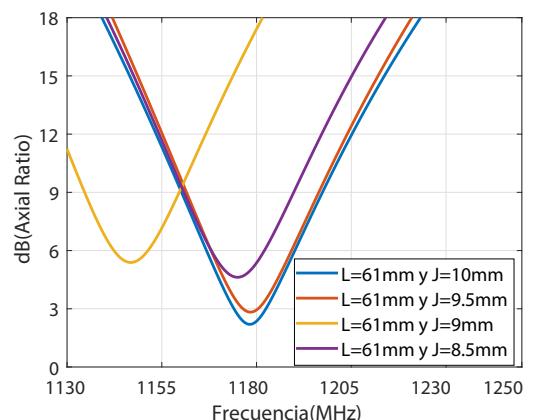


Figura B.20: Simulación del Axial ratio para antena final L5.

2. Diseño 2

En el diseño 2 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver, es inferior a -10 dB para los 3 de los 4 casos propuestos, con lo que el diseño propuesto

satisfaría las especificaciones iniciales ya que tanto como el ancho de banda de la antena 52 es 44.2 MHz y la medida del axial ratio como se observa el ancho de banda que le corresponde a esta antena en la banda de frecuencias de resonancia son menores iguales que 3dB.

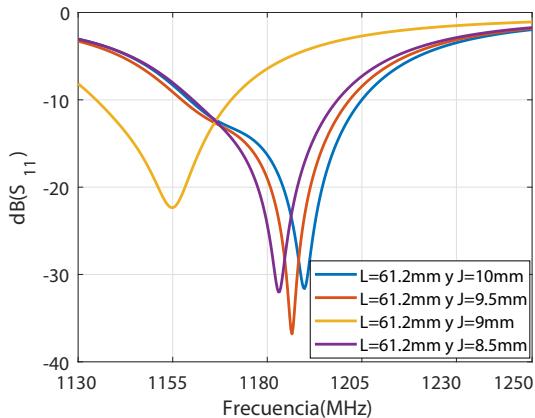


Figura B.21: Simulación del parámetro S_{11} para los diferentes valores de J con $L=61.2$ mm.

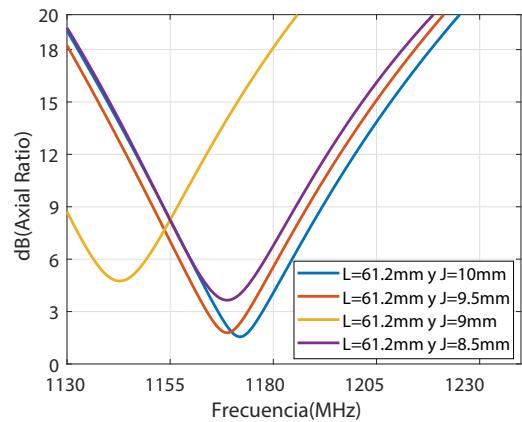


Figura B.22: Simulación del Axial ratio para los diferentes valores de J con $L=61.2$ mm.

Como se observa en las anteriores figuras para el caso 3 del diseño dos tiene un desplazamiento frecuencial ya que no resonaría para la frecuencia L5, así que ese caso se podría descartar visualmente aun así también lo hemos incluido en la función de costes como se observa a continuación.

- **Función de costes** Utilizamos la función de costes ya que queremos conseguir los resultados con la mayor exactitud posible ya que a simple vista no se pueden observar.

Tabla B.6: Tabla con los resultados de la función de costes

Antena L=61.2mm	K=0.6	K=0.25	K=0.15	TOTAL
Caso 1 J=10mm	15.4225	5.3034	3.7991	24.5250
Caso 2 J=9.5mm	16.9571	5.5818	3.9985	26.5373
Caso 3 J=9mm	0	0	0	0
Caso 4 J=8.5mm	0	2.1643	2.8211	4.0854

En la tabla 3.10 se observa el mejor diseño de todos sería el caso 2, ya que nos determina el mejor resultado de los otros tres diseños, ya que el caso 1 es el más óptimo en relación de los dos parámetros fundamentales S_{11} y Axial ratio, ya que gracias a la función de costes podemos limitar mucho el cálculo y la influencia de cada parámetro para tener un diseño lo más exacto posible.

