



UNIVERSIDAD PERUANA DE CIENCIAS APLICADAS

FACULTAD DE INGENIERÍA

PROGRAMA ACADÉMICO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Diseño e implementación de un sistema receptor para la estimación del
contenido total de electrones relativo(rTEC)

TESIS

Para optar grado académico de : Ingeniero Electrónico

AUTOR

Gómez Sócola, Josemaría (0000-0002-5818-6165)

ASESORES:

Salas Arriarán, Sergio (0000-0002-4445-3410)

Pacheco Josán, Edgardo (0000-0002-2131-4872)

Lima, Agosto 2017

Resumen

En el Radio Observatorio de Jicamarca(ROJ) se ha desarrollado un sistema receptor digital de señales de radiofrecuencia provenientes de satélites de baja orbita. Este receptor terrestre calcula la variación del Contenido Total de Electrones(rTEC, del ingles relative Total Electron Content) en la ionosfera que tal y como su nombre lo dice el rTEC esta relacionado al contenido total de electrones o densidad de iones en la ionosfera. Este sistema tiene la capacidad de obtener señales transmitidas desde nano satélites y satélites en general que cuenten con un payload específico. En un futuro el sistema receptor será capaz de captar las señales del transmisor del nanosatélite desarrollado por el ROJ. Las mediciones del rTEC obtenidas permitirán investigar la ionósfera ecuatorial y observar eventos y fenomenos de interés cuando se presenten irregularidades.

En el presente trabajo de tesis, se hará una descripción del sistema y se explicará cómo el sistema receptor determina el rTEC usando la técnica llamada Differential Doppler. Así mismo se mostrarán los resultados de detección del rTEC utilizando las señales de radio frecuencias transmitidas por satélites que se encuentran operativos como COSMOS, CAS-SIOPE y DMSP-F15.

Finalmente se mostraran las comparaciones de estos resultados con mediciones obtenidas por otro receptor del tipo analógico, las cuales presentan un alto índice de correlación.

Palabras Clave: Ionósfera, Differential Doppler, Total electron content (TEC), Radio Observatorio de Jicamarca.

Abstract

A radio beacon receiver system is being developed at the Jicamarca Radio Observatory. This ground-based receiver will be used to obtain ionospheric total electron content (TEC) over the Peruvian region by detecting satellite radio beacon signals. This work is part of a project that involves the development of a CubeSat radio beacon for ionospheric measurements. The receiver station will have the capability to obtain differential phase measurements from current operational satellite radio beacons and from the new CubeSat radio beacon developed at the Jicamarca Radio Observatory. Due to the proximity to the magnetic equator, the obtained TEC measurements will allow the investigation of the equatorial ionosphere which plays a significant role in the generation of irregularities such as the equatorial spread F.

Here, we present a description of the initial beacon receiver system design which is based on quadrifilar helix antennas, cavity filters, amplifiers and software-defined radio equipment. Initial simulations and tests of the different stages of the receiver system, including the algorithm for the data acquisition, will be shown. In addition, we will describe the design and tests of our cavity filters that show a better performance than commercial ones.

Finally, we will explain how the receiver system determinates the TEC in the ionosphere using the Differential Doppler technique and how multiples scientific satellites constellations like COSMOS and COSMIC help us to do our measurements. This receiver system instrumentation will add to the set of ground-based instruments already operating at the Jicamarca Radio Observatory and will provide a valuable data set for ionospheric research.

Key Words: Ionosphere, Differential Doppler, Total electron content (TEC), Jicamarca Radio Observatory.

*Al personal que labora en el Radio Observatorio de Jicamarca
Se agradece a INNOVATE Perú (<http://www.innovateperu.gob.pe/>) del Programa
Nacional de Innovacion para la Competividad y Productividad del Ministerio de la
Producción por el apoyo financiero de esta tesis como parte del proyecto Desarrollo de
Instrumentación para Nanosatélites y Mediciones Ionosféricas por Convenio No.
410-PNICP-PIAP-2014 con el Instituto Geofísico del Perú.
Así mismo, se agradece al Dr. Paul Bernhard por compartir y proporcionarnos los datos
para la validación de nuestros resultados de una de las estaciones del U.S. NAVAL
RESEARH LABORATORY (<https://www.nrl.navy.mil/>).
Finalmente, al Radio Observatorio de Jicamarca (<http://jro.igp.gob.pe/>) Sede Científica
del Instituto Geofísico del Perú por la oportunidad de desarrollar esta tesis.*

TABLA DE CONTENIDO

Resumen	I
Abstract	II
Introducción	XIV
I. Aspectos Introductorios	1
1. Generalidades	1
1.1. Situación problemática	1
1.2. Definición del problema	2
1.2.1. Problema ingenieril	2
1.3. Estado del arte	4
1.4. Justificación	6
1.4.1. Justificación ingenieril	7
1.4.2. Justificación tecnológica	7
1.4.3. Justificación económica	8
1.4.4. Justificación social	8
1.4.5. Justificación ambiental	8
1.5. Objetivos de la tesis	9
1.5.1. Objetivo general	9
1.5.2. Objetivos específicos	9
1.6. Descripción de la propuesta	9
1.6.1. Funcionamiento	10
1.6.2. Limitaciones	10
1.7. Factibilidad	10
1.7.1. Viabilidad técnica	10
1.7.2. Viabilidad económica	11
1.7.3. Viabilidad operativa	11
1.7.4. Viabilidad social	11

II. Marco Teórico	12
2.1. Atmósfera terrestre	12
2.1.1. Regiones ionosfericas	13
2.2. Propagación atmosférica	13
2.3. Dificultades de la propagación de ondas radioeléctricas	15
2.3.1. Interferencia electromagnética	15
2.3.2. Atenuación por distancia	15
2.3.3. Ruidos	15
2.3.4. Efecto Doppler	17
2.4. Distribución de los satélites	19
2.5. Contenido Total de Electrones (TEC) en la ionosfera	20
2.6. Sistema de Posicionamiento Global (GPS)	20
2.6.1. Cálculo del rTEC con la técnica Differential Doppler	21
2.7. Antena Quadrifilar Helicoidal	24
2.7.1. Modelo de impedancia de una QHA	25
2.8. Filtros Resonadores	26
2.8.1. Modelo de un filtro resonante analógico	27
2.9. Receptor digital	28
2.9.1. Medición de fases en un SDR	28
2.10. Procesamiento Digital de Señales (PDS)	30
2.10.1. Convertidores Continuo/Discreto (C/D) y teoría del muestreo	30
2.10.2. Conversión Analógico-Digital(A/D) y teoría de cuantización	33
2.10.2.1. Ruido de cuantización aditivo blanco	34
2.10.3. Submuestreo (Reducción de la tasa de muestreo por un factor entero)	35
2.10.4. Ventanas	37
2.10.5. Filtros Digitales FIR de fase Lineal	38
2.10.5.1. Diseño de filtros digitales de fase lineal por el método de las ventanas	39
2.10.6. Transformada Discreta de Fourier (DFT)	41
2.10.6.1. Transformada de Fourier de Tiempo Reducido	41
2.10.6.2. Propiedades de la DFT	43
2.11. Digital Down Converter (DDC)	43
2.12. Errores en la medición	44
III. Diseño e Implementación de Hardware	45
3.1. Cálculos de potencia de las señales recibidas	46
3.2. Diseño de Antenas Quadrifilares Helicoidales	48

3.2.1. Simulación del Campo Cercano	51
3.2.2. Simulación del Campo Lejano	52
3.2.3. Ancho de Banda e Impedancia	53
3.3. Selección de Amplificadores de Bajo Ruido (LNA)	54
3.4. Diseño de filtros pasa banda resonadores	57
3.5. Calculo de figura de ruido (FN)	61
3.6. Selección del equipo receptor SDR (USRP N200)	62
3.7. Diseño del gestor automático de energía	63
IV. Procesamiento de Señales y Software de Control	67
4.1. Parte 1 - Gestor de Archivos y Carpetas	67
4.1.1. Obtención de las efemérides y trayectorias Satelitales	69
4.2. Parte 2 - Adquisición de Señales	70
4.2.1. Acondicionamiento de la Estación pre-digitalización de señales.	70
4.2.2. Configuración de la digitalización de las Señales	71
4.3. Parte 3 - Validación de la información y Pre-Procesamiento de las señales	73
4.3.1. Validación de la información	74
4.4. Parte 4 - Procesamiento Final – Método Doppler Diferencial	79
V. Pruebas, Resultados y Conclusiones	88
5.1. Prueba sobre Antenas	88
5.1.1. Resultados de las Antenas Quadrifilares	92
5.2. Pruebas a los filtros PasaBanda	93
5.3. Pruebas sobre los Amplificadores de bajo ruido(LNA's)	97
5.4. Pruebas sobre los Amplificadores (Segunda etapa)	99
5.5. Pruebas al limitador de voltaje	99
5.6. Resultados del software de Control y Procesamiento	101
5.6.1. Adquisición de las señales	102
5.6.2. Pre-Procesamiento de las señales	103
5.6.3. Resultados	107
5.7. Comparación de Resultados	109
5.7.1. Estación Analógica del NRL	109
5.7.2. Validación de objetivos específicos y conclusiones	109
Anexo A	115
Anexo B	119
Anexo C	122

TABLA DE CONTENIDO

Anexo D	126
Anexo E	130

Índice de figuras

1.	Figura 1 Límite de la estratosfera a 60 Km, nubes de iones a los 350 Km de altura y Satélites ubicados a 1,000 y 20,000 Km de distancia.	2
2.	Figura 2 Probabilidad de los índices de centelleo (S_4 y σ_ϕ) para las bandas de satélites GPS L1(a), L2(b) y la nueva banda L5(c), para 3 zonas Jicamarca, Perú, Isla Asencion y Gakona Alaska.	3
3.	Figura 3 Esquema general de un Receptor Analógico.	4
4.	Figura 4 Diagrama del receptor Satelital Digital de doble frecuencia del Dr. M Yamamoto.	5
5.	Figura 5 Diagrama del receptor Satelital Digital de doble frecuencia del Dr. Juha Vierinen.	6
6.	Figura 6 Satélites Equipados con transmisores coherentes para estudios ionosféricos	7
7.	Figura 7 Mapa mundo, donde se indica el Ecuador magnético, el cual pasa por arriba del JRO(Perú)	8
8.	Figura 8 Capas Atmosféricas	13
9.	Figura 9 Perfil de Temperatura y Densidad de Iones	14
10.	Figura 10 Ruido de la Galaxia a lo largo de 1 día	16
11.	Figura 11 Señales de Radio Difusión, son atenuadas por obstáculos naturales	17
12.	Figura 12 Proyección de Velocidad sobre la línea entre satélite y receptor . .	18
13.	Figura 13 Ejemplo de información en formato TLE	19
14.	Figura 14 Existen Q ciclos de la señal entre el satélite y el receptor los cuales no son calculados	22
15.	Figura 15 Modelo de antena Quadrifilar Helicoidal de Media Vuelta	25
16.	Figura 16 Modelo de impedancia de la antena Quadrifilar Helicoidal	26
17.	Figura 17 Modelo de filtro resonador pasabanda	27
18.	Figura 18 Receptor Superheterodino en cuadratura, la suma de las componentes ha sido filtrada	29
19.	Figura 19 Esquema del Conversor C/D	30