3. Diseño 3

En el diseño 3 el comportamiento del parámetro S_{11} como podemos ver es inferior a -10 dB en muchos puntos de la simulación, pero como podemos observar las banda de frecuencias esta por debajo de 1176.45 Mhz que seria el limite de ancho de banda de la antena L5 y ademas el axial ratio también estaría por debajo de 3 d en muchos puntos de la simulacion pero para frecuencias mas bajas, es decir este diseño no seria apropiado para la antena L5.

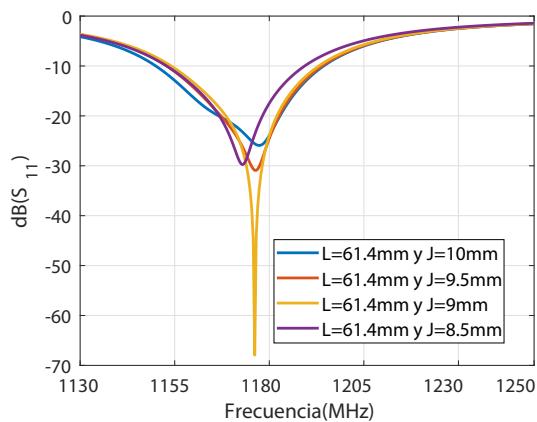


Figura B.23: Simulación del parámetro S_{11} para antena final L5

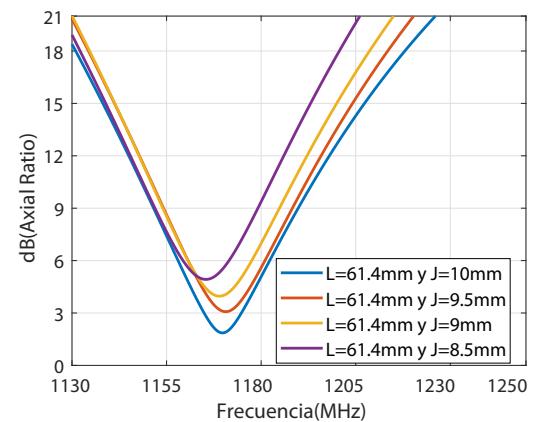


Figura B.24: Simulación del Axial ratio para antena final L5.

Anexos C

Señales Simuladas de GPS y Galileo

C.1. Anexo C

C.1.1. Señales GPS

Señal L1=1575.42 Mhz

vamos a mostrar en las siguientes figuras la señal transmisión y de recepción por separado ya que en el capítulo 4 solo se han representado la comparativa entre las dos.

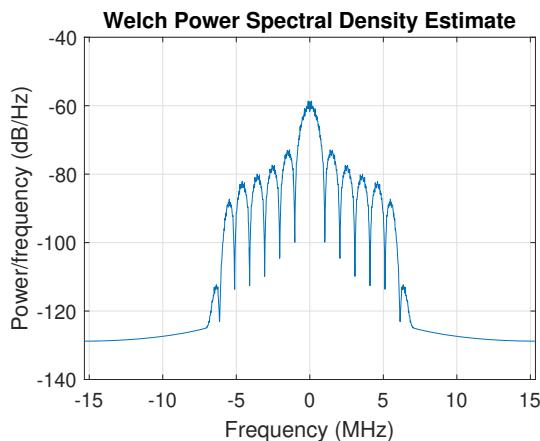


Figura C.1: Transmisión Señal L1

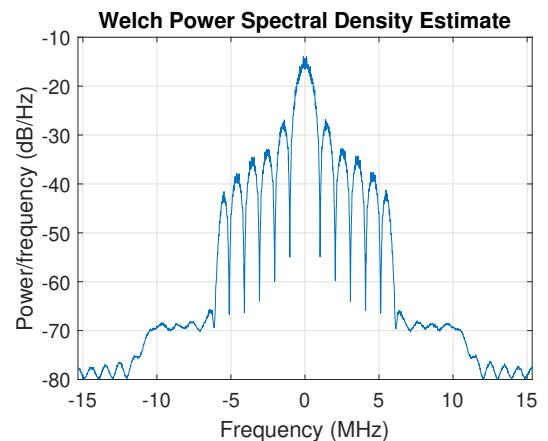


Figura C.2: Recepción Señal L1

Señal L5=1176.45Mhz

vamos a mostrar en las siguientes figuras la señal transmisión y de recepción por separado ya que en el capítulo 4 solo se han representado la comparativa entre las dos.

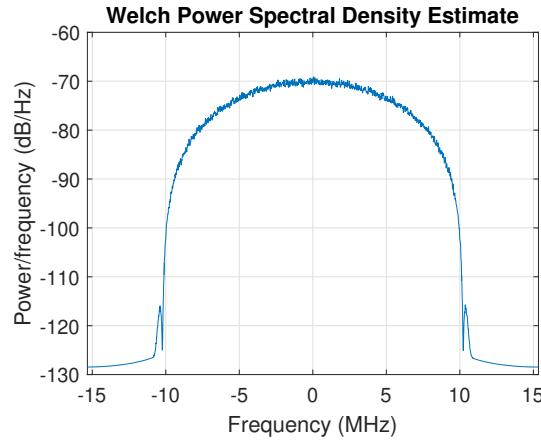


Figura C.3: Transmisión Señal L5

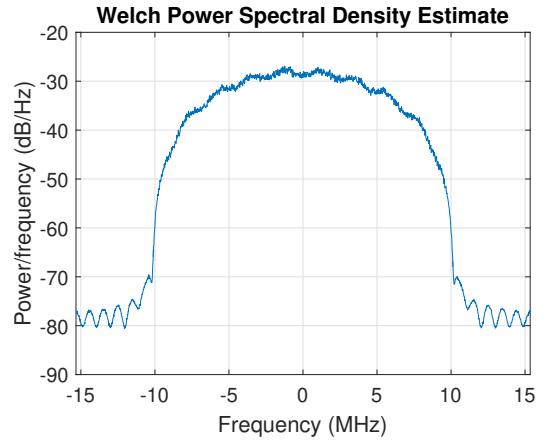


Figura C.4: Recepción Señal L5

Señal real L1=1575.42Mhz

vamos a mostrar en las siguientes figuras la señal transmisión y de recepción por separado ya que en el capítulo 4 solo se han representado la comparativa entre las dos.