20.	Figura 20 Efecto en el dominio de la frecuencia del muestreo en el dominio del tiempo	32
21.	Figura 21 Muestreo en la Tasa de Nyquist	33
22.	Figura 22 Señal y Ruido de Cuantización	34
23.	Figura 23 Señal y Ruido de Cuantización	35
24.	Figura 24 Modelamiento de un cuantizador	35
25.	Figura 25 Esquema del Submuestreo	35
26.	Figura 26 Ventana Rectangular	37
27.	Figura 27 Ventana Hanning	38
28.	Figura 28 Ventana Hamming	38
29.	Figure 29 Paso a paso del diseño de un filtro FIR	40
30.	Figura 30 Ejemplo de un espectro de amplitud Continuo	42
31.	Figura 31 Esquema del sistema receptor	46
32.	Figura 32 Esquema para el cálculo de distancias	47
33.	Figura 33 Diseño de QHA en Feko	51
34.	Figura 34 Patrón de Radiación Campo cercano 400 MHz	51
35.	Figura 35 Patrón de Radiación Campo cercano 150 MHz	52
36.	Figura 36 Ganancia en Diagrama Polar QHA 150 MHz	52
37.	Figura 37 Ganancia en Diagrama Polar QHA 400 MHz	53
38.	Figura 38 Impedancia de QHA 150 MHz	53
39.	Figura 39 Impedancia de QHA 400 MHz	54
40.	Figura 40 LNA de Advanced Receiver Research	56
41.	Figura 41 Características del Amplificador ZRL400	56
42.	Figura 42 ventana para diseño de filtros	59
43.	Figura 43 Ventana 2 para diseño de filtros	60
44.	Figura 44 Ventana siguiente para diseño de filtros	60
45.	Figura 45 Diseño de Filtro pasa banda 400 MHz	61
46.	Figura 46 Diagrama Receptor Antena y Amplificadores	61
47.	Figura 47 Equipo USRP N200 de Ettus Research	63
48.	Figura 48 Interfaz de entrada - TVRX2	63
49.	Figura 49 Esquema interno del USRP N200	64
50.	Figura 50 Esquema del diseño de la tarjeta de contro	64
51.	Figura 51 Esquema del diseño de la tarjeta de control 2	65
52.	Figura 52 Esquema del diseño de la tarjeta de control	65
53.	Figura 53 Esquema del diseño de la tarjeta de control 3	66
54.	Figura 54 Diseño de tarjeta para Control de estación	66

55.	Figura 55 Diagrama General de Flujo del Software de Control y Procesamiento	68
56.	Figura 56 Formato de información de la efemérides	69
57.	Figura 57 Archivo passes.txt	70
58.	Figura 58 Arquitectura Radio Definido por Software	71
59.	Figura 59 Diagrama de entrada/salida bloque Freq. Xlating FIR	74
60.	Figura 60 Espectro de amplitud de las señales simuladas de entrada y salida	75
61.	Figura 61 Espectro de amplitud de las señales simuladas de entrada y salidas multiples	75
62.	Figura 62 Análisis en frecuencia del efecto Doppler	76
63.	Figura 63 Espectrograma simulado en 3D de 400 MHz Pre-Procesados	77
64.	Figura 64 Espectrograma en 3D. de 150 MHz Pre-Procesados	78
65.	Figura 65 Análisis en frecuencia del efecto Doppler	78
66.	Figura 66 La información de 1 bin que proviene de la potencia máxima de cada 3 bins de los espectros originales	80
67.	Figura 67 La información de 1 bin que proviene de cada 8 bins de los espectros originales	81
68.	Figura 68 Vistas 3D de los espectrograma simulados y sobrepuestos para 150 MHz y 400 MHz	81
69.	Figura 69 Filtro angosto pasa banda sobre la señal satelital en un ínstate de tiempo T	83
70.	Figura 70 Filtro angosto pasa banda sobre la señal satelital	83
71.	Figura 71 Representación ideal del cálculo de diferencia de fases con el esca- lamiento a una misma frecuencia	85
72.	Figura 72 Transformada de Fourier de dos señales coherentes ingresadas al sistema de recepción	86
73.	Figura 73 Ejemplo de TEC calibrado en función del tiempo	87
74.	Figura 74 Antenas Quadrifilares Helicoidales	89
75.	Figura 75 Ampliación de Antenas Quadrifilares Helicoidales	89
76.	Figura 76 Índice de relación de onda estacionaria para antena de 150 MHz .	90
77.	Figura 77 Índice de relación de onda estacionaria para antena de 400 MHz .	90
78.	Figura 78 Carta Smith, Midiendo el helicoide más largo	91
79.	Figura 79 Carta Smith, Midiendo el helicoide más corto	92
80.	Figura 80 Medida Return Loss de la antena de 400 MHz	93
81.	Figura 81 Índice de relación de onda estacionaria	93
82.	Figura 82 Índice de relación de onda estacionaria	94
83.	Figura 83 Filtro Pasa Banda 150MHz	95
84.	Figura 84 Respuesta VSWRin del Filtro Pasa Banda 150MHz	95

85.	Figura 85 Respuesta en Frecuencia de Amplitud y Ancho de Banda del Filtro Pasa Banda 150MHz	95
86.	Figura 86 Filtro Pasa Banda 400MHz	96
87.	Figura 87 Respuesta VSWRin del Filtro Pasa Banda 400 MHz	96
88.	Figura 88 Respuesta en Frecuencia de Amplitud y Ancho de Banda del Filtro Pasa Banda 400MHz	96
89.	Figura 89 Respuesta del LNA con señal	98
90.	Figura 90 Respuesta del LNA con señal 400MHz	98
91.	Figura 91 Respuesta del Amplificador con señal 150MHz	100
92.	Figura 92 Respuesta del Amplificador con señal 400 MHz	100
93.	Figura 93 Diagrama de prueba para el limitador de voltaje	100
94.	Figura 94 Señal generada a 800 mVp que pasa a través del limitador de voltaje	101
95.	Figura 95 Señal generada a 2.5 Vpp que pasa a través del limitador de voltaje	101
96.	Figura 96 Espectograma del archivo generado por el USRP	102
97.	Figura 97 Espectograma del archivo preprocesado proveniente de 400MHz . .	103
98.	Figura 98 Espectograma del archivo preprocesado proveniente de 150MHz . .	104
99.	Figura 99 Espectrograma resultante de la cross-correlacion en amplitud . . .	105
100.	Figura 100 Ubicación de las frecuencias centrales para el filtro pasa banda .	106
101.	Figura 101 Ubicación de las frecuencias en el espectro de la señal de 150MHz	106
102.	Figura 102 Diferencia de fases original, el aporte del equipo y la diferencia de fases calibrada	107
103.	Figura 103 Resultado : Cassiope 8:11 PM LT	107
104.	Figura 104 Resultado : Cosmos 2407 5:49 PM LT	108
105.	Figura 105 Resultado :Cassiope 1:17 AM UT	108
106.	Figura 106 Tomografía realizada por la cadena de receptores de la NRL . . .	110
107.	Figura 107 Sistema Receptor Analógico para la detección de TEC	111
108.	Figura 108 Resultado del TEC relativo hallado por el sistema	111
109.	Figura 109 Resultado 2 del TEC relativo hallado por el sistema	112
110.	Figura 110 Resultado del TEC relativo hallado por el sistema y el TEC relativo hallado por la estación analógica	112
111.	Figura 111 Resultado del TEC relativo hallado por el sistema y el TEC relativo hallado por la estación analógica	113
112.	Figura 112 Objetivos e indicadores que miden cualitativamente el nivel de cumplimiento	114
A1.	Figura A1 Descripción de la línea 1 del TLE	117
A2.	Figura A2 Descripción de la línea 2 del TLE	117

D1.	Figura D1 Correlación de la Señal de GPS	127
D2.	Figura D2 Señal Satelital L1 multiplicada por otra generada localmente . . .	128
D3.	Figura D3 N ciclos de la señal entre el satélite y el receptor	128
D4.	Figura D4 Representación de Trayectorias de señales GPS L1 y L2	129
E1.	Figura E1 Resultados del diseño de los filtros resonadores	130
E2.	Figura E2 Resultados del diseño de los filtros resonadores mediante el software Ansoft SV	131
E3.	Figura E3 Diseño a Escala de la cavidad resonante a construir	131
E4.	Figura E4 Plancha de cobre y diseños de filtros a escala	132
E5.	Figura E5 Cortes de molde de la cavidad resonante	133
E6.	Figura E6 Cortado de láminas de la cavidad resonante	133
E7.	Figura E7 Perforado y doblado de las láminas de la cavidad resonante	134
E8.	Figura E8 Adecuación de los elementos resonantes, conectores y capacitores .	134
E9.	Figura E9 Adecuación de conectores y los puntos de alimentación	135
E10.	Figura E10 Filtro Resonante por dentro, sin base	135
E11.	Figura E11 Calibración del Analizador de Redes y Primeras mediciones . . .	136
E12.	Figura E12 Acercamiento de las mediciones del filtro resonante con cavidad abierta	136
E13.	Figura E13 Acercamiento de las mediciones del filtro resonante con cavidad cerrada	137

Índice de tablas

1.	Tabla 1 Tabla de Tipos de filtros FIR según el Número de términos(N) y la Simetría	39
2.	Tabla 2 Relación de los satélites y sus offsets correspondientes, datos obtenidos de Zarya	46
3.	Tabla 3 Pérdida de Potencia en función del ángulo de elevación y distancia al satélite	48
4.	Tabla 4 Requerimientos de Diseño: Antena Quadrifilar Helicoidal 400MHz . .	49
5.	Tabla 5 Requerimientos de Diseño: Antena Quadrifilar Helicoidal 150MHz . .	49
6.	Tabla 6 Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido 150MHz .	55
7.	Tabla 7 Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido	55
8.	Tabla 8 Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido	57
9.	Tabla 9 Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido	57
10.	Tabla 10 Requerimientos de diseño Filtro PasaBanda Frecuencia 400 MHz .	58
11.	Tabla 11 Requerimientos de diseño Filtro Pasa Banda Frecuencia 150 MHz .	58
12.	Tabla 12 Resultados de Diseño QHA 400 MHz	94
13.	Tabla 13 Resultados de Diseño QHA 150 MHz	97
14.	Tabla 14 Resultados de Filtro Pasa banda 400 MHz	97
15.	Tabla 15 Resultados de Filtro Pasa banda 150 MHz	99

Introducción

La ionosfera es la región de la alta atmósfera que contiene partículas con carga eléctrica que son los iones y electrones. Estas partículas cargadas son producidas por la ionización de la atmósfera neutra debido al impacto de la radiación solar ultra violeta y rayos X.

La ionosfera, para efectos prácticos, se considera localizada entre los 85 y los 2000 Km de altura y está compuesta por gases ionizados. La densidad máxima de la ionosfera se observa cerca a los 350 Km de altura y durante el día llega a densidades cercanas al orden de 10^6 cm^3 y durante la noche la densidad de electrones es del orden de 10^4 cm^3 . Esta región donde se observa la densidad máxima se llama la región F y la región entre los 100 a 160 Km de altura se denomina la región E.

En estas regiones existen muchos fenómenos físicos que no se comprenden en su totalidad, debido a la complejidad de las interacciones de los diferentes parámetros físicos que se relacionan con la alta densidad de electrones. Por ejemplo en la región F se ha detectado un fenómeno físico muy particular llamado fenómeno de la F dispersa (Spread F) que son burbujas irregulares de plasma que ascienden por la ionosfera hacia el exterior.

Estas burbujas de plasma forman irregularidades y perturbaciones que pueden provocar distorsiones o fluctuaciones en las señales electromagnéticas, pudiendo afectar a las señales de telecomunicaciones o de navegación por GPS. Por ello, es importante reconocer que el conocimiento de la ionosfera es fundamental para permitir el buen funcionamiento de vehículos aéreos-espaciales y de los servicios de comunicación que usan este medio.

El Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ), es la principal estación ecuatorial de la cadena de Radio Observatorios de dispersión incoherente (ISR por sus siglas del inglés Incoherent Scatter Radar) y es la más importante en el mundo para estudiar la ionosfera ecuatorial.

En el ROJ se realizan algunos estudios que tienen como finalidad caracterizar los comportamientos de algunos parámetros físicos del clima espacial. Uno de estos parámetros es el TEC el cual es un parámetro importante para describir el clima espacial y cuantifica la densidad de electrones entre dos puntos en el espacio. Se mide comúnmente en unidades de TECU, donde $1 \text{ TECU} = 10^{16} \text{ electrones/m}^2$.

Estas mediciones se realizan con los satélites del Sistema de Posicionamiento Global (GPS), sin embargo la baja resolución espacial y temporal obliga que muchos estudios se

realicen con satélites más pegados a la tierra o de baja orbita(LEO), los cuales permiten realizar mediciones más exactas de las perturbaciones y fenómenos ocurrentes en la ionosfera.

Capítulo I

Aspectos Introdutorios

1. Generalidades

En esta sección se abarcarán todos los detalles generales que conciernen el inicio y desarrollo de este proyecto.

1.1. Situación problemática

En el ROJ solo se mide el TEC, de las mediciones que proveen redes de receptores satélites como la red LOW IONOSPHERE SENSOR NETWORK (LISN) la cual se encuentra a cargo del Instituto Geofísico del Perú (IGP) y se extiende por sur América. Esta red se encuentra adquiriendo las señales transmitidas por satélites (GPS) que se encuentran a 20,000 Km de altura mediante receptores GPS en tierra. El problema reside en la baja resolución espacial que se tiene para investigar fenómenos en la ionosfera que se encuentran por debajo de los 1,000 Km. Para ello se deberán recibir señales de satélites de baja órbita (LEO), pues las mediciones de TEC antes mencionadas (con satélites GPS) tienen contribuciones de las capas atmosféricas superiores (véase Figura 1).

Algunos de los satélites de clima espacial que se encuentran hasta los 1,000 Km de altura tienen un payload o un sistema cargado que transmite señales en bandas VHF y UHF (Bernhardt and Siefring, 2016). Estas señales pueden ser recibidas por receptores medidores de TEC o rTEC.

Debido a que el ROJ no tienen este tipo de receptores, se pierden varias mediciones complementarias que se pueden hacer de esos satélites.

La no elaboración de estos receptores para el Instituto Geofísico del Perú, podría ralentizar los estudios realizados a la ionosfera ecuatorial y a los fenómenos (centelleos) que se desprenden de la alta ionización de esta (véase Figura 2) Pues escasearía la información

de la ocurrencia de estos fenómenos, sus propiedades y efectos que tienen sobre las señales satélites.

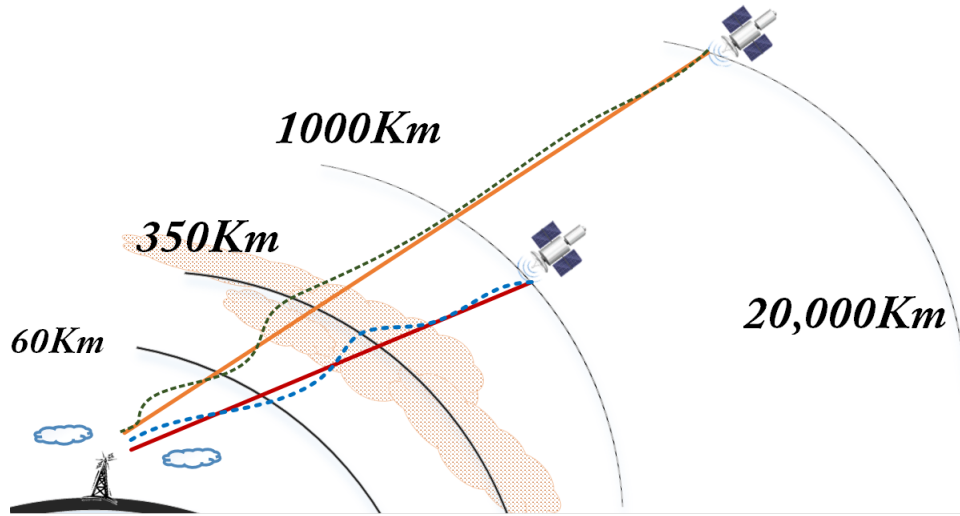


Figura 1: Límite de la estratosfera a 60 Km, nubes de iones a los 350 Km de altura y Satélites ubicados a 1,000 y 20,000 Km de distancia, Fuente: Elaboración propia

En la Figura 2 veremos que los índices S_4 y σ_ϕ analizan la magnitud y la fase, respectivamente. Estos parámetros son los que cuantifican la posibilidad de fenómenos ionosféricos afecten los vehículos espaciales y las señales GPS.

1.2. Definición del problema

Debido a la escasa información de mediciones del TEC y del escaso conocimiento de los fenómenos atmosféricos que se pueden desprender de una alta ionización, es que se requiere implementar un receptor de señales de radiofrecuencia que ayude a complementar las mediciones del TEC con sus variaciones laterales(rTEC). De donde se desprenda una idea mas panorámica de la distribución de la densidad de electrones en la ionosfera.

1.2.1. Problema ingenieril

El problema ingenieril viene a ser formulado por la siguiente pregunta: ¿Qué consideraciones tecnológicas e ingenieriles de diseño electrónico y diseño de software se tienen que tomar en cuenta, a fin de desarrollar un sistema receptor que satisfaga los requerimientos de llevar a cabo la medición de la variación del TEC con el objetivo de proveer de esta información a la red científica de usuarios.

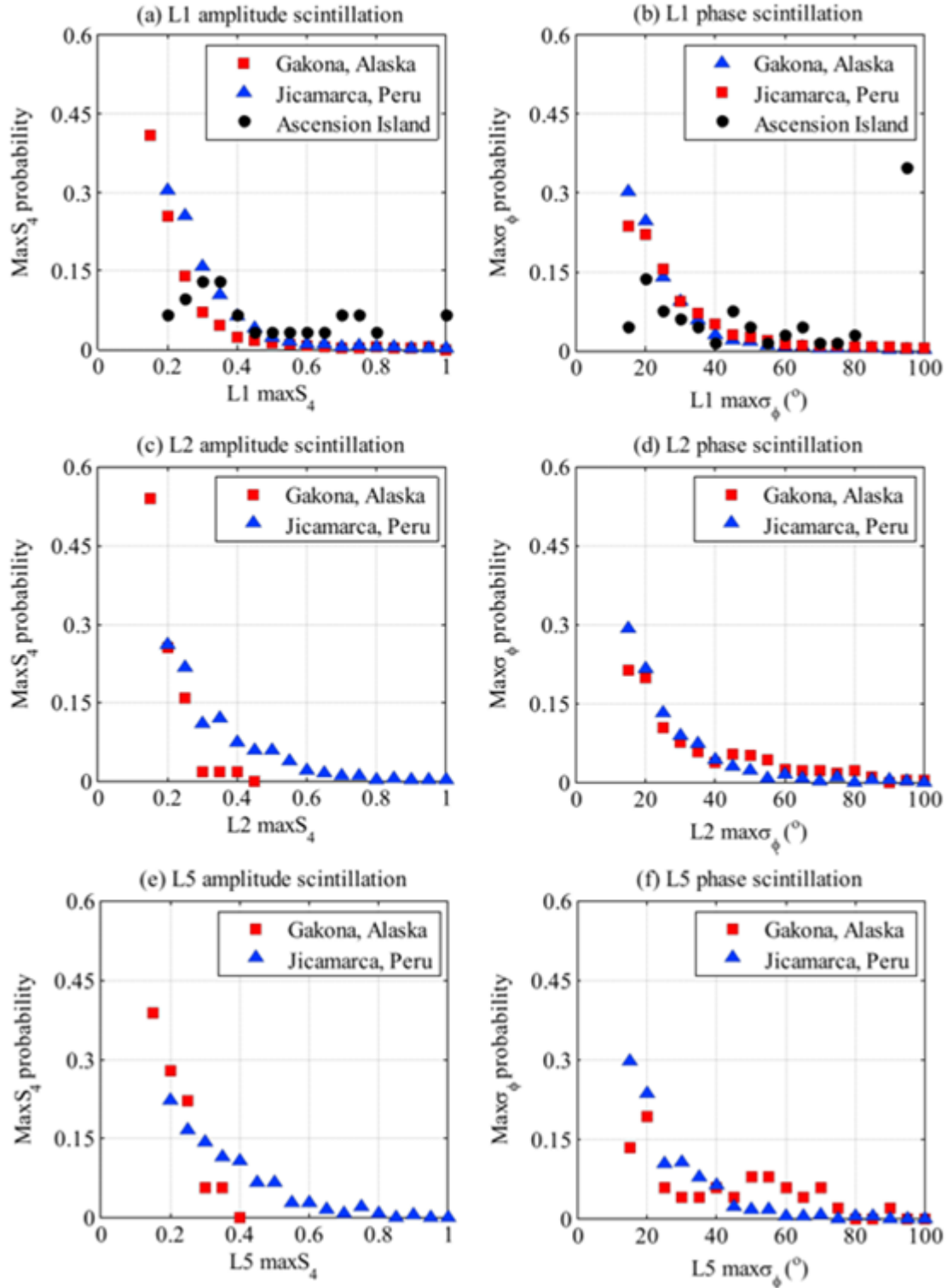


Figura 2: Probabilidad de los índices de centelleo (S_4 y σ_ϕ) para las bandas de satélites GPS L1(a), L2(b) y la nueva banda L5(c), para 3 zonas Jicamarca, Perú, Isla Asencion y Gakona Alaska. Fuente: (Morton, 2016)

1.3. Estado del arte

Se indagó sobre los antecedentes de esta solución tecnológica y se encontró que existen estaciones receptoras analógicas construidas para hacer mediciones del TEC y otros parámetros como centelleos(scintillations) (véase Figura 3).

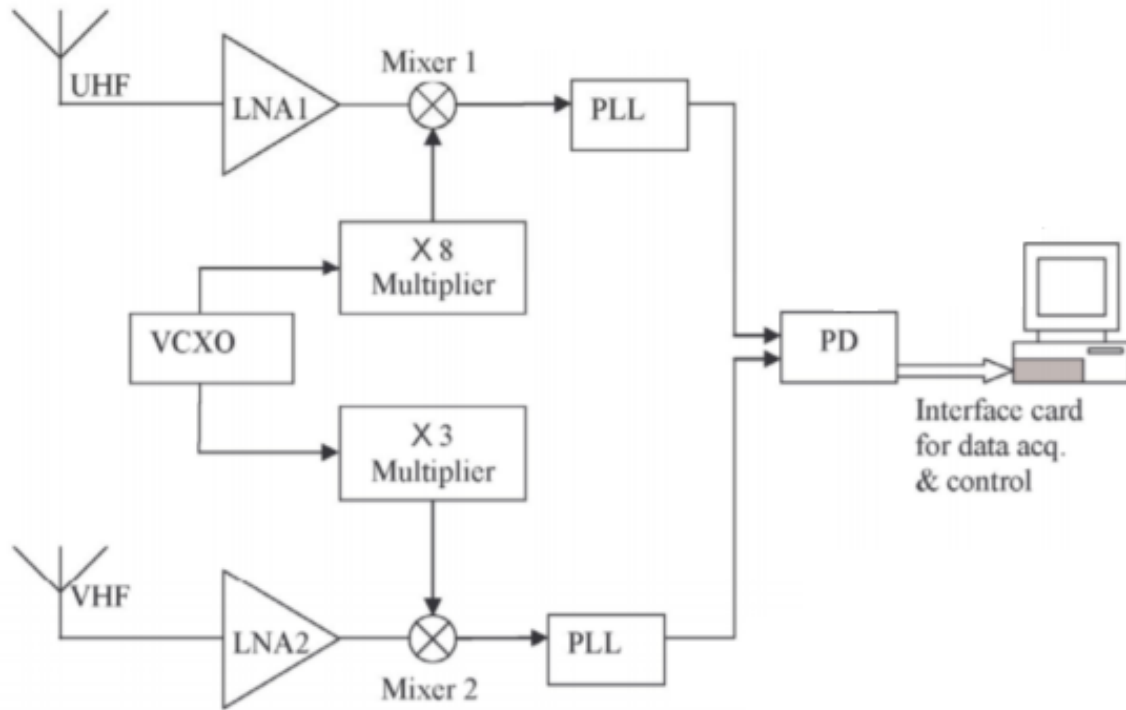


Figura 3: Esquema general de un Receptor Analógico, Fuente: (Yamamoto, 2016)

En la Figura 3 veremos los bloques generales del receptor analógico para 2 señales. Para ambas señales de distinta frecuencia se dispone de una antena y un pre amplificador de bajo ruido(LNA), ambas señales son batidas con señales coherentes provenientes de un VCXO(que es un generador de señales a través de voltaje), las señales resultantes del batimiento entran a sus respectivos controladores de fase(PLL) que son los que llevan la cuenta de la fase instantánea de la señal, estas cuentas son diferenciadas para obtener la diferencia de fase en forma de señal analógica la cual pasa posteriormente a ser digitalizada como se verá más adelante. La diferencia de fase es proporcional al TEC existente entre el transmisor y el receptor.