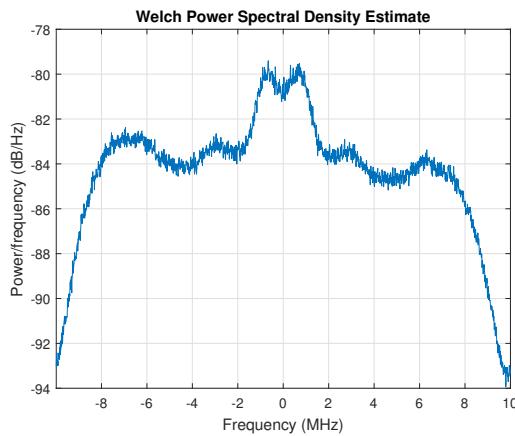


Figura C.5: Transmisión Señal real L1

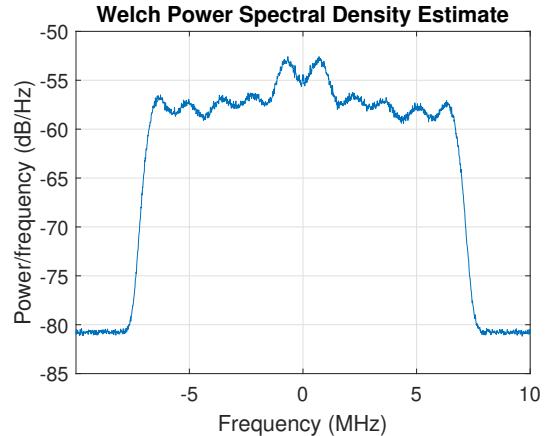
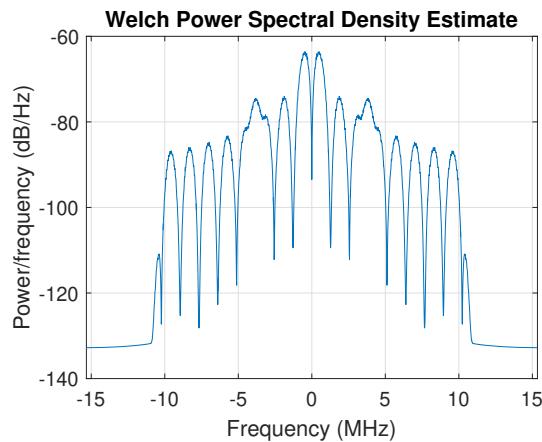
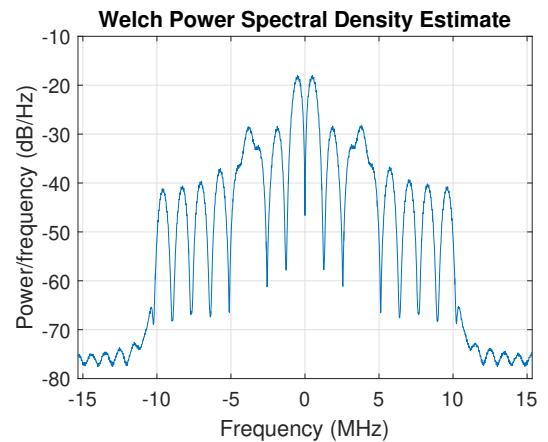


Figura C.6: Recepción Señal real L1

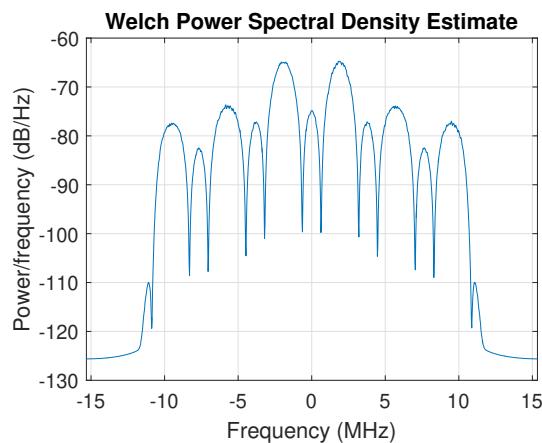
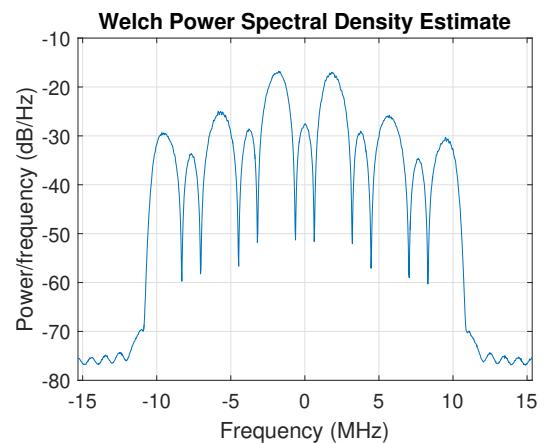
C.1.2. Señales Galileo

Señal E1=1575.42Mhz

Vamos a mostrar en las siguientes figuras la señal transmisión y de recepción de la señal de Galileo E1 por separado ya que en el capítulo 4 solo se han representado la comparativa entre las dos.