Una de estas estaciones, implementada en el ROJ, está a cargo del doctor Paul Bernhard y son utilizadas para estudiar la ionosfera Ecuatorial. Pertenecen a una cadena de estaciones receptoras construidas por la Naval Research Laboratory(NRL) para hacer estudios ionosféricos. Estos receptores, dan una solución parcial a nuestro problema y se utilizarán como

el estándar para corroborar y validar los cálculos y resultados obtenidos en esta tesis. Actualmente se han elaborado nuevos tipos de receptores, esta vez digitales, en Japón y en Finlandia por los doctores Mamoru Yamamoto y Juha Vierinen respectivamente. Estos tipos de receptores (véanse Figura 4 y 5) al igual que el anterior utilizan dos señales radioeléctricas de distintas bandas de frecuencias VHF y UHF y digitalizadores SDR. El receptor analógico posee una antena tipo Patch y los receptores digitales poseen antenas tipo Helicoidales, este último tipo de antenas han dado resultados en ambos proyectos, por lo que un objetivo de esta tesis será diseñar, construir y probar dichas antenas.

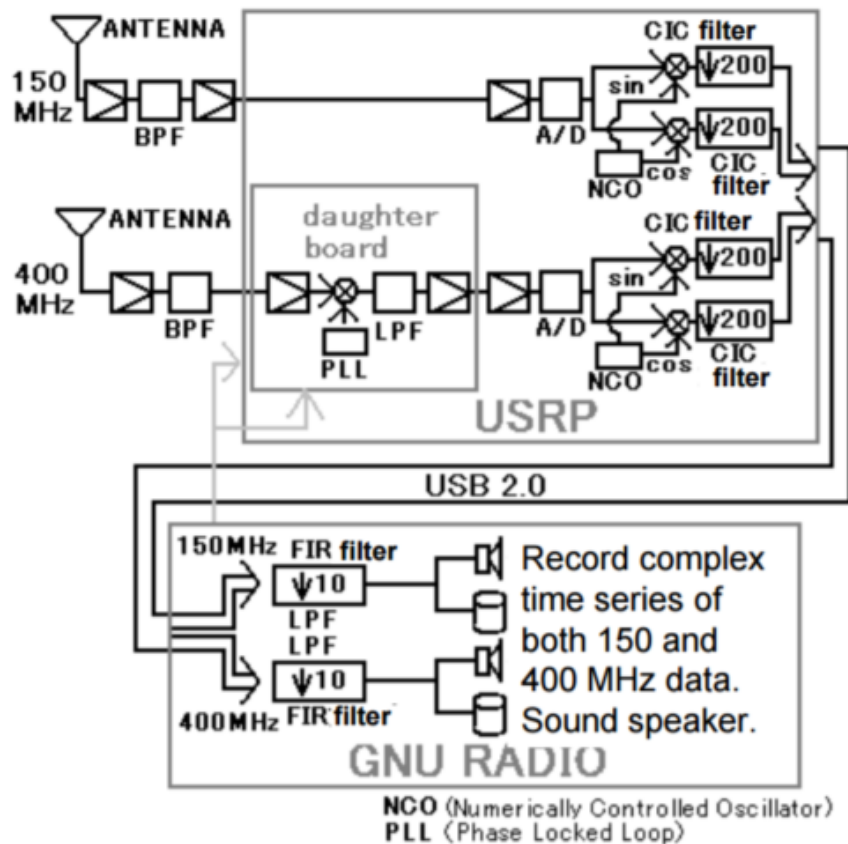


Figura 4: Diagrama del receptor Satelital Digital de doble frecuencia del Dr. M Yamamoto, Fuente: (Yamamoto, 2016)

Así mismo, ambos receptores digitales utilizan radios definidas por software (SDR del inglés Software Defined Radio) para la adquisición de las señales radioeléctricas, en este caso ambas radios son de la compañía Ettus pero de diferentes modelos.

Para el cálculo del rTEC ambos autores concuerdan que teóricamente el TEC relativo se puede hallar con la información de la diferencia de fase de las señales enviadas desde un transmisor satelital (payload). A esta técnica se le conoce como Differential Doppler.

Sin embargo Mamoru Yamamoto en su paper titulado “New development of digital beacon

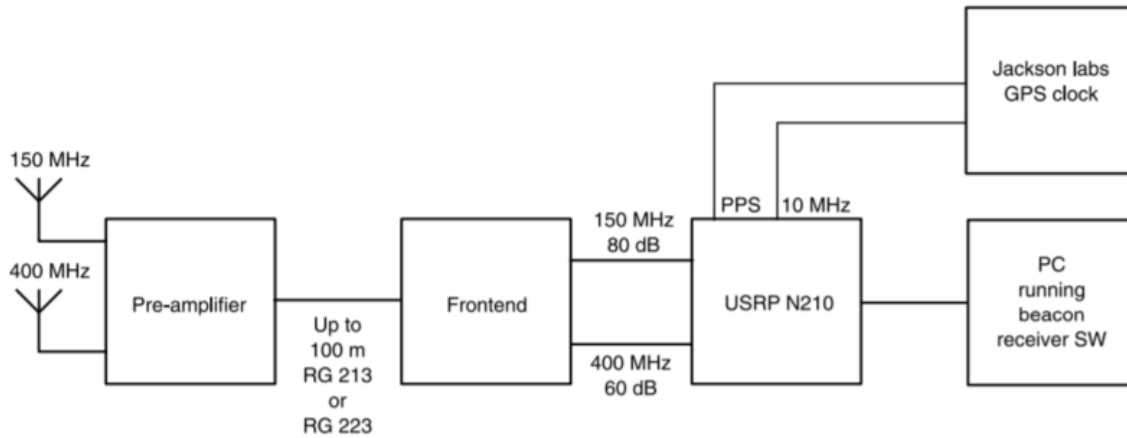


Figura 5: Diagrama del receptor Satelital Digital de doble frecuencia del Dr. Juha Vierinen, Fuente: (Vierinen, 2011)

receiver based on GNU Radio”, obtiene la diferencia de fase de las fases instantáneas de cada señal en el dominio del tiempo.

Yamamoto, no corrige el efecto Doppler debido a que considera que es proporcional en ambas señales y al momento de restarlo o hallar la diferencia de fase estos efectos se cancelan. (Yamamoto, 2016)

Mientras que Juha Vierinen en su publicación titulada “Beacon satellite receiver software for ionospheric tomography”, halla la diferencia de fase de las señales en el dominio de la frecuencia, eliminando el efecto doppler de estas, y tomando la fase promedio del espectro. (Vierinen, 2011)

Los resultados de TEC en estos trabajos fueron validados, por sus respectivos autores, con sus estaciones analógicas aledañas, por lo que se tienen indicios de que las mediciones sean correctas. Los satélites usados son del tipo LEO como el DMSP-F15 y el C/NOFS equipados con un transmisor desarrollado por el Dr. Paul Bernhard y el Dr. Carl L. Siefring. (Bernhardt and Siefring, 2016) (véase Figura 6).

Hasta la fecha, no existe empresa dedicada a comercializar estos productos, pues son de aplicaciones puntuales. Asimismo, después de estos 03 autores no se ha encontrado a otros autores que hayan desarrollado este tipo de receptores.

1.4. Justificación

El desarrollo de este proyecto se justifica en varios tipos de beneficios para el ROJ como el tecnológico, económico, social y ambiental.

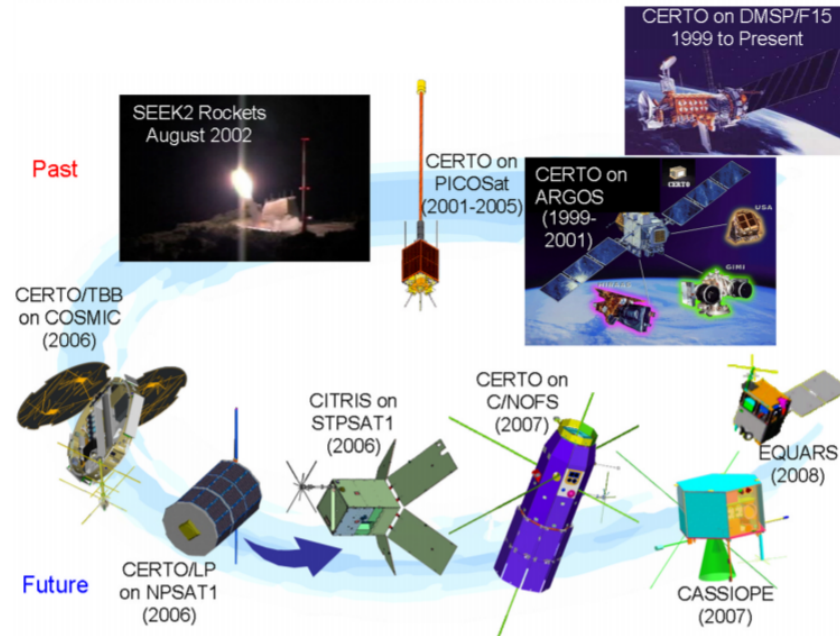


Figura 6: Satélites Equipados con transmisores coherentes para estudios ionosféricos. Fuente: (Bernhardt and Siefring, 2016)

1.4.1. Justificación ingenieril

El desarrollo de la solución propuesta implica resolver diferentes problemas de ingeniería, como son a nivel de hardware el diseño de las antenas Quadrifilares, filtros pasabanda y sistemas de control de la estación. A nivel de software el diseño y desarrollo del programa que controla la secuencia de la toma de mediciones y el procesamiento de señales para hallar el rTEC.

1.4.2. Justificación tecnológica

El ROJ desea poder implementar varias estaciones receptoras, para corroborar y correlacionar las mediciones de la densidad de electrones, de sus diferentes técnicas y equipos, y posteriormente en un futuro cercano, con varias estaciones, poder generar un modelo tomográfico de la ionosfera, que les permita visualizar el comportamiento de los fenómenos desprendidos de una alta ionización.

Esta estación receptora para nano-satélites y satélites en general, contribuirá al desarrollo de la tecnología de clima espacial en el Perú incrementando el conocimiento que actualmente se tiene en el diseño y construcción del hardware y software necesarios para este tipo de mediciones con las cuales se podrán estudiar los fenómenos que ocurren a ± 15 grados del ecuador geomagnético (véase Figura 7). Las cuales afectan a la navegación por GPS, con mayor probabilidad en temporadas cerca del máximo ciclo solar. (ITU, 2009)

Así mismo, obtener un nuevo tipo de resultados, al implementar esta estación receptora con tecnología digital, mejoraría la resolución los resultados de los modelos tomográficos.