**Figura C.7:** Transmisión Señal E1**Figura C.8:** Recepción Señal E1**Señal E5=1176.45Mhz**

Vamos a mostrar en las siguientes figuras la señal transmisión y de recepción de la señal de Galileo E5 por separado ya que en el capítulo 4 solo se han representado la comparativa entre las dos.

**Figura C.9:** Transmisión Señal E5**Figura C.10:** Recepción Señal E5

Anexos D

Filtro Chebyshev II

D.1. Anexo D

Los filtros Chebyshev II, también conocidos como Chebyshev inversos o filtros Chebyshev de tipo II, son similares a los filtros Chebyshev exceptuando que los filtros Chebyshev tienen un rizo (onda) en la banda de detención y son planos en la banda de paso. Para los filtros Chebyshev II, se puede especificar la cantidad de atenuación (en decibelios) de la banda de detención. La respuesta de frecuencia característica en los filtros Chebyshev II en la banda de detención es de magnitud “equiripple”, en la banda de paso la respuesta de magnitud es monótonamente decreciente, y una respuesta de giro más aguda que los filtros Butterworth del mismo orden. El gráfico traza la respuesta de un filtro Chebyshev de pasabajo de diferentes órdenes.

La ventaja de los filtros Chebyshev II sobre los Butterworth es que los filtros Chebyshev II tienen una transición más fuerte entre la banda de paso y la banda de detención con un filtro de orden bajo. Esta diferencia se corresponde a un error absoluto mínimo y una velocidad de ejecución mayor. Una ventaja de los filtros Chebyshev II frente a los filtros Chebyshev regulares es que los filtros Chebyshev II tienen rizado (ondas) en la banda de detención en lugar de en la banda de paso.

D.1.1. Coeficientes filtro L1

Estos son los coeficientes del filtro L1 utilizado para filtrar la señal y que a muestrearla no se produzca el efecto de aliasing

<i>Numerador</i>	<i>Denominador</i>
0.020233220130478166143284113331901608035	1
0.14325704945264985945563296354521298781	1.173315362647040949184429337037727236748
0.499521513826273577674186299191205762327	2.202244683410244707744141123839654028416
1.116577552802545447718784998869523406029	1.783159714922179617246911220718175172806
1.76128035616881795100141516741132363677	1.547052025544126241385356479440815746784
2.042275552332717403203332651173695921898	0.838702016939336436607277391885872930288
1.76128035616881795100141516741132363677	0.405501273671594275604945778468390926719
1.116577552802545447718784998869523406029	0.134428331444043175357805353087314870209
0.499521513826273522163035067933378741145	0.033915642652542453416852907821521512233
0.14325704945264985945563296354521298781	0.005285002438254565899911074922101761331
0.020233220130478166143284113331901608035	0.000410883424883824917035052282088258835

D.1.2. Coeficientes filtro L5

Estos son los coeficientes del filtro L5 y E1 utilizado para filtrar la señal y que a muestrearla no se produzca el efecto de aliasing

<i>Numerador</i>	<i>Denominador</i>
0.026504963499053805	1
0.3002604898207259	5.577541951503342
1.6847545035018336	17.282324543748022
6.1859414794779726	37.112199269204261
16.581721620303423	60.599064719997919
34.329348161604393	78.695010446013697
56.69194189356601	83.357442987099247
76.09690592147436	73.008647180952934
83.855071276483443	53.193556368663849
76.09690592147436	32.236944209219125
56.691941893565996	16.154497426617045
34.329348161604386	6.610688651842052
16.581721620303423	2.1625915255879904
6.1859414794779726	0.54621712649751497
1.6847545035018339	0.10040193255007268
0.3002604898207259	0.011998490391320501
0.026504963499053805	0.00070251309069974263

D.1.3. Coeficientes filtro E5

Estos son los coeficientes del filtro E5 utilizado para filtrar la señal y que a muestrearla no se produzca el efecto de aliasing

<i>Numerador</i>	<i>Denominador</i>
0.050496788290899056	1
0.61006145455007754	6.9705290182331812
3.5595647720193169	24.779503309016704
13.282778564311153	58.415262689206834
35.404721742891908	101.04895231044965
71.335186371631536	134.90873507035982
112.16362498742005	142.88782894211761
140.08484286916428	121.7979420332388
140.08484286916428	84.00144716612553
112.16362498742005	46.769508742274205
71.335186371631536	20.813447948254069
35.404721742891908	7.2604213265805875
13.282778564311155	1.9196801521364111
3.5595647720193169	0.36290850928813001
0.61006145455007754	0.04383795764912693
0.050496788290899056	0.002549925627652301

Anexos E

Simulador HFSS

En este anexo se muestra una visión del simulador HFSS, obteniendo los datos a través del fabricante de la experiencia de uso [6]. High Frequency Structural Simulator, es un software comercial de Ansys creado para la resolución de estructuras electromagnéticas mediante el método de elementos finitos o de ecuaciones integrales. Es uno de las muchas herramientas comerciales para diseño de antenas y el diseño de complejos circuitos electrónicos de radiofrecuencia, tales como filtros o líneas de transmisión. El simulador también permite extraer parámetros de la matriz de dispersión (parámetros S, Y, Z), visualizar campos electromagnéticos en 3D (de campo cercano y de campo lejano) y generar modelos ANSYS Full-Wave SPICE que enlazan con simulaciones de circuitos. En los trabajos de integridad de señal se utiliza HFSS dentro de los flujos de diseño EDA establecidos para evaluar la calidad de la señal, incluyendo las pérdidas de señal, las pérdidas debidas a desajustes de impedancia, acoplado parasitario y radiación.

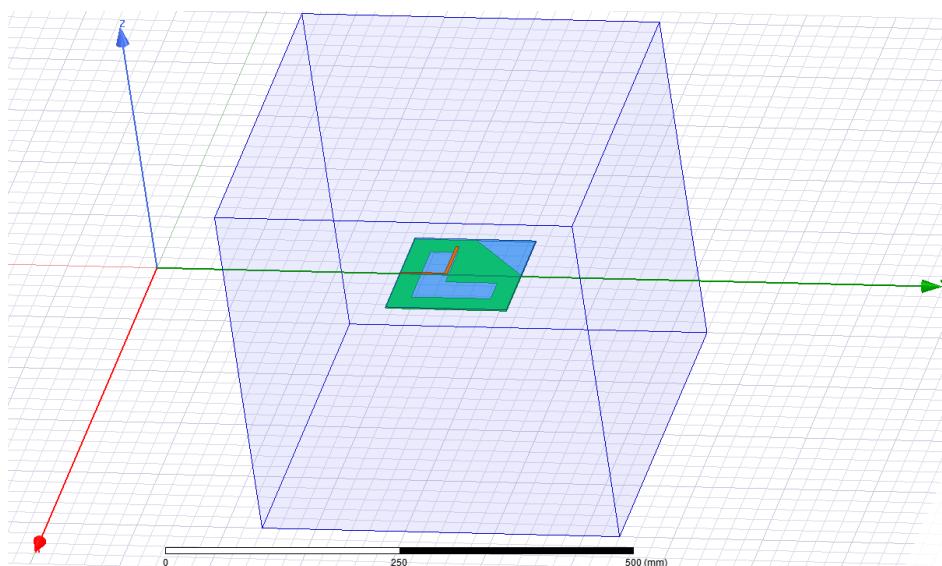


Figura E.1: Directividad y Ganancia para la antena L-Shape

Dentro de las peculiaridades propias de HFSS, cabe destacar el empleo conjunto del método integral y el método de elementos finitos, que nos permitirán un mallado adaptativo a nuestro problema dependiendo de su estructura, no teniendo que dedicarnos a buscar el mejor mallado previamente a las simulaciones. El método de los elementos finitos es empleado para el cálculo del mallado, y tal y como está implementado en HFSS consiste en una aproximación de la función de error mediante la discretización y muestreo de la función.