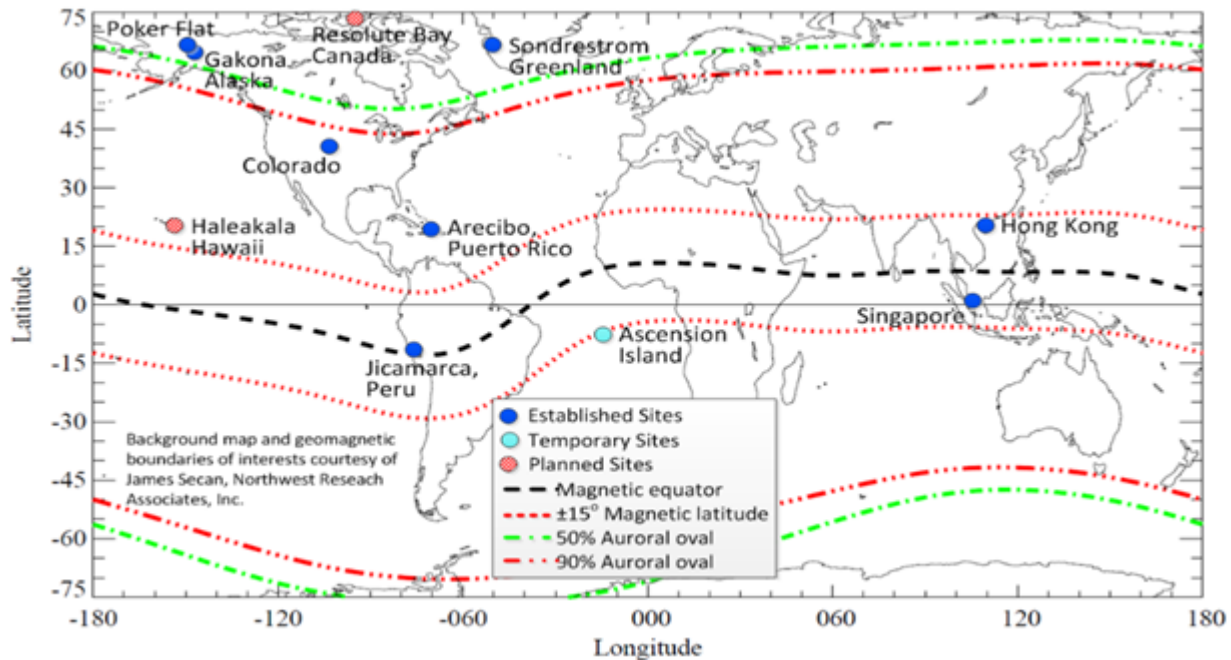


Figura 7: Mapa mundo, donde se indica el Ecuador magnético, el cual pasa por arriba del JRO(Perú). Fuente: (Morton, 2016)

1.4.3. Justificación económica

Económicamente, el desarrollo de este proyecto aminoraría los costos al implementar una red de estaciones receptoras para la obtención de tomografías ionosféricas. Adicionalmente este desarrollo podría traer nuevos presupuestos y nuevos proyectos para el ROJ, pues este proyecto será un equipo que complementa las mediciones de la red LISN ya existente.

1.4.4. Justificación social

Socialmente este proyecto abrirá nuevas áreas de investigación al apoyar al desarrollo en instrumentación satelital (con equipos SDR), los cuales están siendo involucrados al complementar las mediciones que están relacionados con los fenómenos climáticos.

1.4.5. Justificación ambiental

Así mismo, el desarrollo de este sistema receptor permite el análisis y la medición indirecta de la radiación espacial que cae sobre la atmósfera terrestre, lo que podría dar diagnósticos de altos niveles de radiación y prevenir a la población ante sus posibles variaciones.

1.5. Objetivos de la tesis

El proyecto consiste en el desarrollo y la implementación de una estación receptora terrena que permita recibir las señales de transmisores a bordo(payloads) de satélites de baja órbita que se propagan a través de la ionosfera para posteriormente realizar el procesamiento de estas señales y estimar el rTEC.

La estación receptora deberá ser un modelo replicable y al mismo para que pueda proporcionar mediciones con respecto al método convencional que es obtenido por estaciones analógicas.

1.5.1. Objetivo general

- Diseñar e implementar un sistema de recepción autónomo, que permita recibir, almacenar y procesar señales provenientes de satélites para la estimación de la variación del Contenido Total de Electrones.

1.5.2. Objetivos específicos

- Diseñar e implementar antenas de tipo Heliciodal Quadrifilar para las frecuencias de 150 MHz y 400 MHz.
- Seleccionar y evaluar los amplificadores de bajo ruido LOW NOISE AMPLIFIER (LNA, por sus siglas en inglés), para asegurar sus características principales, como ganancia, rango dinámico y ancho de banda.
- Implementar filtros pasabanda a 150 MHz y 400 MHz, con menos de -3 dB de pérdidas en amplitud a las frecuencias en cuestión.
- Implementar un programa para el almacenamiento de las señales digitalizadas obtenidas por el sistema de recepción utilizando la lenguaje de programación de Python.
- Implementar el flujo de proceso para el procesamiento de señales digitalizadas guardadas por el programa de almacenamiento, que determine la diferencia de fase entre las señales captadas por la estación receptora.
- Validar las mediciones del rTEC de la estación receptora a desarrollar con el rTEC de la estación analógica del Dr. Paul Bernhart.

1.6. Descripción de la propuesta

El desarrollo de la estación receptora conlleva varios detalles los cuales se pueden resumir en detalles del funcionamiento y sus limitaciones.

1.6.1. Funcionamiento

- Paso 1: El software desarrollado descarga las posiciones de los satélites LEO, que llevan el payload, de los servidores como Celestrack o NORAD.
- Paso 2: El software calcula las ventanas de tiempo en donde estarán disponibles la visibilidad radioeléctrica de los transmisores satelitales.
- Paso 3: El sistema receptor adquiere las señales de radiofrecuencia, encendiendo los amplificadores y el digitalizador SDR almacenando la data cruda adquirida es almacenada en una PC.
- Paso 4: El software comanda la preparación de la data cruda en procesos como la decimación, traslado de frecuencia y verificación de la información.
- Paso 5: El software comanda la extracción del rTEC de la data previamente procesada.

1.6.2. Limitaciones

El sistema receptor tendrá la limitación de realizar mediciones de un solo satélite al mismo tiempo.

Así mismo, el sistema requiere de conexión a internet para poder descargar las trayectorias actualizadas, en caso de no encontrar conexión, las trayectorias previamente almacenadas son válidas hasta por 4 días seguidos. Sin embargo el número de mediciones descenderá debido a las imprecisiones en el calculo de las ventanas de visibilidad. Así mismo, el sistema requiere de energía eléctrica, en caso se vaya este suministro el sistema se vuelve a ejecutar, pero todos las mediciones que pudo haber captado durante ese periodo se perderán.

1.7. Factibilidad

En esta sección se vera todas las facilidades que generan que el proyecto que sea factible y viable.

1.7.1. Viabilidad técnica

Técnicamente, el autor de esta tesis cuenta con conocimientos en Ing. Electrónica, lo cual le da el soporte en sistemas embebidos, programación, procesamiento de señales y sistemas de comunicaciones que debe saber para desarrollar el proyecto en cuestión. Así mismo cuenta con todo el equipamiento, asesoría e infraestructura disponible en el ROJ para el desarrollo del mismo. (Equipos como Analizadores de Redes, Generadores de señales, Osciloscopios, etc ...)

1.7.2. Viabilidad económica

Económicamente, este proyecto se encuentra financiado por INNOVATE Perú, bajo el contrato número No. 410-PNCP-PIAP-2014. Esto permite contar con el suministro de materiales importados haciendo factible el proyecto.

1.7.3. Viabilidad operativa

Operativamente las conexiones de Electricidad e Internet dan las facilidades para poder instalar una estación receptora en el ROJ.

Por otro lado su infraestructura genera un ambiente protector para instalar las antenas del receptor y evitar que se dañen o ultrajen los preamplificadores o cables.

Así mismo, el proyecto será sostenible en el tiempo, debido a que se queda personal encargado del mantenimiento de los equipos, evitando su deterioro por exceso de polvo y/o humedad. Del mismo modo, la actualización del firmware o software estará encargado por el personal de desarrollo del ROJ.

1.7.4. Viabilidad social

Socialmente el sistema receptor no genera problemas de interferencia ni contaminación por ondas ionizantes. Pues trabaja solo recibiendo señales en bandas libres de frecuencia VHF y UHF.

Capítulo II

Marco Teórico

A continuación se verán algunos conceptos teóricos que se requieren para llegar a entender como se llega a estimar la variación del TEC.

Se empezará por mencionar la importancia de las capas atmosféricas, pues es gracias al estudio de estas capas es que aparecieron las primeras mediciones e implicaciones del TEC.

2.1. Atmósfera terrestre

La atmósfera terrestre es una capa que protege la vida de la Tierra. Está compuesta por diversos gases los cuales pueden absorber parte de la radiación solar ultravioleta. Esta absorción produce las diferencias de temperatura entre el día y la noche. (Teodoro, 2003)

La atmósfera está compuesta por sub-capas cuyas características pueden provocar una buena o mala transmisión de las ondas. Generando un retraso en las señales, distorsiones o pérdida completa de ellas. A continuación se describirá cada una de las capas que componen la atmósfera. (véase Figura 8)

Troposfera: Es la capa más cercana a la corteza terrestre, en ella se producen todos los cambios climáticos y se extiende hasta unos 10 Km de altura (Baume, 2013).

Estratosfera: Se caracteriza por tener una capa de ozono. Es adecuada para el transporte aéreo y se extiende desde los 11 Km hasta los 50 Km. aproximadamente (Baume, 2013).

Mesósfera: Se encuentra en la parte superior de la Estratosfera y hasta los cercanos 80Km. Entrelazada se encuentra la Ozonósfera la cual se encuentra entre los 25 y 70 Km de altura (Teodoro, 2003).

Termósfera: Las partículas que la forman se encuentran ionizadas, dentro de ella se encuentran algunas capas ionosfericas o regiones como la F_1 , F_2 , etc. Se extiende hasta los 400 Km - 500 Km (Baume, 2013).

Exósfera: Es la ultima capa de la atmósfera y la más extensa de todas. Es parte de la ionósfera la cual se comprende desde los 85 Km. hasta los 190,000 Km (Teodoro, 2003)

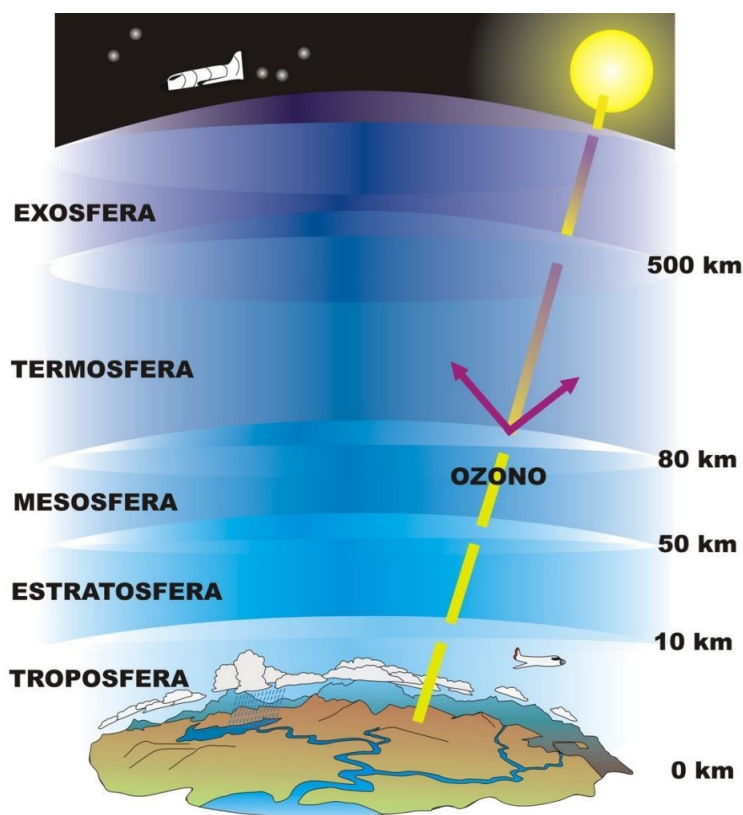


Figura 8: Capas Atmosféricas. Fuente : (Baume, 2013)

2.1.1. Regiones ionosféricas

Otra forma de dividir la ionosfera es a través de la ubicación de los iones. El primer experimento para realizar mediciones directas de las capas de la ionosfera lo llevaron a cabo Appleton y Barnett en Londres, en 1925. Consistía en emitir una señal de onda continua de fase variable con el tiempo. En un receptor próximo se recibía la interferencia entre la onda directa y la reflejada. A partir de la formación de interferencias constructivas y destructivas les fue posible determinar la altura de la capa ionizada. A esta capa la llamaron capa eléctrica, o abreviadamente capa E. Estudios posteriores revelaron la existencia de capas inferiores y superiores a la capa E, a las que manteniendo el orden alfabético se las denominó D y F respectivamente (Arca, 2016). (véase Figura 2.2)

2.2. Propagación atmosférica

El camino por donde viajan las ondas electromagnéticas está expuesto a ciertos fenómenos que son capaces de modificar las propiedades de éste. La propagación en el vacío y por

la atmósfera, difiere debido a que esta última presenta concentraciones de gases en algunas capas o regiones. La mayor concentración de gases se da en la troposfera, que como se ha visto se extiende desde el nivel del mar hasta unos 10 km de altitud (Bidegain et al., 2011).

La tendencia de la concentración de los gases resulta en una disminución de su contenido a medida que la atmósfera alcanza grandes alturas. (véase Figura 9) Siendo la concentración no homogénea entre capa y capa, lo que provoca que el índice de refracción varíe. Las señales radioeléctricas o de radio al encontrarse con estas variaciones y diferentes índices de refracción, tienden a curvar sus trayectorias generando cambios en las ondas al generar un retraso en su propagación como cuando la luz pasa a través del agua refractando sus ondas y cambiando su trayectoria.

Específicamente la ionosfera es la región en donde el índice de refracción tiene mayor variación con respecto a la altura, su densidad de ionización o de electrones también aumenta hasta alcanzar un máximo entre los 300 y 500 Km. A medida que este parámetro aumenta, el índice de refracción disminuye, produciéndose la refracción de la onda o curvatura de la trayectoria (Bidegain et al., 2011).

Además, los gases que tienen mayor presencia en la atmósfera como el oxígeno y el vapor de agua producen grandes atenuaciones a algunas señales de alta frecuencia, debido a sus frecuencias de resonancia (ITU, 2016b).

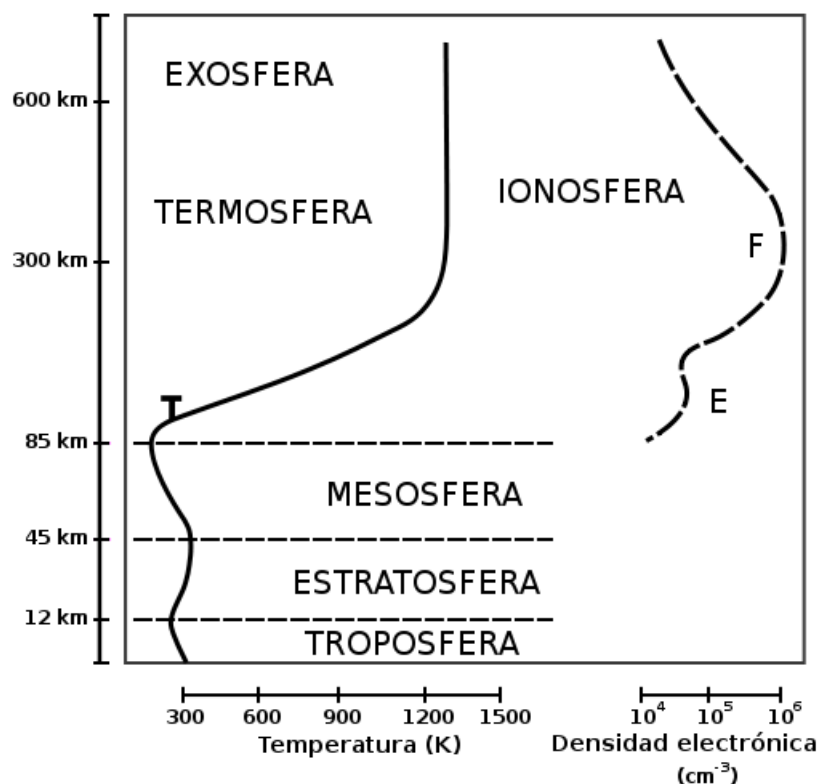


Figura 9: Perfil de Temperatura y Densidad de Iones. Fuente: (Baume, 2013)

Por ello al planificar un sistema de comunicación satelital se toman en cuenta los fenómenos que ocurren en la troposfera y la ionosfera. Pues la propagación por medios ionizados (ionosfera), como se ha visto, está sujeta a fenómenos de refracción y absorción en función de parámetros tales como la frecuencia y la densidad de electrones.

2.3. Dificultades de la propagación de ondas radioeléctricas

La distorsión de la señal, puede provocarse por los fenómenos de reflexión y dispersión que pueden encontrarse a lo largo del camino que recorra la onda hasta el receptor. Sin embargo, es importante conocer cuáles serían las posibles causas de pérdidas de la señal debido a otros factores existentes. En este caso se mencionará los más relevantes para este proyecto.

2.3.1. Interferencia electromagnética

La interferencia electromagnética es la perturbación que produce degradación en las señales. Estas interferencias son causadas por fuentes externas de impulsos eléctricos los cuales viajan como ondas electromagnéticas y se acoplan en el receptor, como por ejemplo una señal cuadrada de reloj en algún equipo aledaño. Sin embargo, para atenuar sus efectos existen técnicas especiales como el blindaje y la aplicación de filtros EMI(Vásquez, 2007). En el ROJ existe un radar que opera a 49.92 MHz, el cual puede inducir interferencias electromagnéticas como se verá en la sección 5.6.1.

2.3.2. Atenuación por distancia

Para poder entender la atenuación se describirá la ecuación de como pierde potencia las señales a medida que cruza espacio libre, una distancia d . La pérdida básica de transmisión en el espacio libre en dB viene dado por:(ITU, 2015)

$$L_{bf} = 32,4 + 20\text{Log}(freq) + 20\text{Log}(d) \quad (2.1)$$

Donde:

L_{bf} = Pérdida en espacio libre [dB]

$freq$ = Frecuencia [MHz]

d = Distancia [Km]

2.3.3. Ruidos

El ruido es toda señal indeseada que interfiere y forma parte de la señal recibida. Los ruidos podrían ser las señales de radiodifusión VHF y UHF. Además de las señales de radio

existen más tipos de ruido que pueden agregar señales parásitas a la recepción, entre los principales se tienen:

- Ruido térmico: Generado por la agitación térmica aleatoria de los electrones dentro los conductores, este ruido es totalmente aleatorio y por ende está presente en todo el espectro de la señal (Vásquez, 2007).
- Ruido cósmico: Las propiedades del ruido cósmico son parecidas al ruido térmico, este ruido es generado por la agitación de partículas en estrellas o galaxias lejanas. (véase Figura 10) El ruido cósmico se encuentra a frecuencias arriba de los 15 MHz y se puede apreciar cuando las antenas son altamente directivas y se dirigen hacia el Sol o hacia otras regiones del cielo tal como el centro de la galaxia (ITU, 2016a).

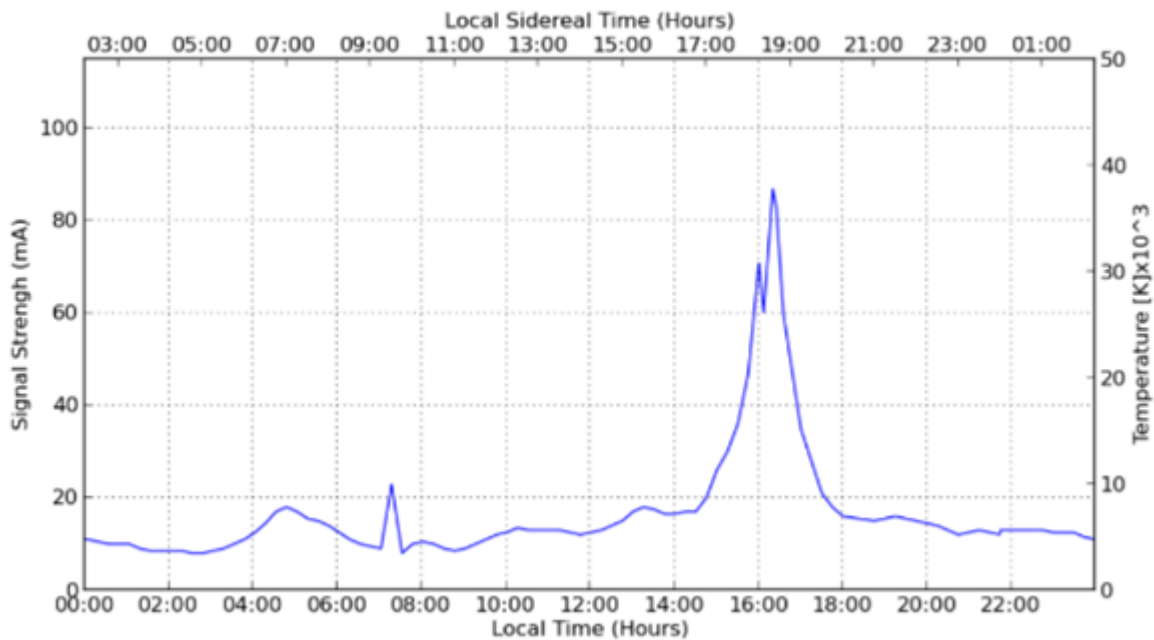


Figura 10: Ruido de la Galaxia a lo largo de 1 día, Fuente: (Manay, 2017)

- Ruido de intermodulación: Este se origina cuando distintas frecuencias comparten el mismo medio de transmisión o recepción, lo cual genera una combinación de frecuencias espurias, que normalmente serían la suma y diferencia de estas (ITU, 2016a). En este caso podemos hablar de las diferentes bloques del sistema receptor que genera señales.
- Ruido Blanco Gaussiano: El Ruido Blanco Gaussiano o AWG (del inglés Additive White Gaussian Noise), generalmente es provocado por la inducción de líneas eléctricas adyacentes que provocan campos magnéticos. Se puede caracterizar porque su espectro tiene una forma de campana de Gauss (Cardama et al., 2016, p. ~ 72).

La estación receptora se ha diseñado para que opere alrededor de 150 MHz y 400 MHz correspondientes a estas bandas se encuentran los servicios de radiodifusión en FM y televisión terrena. La propagación, de estas señales, se realiza por trayectos rectilíneos que se modifican por la refracción atmosférica. En ciertos casos, la difracción, posibilita la recepción sin visibilidad directa.