Para nuestras simulaciones, el programa se encarga entonces de simular los campos y establece un mallado que va siendo refinado de tal manera que los parámetros S converjan hasta un punto que nosotros podemos establecer en las opciones de simulación, siendo éste paso algo a tener en cuenta a la hora de las primeras simulaciones, donde unas condiciones relajadas permiten un mayor ritmo de simulaciones hasta aproximarnos a los valores que buscamos para nuestra antena, donde tendremos que aumentar la precisión. Podemos ver un ejemplo de esta modificación en la Figura E.2 y E.3 donde podemos ver los diferentes valores a introducir, como pasos de simulación, valor mínimo de la función de error, pasos en convergencia mínimos etc.

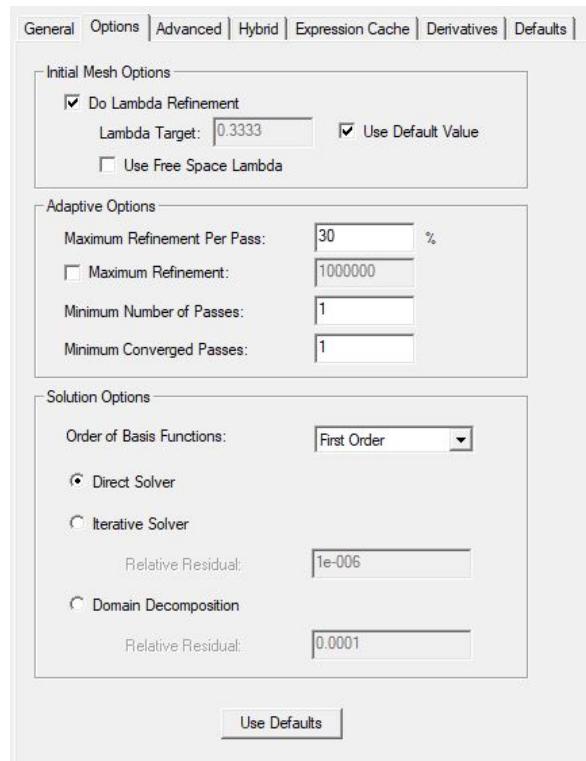


Figura E.2: Parámetros de Simulación HFSS

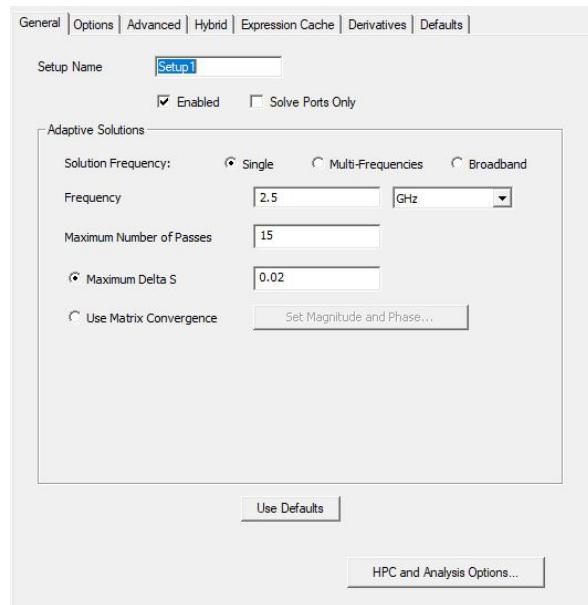


Figura E.3: Parámetros de Simulación HFSS

Vista esta peculiaridad del software pasaremos a un breve comentario de su interfaz y funcionalidades básicas, que serán ampliadas en los apartados correspondientes al diseño para una mayor comprensión de éste. En primera instancia cabe destacar la interfaz de HFSS, que se divide en una vista general del esquemático donde iremos modelando nuestro sistema, y una vista en árbol de los elementos que comprenden nuestro diseño, siendo divididos según su material y tipo, en la zona central. En la parte superior podemos ver una barra de herramientas con accesos directos a las funciones más empleadas, tales como operaciones booleanas con elementos, resolución de simulaciones, asignación rápida de materiales etc. Por último en la parte inferior de la ventana principal encontramos la ventana de progreso, donde veremos cómo evoluciona la simulación que llevemos a cabo, y la ventana de mensajes donde el simulador nos mostrará mensajes de carácter general sobre fallos, advertencias, cambios que impliquen una nueva simulación etc. Podemos ver una vista general de lo anterior en la siguiente Figura E.4