La cobertura, de estas señales radiodifusoras, se encuentra limitada a algunas decenas de kilómetros, si bien en ciertas aplicaciones es posible obtener alcances del orden de los 300 Km mediante difusión troposférica, pero ello es a costa de emplear grandes potencias de transmisión (ITU, 2016a).

Debido a que el ROJ se encuentra en una zona libre de este tipo de interferencias (en línea directa), por su condición geográfica interfieren con muy baja potencia (véase Figura 11).

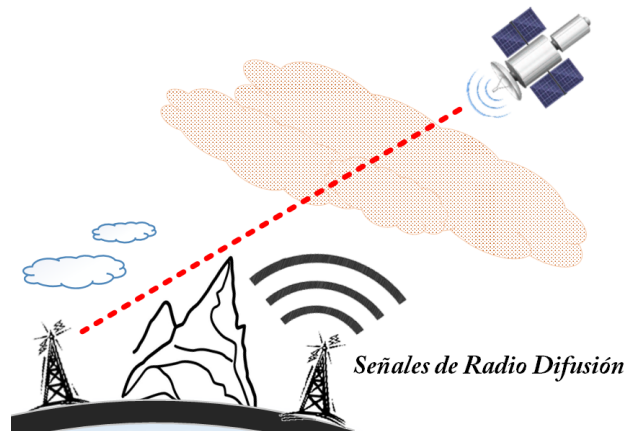


Figura 11: Señales de Radio Difusión, son atenuadas por obstáculos naturales, Fuente: Elaboración propia

Al posicionar las antenas de la estación receptora se debe tener en cuenta todos factores que pueden incurrir en el acoplamiento de ruidos o interferencias. Pues debido a que los satélites se encuentran a kilómetros de distancia su señal es tan débil que un ruido en esas bandas puede enmascarar y interferir con la señal que se desea recibir, en otras palabras tienen bajo nivel de SNR.

2.3.4. Efecto Doppler

Los satélites se desplazan alrededor de la Tierra lo pueden hacer a gran velocidad (7000 a 8000 km/s), lo que hace necesario considerar el efecto Doppler que se produce. Este efecto consiste en la variación relativa de la longitud de onda, en este caso de la onda radioeléctrica, emitida por un objeto en movimiento sobre un objeto estacionario. Suponiendo que los satélites emiten una señal a una frecuencia constante w_0 y amplitud Amp como se indica

en la ecuación 2.2.

$$y(t) = Amp.Cos(w_0.t) \quad (2.2)$$

El efecto Doppler generará un desplazamiento $w_d(t)$ que modifica la señal original en :

$$y(t) = Amp.Cos(w_0.t + w_d(t)) \quad (2.3)$$

Donde $w_d(t)$ es la frecuencia de desplazamiento. Para el cálculo del desplazamiento por efecto Doppler, solo se considera la proyección de la velocidad (V) sobre la línea que une el satélite y la estación receptora. (Ver Figura 12)

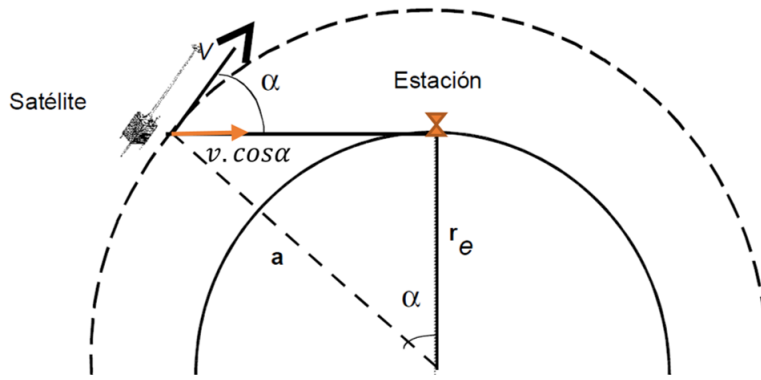


Figura 12: Proyección de Velocidad sobre la línea entre satélite y receptor, Fuente: Elaboración propia

En la Figura 12 r_e es el radio de la Tierra, a la distancia entre el centro de la Tierra y el Satélite y α el ángulo entre el plano de la estación y el vector de velocidad.

Conociendo la velocidad angular con la que se acercan los satélites se puede determinar la frecuencia de desplazamiento $w_d(t)$ de la forma:

$$w_d(t) = \frac{2\pi.V(t)}{\lambda} \quad (2.4)$$

Sí $V(t)$ es la velocidad lineal del satélite. Se puede calcular la frecuencia de la señal recibida $w_R(t)$ como :

$$w_R(t) = w_0(t) \pm \frac{w_0(t)}{2\pi c} V(t).Cos(\alpha) \quad (2.5)$$

Es importante considerar el efecto Doppler, pues si se requiere procesar o filtrar la señal se debe considerar el comportamiento de esta señal.

2.4. Distribución de los satélites

Los satélites son catalogados según sus órbitas o trayectorias de desplazamiento. Existen diversos tipos de órbitas elípticas que puede ocupar un satélite, entre las importantes se distinguen tres (03) tipos: Órbita Geoestacionaria, Órbita Media y Órbita Baja.

- Órbita geoestacionaria Se sitúan a una altura promedio de 36,000 Km. Estas ocupan una órbita que acompaña el giro terrestre, lo que ocasiona que siempre sean vistos en un punto fijo sobre la Tierra.
- Órbita MEO (Medium Earth Orbit) Esta órbita se encuentra entre los 2000 y 35000 Km de altitud, usualmente en estas Orbitas se encuentran las constelaciones de satélites GPS y los satélites encargados de estudiar la magnetosfera y la plasma-esfera.
- Órbita LEO Los satélites de órbita tipo LEO (Low Earth Orbit) tienen la característica de encontrarse a corta distancia, entre los 300 y los 1000 km de altitud. Este tipo de órbitas son las más cercanas a la Tierra, por lo que los sistemas de comunicación con estos satélites son mucho más simples de realizar. Estos satélites tienen la particularidad de tener una mayor velocidad de giro alrededor de la Tierra, por lo que dan varias vueltas al día alrededor de la Tierra, lo cual incide en la desventaja de no tenerlos visibles de manera permanente en una región o punto fijo sobre la Tierra.

Para poder llevar un control de la visibilidad del satélite, estos últimos se comunican con sus estaciones de control donde continuamente se envían mensajes de navegación que contienen información acerca de los estados de los satélites, como su velocidad, sus relojes y el tiempo GPS, el cual puede ser actualizado varias veces al día.

De esta forma un satélite se puede ubicar a través de la estimación de su órbita, con los parámetros de las efemérides o TLE's (Two Line Elements) que se generan a partir de los datos que envían dichos satélites. Estos parámetros se pueden conseguir de algunos servidores web en línea, como en este caso se va a hacer con Celestrack.

Esta información viene con el formato Two-Line Element el cual se describirá a continuación con un ejemplo (NORAD, 2017). (véase Figura 13)

```
ISS (ZARYA)
1 25544U 98067A   08264.51782528 -.00002182  00000-0 -11606-4 0   2927
2 25544   51.6416 247.4627 0006703 130.5360 325.0288 15.72125391563537
```

Figura 13: Ejemplo de información en formato TLE, Fuente: Elaboración propia

La primera línea de datos es el nombre del satélite, en este caso el nombre es ISS (ZARYA)". El resto de los significados los podemos encontrar en el ANEXO A donde también

explicarán algunos parámetros de las leyes de Kepler. Conociendo las trayectorias y las ventanas de visibilidad radioeléctrica (línea directa entre transmisor y receptor) podremos hablar de como calcular el rTEC con las señales transmitidas.

2.5. Contenido Total de Electrones (TEC) en la ionosfera

Se define el contenido total de electrones entre dos puntos A y B , como el número total de electrones libres contenidos en una columna de un m^2 que une B con A , es decir:

$$TEC = \int_B^A Ne(z).dz \quad (2.6)$$

Donde $Ne(z)$ es la densidad de electrones en función de la altura z . Los valores para TEC suelen variar entre 10^{19} y $10^{16}[e/m^2]$ dependiendo de la hora del día, la estación del año, la actividad solar, la actividad geomagnética, la latitud magnética, etc, lo que la hace que las mediciones sean muy impredecible de un día para otro.

2.6. Sistema de Posicionamiento Global (GPS)

El GPS fue desarrollado por el departamento de Defensa de los Estados Unidos, como un sistema de navegación y transferencia de tiempos. Este sistema consta de tres elementos principales: un conjunto de satélites MEO, los receptores y las estaciones de control.

El sistema funciona en principio a partir de las señales recibidas de al menos cuatro satélites simultáneamente. Conocida la posición de estos, es posible triangular la posición del receptor. Un satélite GPS de (02) dos bandas L_1 y L_2 opera sobre (02) dos frecuencias f_1 y f_2 , las cuales se derivan de una frecuencia fundamental $f_o = 10,23MHz$.

$$f_1 = 154.f_o = 1575,42MHz \text{ y } f_2 = 120.f_o = 1227,60MHz \quad (2.7)$$

Individualmente, estas señales al pasar por la ionosfera son alteradas por la alta ionización y dan los principios básicos para calcular el TEC de la forma clásica, el cual no es lo mismo que el rTEC como se verá en la siguiente sección.

La técnica más común para calcular el TEC, es a partir de dos observables. Estos observables, son parámetros que se derivan de las mediciones de GPS. Los cuales son a base del tiempo y la diferencia de fase respectivamente que alteran las señales L_1 y L_2 .

El lector puede encontrar la explicación de estos observables en el ANEXO C. No se profundizará debido a que el calculo del TEC no es proposito de esta tesis, sino el calculo del rTEC.

2.6.1. Cálculo del rTEC con la técnica Differential Doppler

La técnica que se usará en este proyecto para poder calcular el rTEC se llama Differential Doppler y mantiene el principio del segundo observable GPS, que es medir la diferencia de fases de dos señales. La diferencia de fases se basa en la medición de fase de cada señal para después restarlas o diferenciarlas. El desarrollo de la demostración de la ecuación que relaciona la densidad de electrones con los cambios de fase se puede encontrar en el ANEXO B. En esta sección se partirá de la ecuación 2.8 para encontrar el rTEC tal y como lo desarrolla el Dr. Juha Vierinen. (Vierinen et al., 2013).

$$\Theta(t) = \underbrace{-\frac{w_R(t)}{c}L(t)}_{\text{Vacío}} + \underbrace{\frac{a}{w_R(t)} \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz}_{\text{Debido a densidad Ionosférica}} - \underbrace{\frac{w_R(t)}{c} \int_0^{L_o(t)} \Delta n_{tr}(z)dz}_{\text{Debido a factores Troposféricos}} \quad (2.8)$$

Donde:

$\Theta(t)$ = fase instantánea de una señal RF

$a = \frac{e^2}{2\varepsilon_o m_e c}$, e es la carga del electrón, ε_o es la permeabilidad en el espacio libre, m_e es la masa del electrón, $w_H = 2\pi f_h = \frac{B_o |e|}{m}$ es la frecuencia de giro del electrón.

$w_R(t)$ = Frecuencia de la señal Recibida

$Ne(z)$ = Densidad de electrones en ese diferencial de altura (dz)

$L(t)$ = Altura del Satélite

$L_o(t)$ = Altura de convergencia entre la ionósfera y la tropósfera.

$\Delta n_{tr}(z)$ = Variación del índice de refracción debido a la tropósfera.

c = Velocidad de la Luz

z = Distancia al satélite

En la ecuación 2.8, Se relaciona la fase instantánea $\Theta(t)$ con el primer término que representa el retardo si solo hubiera vacío entre el transmisor y el receptor. El segundo término corresponde a la variación de fase debido a la densidad de electrones ($Ne(z)$) en la ionosfera. El tercer término corresponde a la fluctuación debido a los gases que se presentan en la tropósfera.