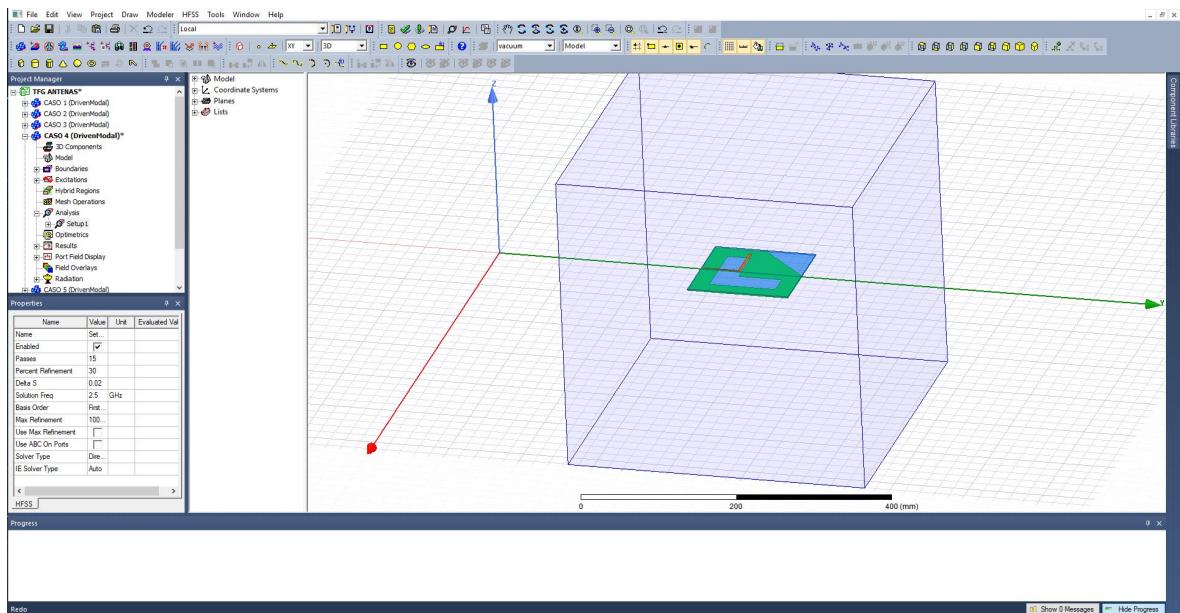


Figura E.4: Parámetros de Simulación HFSS

Para nuestros diseños, trabajaremos fundamentalmente con las opciones de trazar superficies rectangulares y objetos tridimensionales cúbicos. Una vez creados y posicionados los objetos, asignamos las condiciones de contorno necesarias, estas condiciones se pueden resumir en :

Perfect E: los elementos metálicos tales como líneas de alimentación, parches etc. se encuadran en elementos radiativos y se asocian a esta condición de contorno.

Radiation boundary : para el cubo de aire necesario para llevar a cabo las simulaciones definimos una frontera de radiación y la asociamos a la estructura.

Lumped Port: los puertos de nuestras antenas van en formato Lumped Port, que permite un estudio detallado de los parámetros S y son los más apropiados para tecnología microstrip. Añadidos los elementos, configuradas las fronteras y asignados los materiales de nuestro diseño, el paso final es definir una simulación para nuestra frecuencia, dando una frecuencia objetivo y un número de pasos de simulación en función de la precisión deseada, siendo interesante dar menos pasos al principio para ir aproximando el diseño rápidamente a donde deseemos sin perder tiempo en simulaciones largas, pudiendo aumentar la precisión a posteriori con los tamaños ya calibrados.