Las integrales de estos términos recorren las distancias entre dos (02) puntos ($L_o(t)$ y $L(t)$). Estos puntos representan diferentes alturas $d(z)$ las cuales tienen diferentes índices de refracción y diferentes efectos en las señales (Vierinen et al., 2013). Los diferentes índices de refracción curvan las señales generando retardo entre ellas, produciendo un desfase.

Cuando se recibe la señal por primera vez después de que el satélite aparece en el horizonte, es difícil predecir la fase inicial (γ) debido a las ambigüedades inherentes a 2π , (por N ciclos existirán $N2\pi$ radianes de fase iniciales) véase Figura 14.

Errores adicionales son también introducidos debido a los desplazamientos relativos desconocidos entre los relojes del satélite y la estación receptora, así como las imprecisas medidas

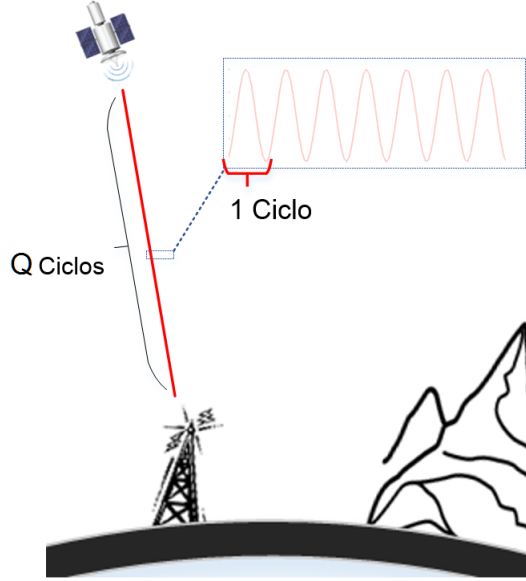


Figura 14: Existen Q ciclos de la señal entre el satélite y el receptor los cuales no son calculados, Fuente: Elaboración propia

de distancia entre la posición de estos, las cuales se juntan en una variable aleatoria $r(t)$ como se indica en la ecuación 2.9 (Vierinen et al., 2013). Considerando lo antes mencionado se puede decir que las medidas de fase instantanea en función del tiempo vienen dadas por:

$$\Theta(t) = \gamma - \frac{w_R(t)}{c}(L(t) + r(t)) + \frac{a}{w_R(t)} \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz - \frac{w_R(t)}{c} \int_0^{L_o(t)} \Delta n_{tr}(z)dz \quad (2.9)$$

Usar la altura del satélite $L(t)$ como el límite superior de la integral genera que los errores de rango sean insignificantes (Kudeki, 2010), pues $r(t) \ll L(t)$ lo cual lleva a reducir la ecuación de una forma más consistente como :

$$\Theta(t) = \underbrace{\gamma}_{N2\pi} + w_R(t) \cdot \xi(t) + \frac{a}{w_R(t)} \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz \quad (2.10)$$

Donde:

$$\xi(t) = \underbrace{-\frac{1}{c}(L(t) + r(t))}_{\text{Error de distancia}} + \underbrace{\int_0^{L_o(t)} \Delta n_{tr}(z)dz}_{\text{Contribución Tropósferica}} \quad (2.11)$$

En la ecuación 2.11 el primer término es el error de la distancia y el segundo es el error por la contribución tropósferica. Cuando se estima el rTEC con este técnica se usan satélites con payloads que transmiten señales (beacons) en dos frecuencias, por lo que dos medidas de fase $\Theta_1(t)$, $\Theta_2(t)$ pueden ser realizadas simultáneamente.

$$\Theta_1(t) = \gamma_1 + \frac{a}{w_{R1}(t)} \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz + w_{R1}(t) \cdot \xi(t) \quad (2.12)$$

$$\Theta_2(t) = \gamma_2 + \frac{a}{w_{R2}(t)} \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz + w_{R2}(t) \cdot \xi(t) \quad (2.13)$$

Al tener dos medidas de fases se puede multiplicar $\Theta_1(t)$ con $w_{R2}(t)/w_{R1}(t)$ y sustraer $\Theta_2(t)$ del resultado, cancelándose el término $\xi(t)$ por una nueva constante obteniéndose

$$\Theta_{12}(t) = \frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}(t)} \Theta_1(t) - \Theta_2(t) = \gamma' + a \left(\frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}(t)^2} - \frac{1}{w_{R2}(t)} \right) \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz \quad (2.14)$$

$$\gamma'(t) = \frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}(t)} \gamma_1(t) - \gamma_2(t) \quad (2.15)$$

Donde la contribución de $\xi(t)$ es totalmente eliminada y con ello también los efectos de la propagación de la baja atmósfera (tropósfera) (Vierinen et al., 2013). Además de los errores relativos de los relojes y las trayectorias relacionadas en $\xi(t)$. La ecuación queda expresada en otros términos como:

$$\gamma'' + \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz = \frac{1}{a} \left(\frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}^2(t)} - \frac{1}{w_{R2}(t)} \right)^{-1} \left(\frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}(t)} \Theta_1(t) - \Theta_2(t) \right) \quad (2.16)$$

La ecuación 2.16 representa el Contenido Total de Electrones (TEC) visto en la sección 2.6 ecuación 2.7 de la integral de línea de la densidad de electrones a lo largo de la trayectoria entre el satélite y la estación receptora sin las contribuciones de la troposfera que se encuentran en la variable desconocida γ'' que también involucra los errores de fase iniciales. Sin embargo por cuestiones de implementación multiplicamos el primer y segundo término por w_{R1} , quedando:

$$w_{R1}(\gamma'' + \int_{L_o(t)}^{L(t)} Ne(z)dz) = \frac{1}{a} \left(\frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}^2(t)} - \frac{1}{w_{R2}(t)} \right)^{-1} \left(\frac{w_{R2}(t)}{w_{R1}(t)} \Theta_1(t) - \Theta_2(t) \right) (w_{R1}) \quad (2.17)$$

Esta medición es la etapa básica que posteriormente entra al procedimiento de la inversión tomográfica de la ionósfera, donde se puede determinar γ'' y $Ne(z)$ de múltiples observaciones de varias estaciones receptoras (Vierinen et al., 2013).

Típicamente, el TEC relativo es medido con una frecuencia de muestreo entre 1 a 50 Hz, durante el paso del satélite por la estación receptora. Se parte de la premisa de el TEC cambia lentamente a lo largo del tiempo, lo cual permite desarrollar las ambigüedades de fase al seleccionar las diferencias de fase más pequeñas. Sin embargo, si una de las señales del satélite se pierde por una ventana de tiempo lo suficientemente larga, remover esta ambigüedad resulta más difícil (Vierinen et al., 2013).

2.7. Antena Quadrifilar Helicoidal

La Antena Quadrifilar Helicoidal(QHA de sus siglas Quadrifilar Helix Antenna), fue publicada por primera vez en 1968 por C.C. Kilgus, satisfaciendo los requerimientos para transmitir y recibir señales. El desarrollo de esta antena esta dividido en 2 periodos , El primero que abarca el desarrollo por profesionales para antenas de transmisión entre 1968 y 1991 y segundo que abarca el desarrollo de antenas receptoras por amateurs desde 1993 hasta el presente. Ahora casi 50 años después la QHA se usa por un gran número de sistemas receptores GPS. Sin embargo, la QHA, no es popular por hacerla para dichos receptores sino porque es muy ligera y fácil de construir al no requerir un plano de tierra.(Hollander, 2016) Estas antenas se remontan a los inicios de las comunicaciones espaciales, en donde la señal recibida podría tener una polarización al azar, debido a los movimientos de los satélites que transmitían dicha señal. (Hollander, 2016). Además de que estas antenas poseen un sentido de polarización característico (izquierda o derecha) lo cual ayuda a reducir las interferencias causadas por las reflexiones de la ionósfera y de la Tierra, pues al ser reflejada toman la dirección opuesta del campo de giro.

Existen antenas Bifilares, Quadrifilares, Octafilares, etc, Donde los helicoides pueden ser doblados 1/4, 1/2 y 1 vuelta o factores enteros de estos. La ecuación que domina en el diseño de esta antena relaciona la frecuencia, su longitud de onda, el número de helicoides y la cantidad de giro, como

$$L_{ax} = N_v \sqrt{\frac{1}{N_v^2} (L_e - Ac.ro)^2 - (4.\pi^2.ro^2)} \quad (2.18)$$

Donde:

L_{ax} es igual a la altura del cilindro imaginario que envuelve los helicoides.

L_e es igual a $\lambda/2$, lo cual es igual a la velocidad de la luz entre la frecuencia.

Ac es igual a 2 para $L_e = \lambda/2$ ó λ e igual a 1 para $\lambda/4$ 'ó $3\lambda/4$.

ro es igual al radio del cilindro imaginario en donde se envuelven los helicoides.

N_v es el número de vueltas puede ser 0.25 , 0.5 , 0.75 , 1.

En el caso de elegir una antena quadrifilar con media vuelta($N_v = 0.5$) y L_e igual a $\lambda/2$, el diseño quedaría como en la Figura 15.

El sentido de giro del helicoide denota el sentido de la polarización de la antena. La longitud del helicoide determina la frecuencia de resonancia de la antena pues su perímetro es equivalente a λ .

$$\lambda = \sqrt{(2.L_{ax})^2 + (2.\pi.ro)^2} + 4.ro \quad (2.19)$$

Al usar un helicoide mucho más grande que otro se agrega una diferencia de fase a cada señal proveniente de los helicoides lo que genera que estos se comporten en resonan-

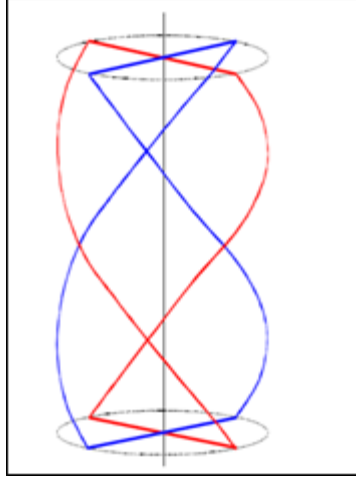


Figura 15: Modelo de antena Quadrifilar Helicoidal de Media Vuelta Se constituye por 2 helicoides superpuestos perpendicularmente y simétricos, Fuente: (Hollander, 2016).

cia.(Hollander, 2016).

Para cambiar la longitud de estos elementos mantenemos el mismo diámetro exterior ($2.ro$) y solo se modifica la altura de los cilindros imaginarios L_{a1} y L_{a2} .

$$\sqrt{(2.L_{a1})^2 + (2.\pi.ro)^2} + 4.ro = \frac{\sqrt{(2.L_{ax})^2 + (2.\pi.ro)^2} + 4.ro}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q}}} \quad (2.20)$$

$$\sqrt{(2.L_{a2})^2 + (2.\pi.ro)^2} + 4.ro = (\sqrt{(2.L_{ax})^2 + (2.\pi.ro)^2} + 4.ro) \sqrt{1 + \frac{1}{Q}} \quad (2.21)$$

La relación de longitud de estos helicoides es proporcional al factor Q de la antena, que está relacionado al factor de ancho de banda FBW , el factor de selectividad y el $VSWR$, de las frecuencias de corte, de la antena de la siguiente manera,

$$FBW = \frac{VSWR - 1}{Q \cdot \sqrt{VSWR}} \quad (2.22)$$

El factor de ancho de banda es un resultado en porcentaje que relaciona la frecuencia máxima (F_2) de operación, la frecuencia mínima (F_1) de operación con la frecuencia de resonancia (F_0) de la antena en cuestión, en donde estas frecuencias se encuentran en los puntos donde el $VSWR$ es el doble de la frecuencia de resonancia ($VSWR$ 2:1).

$$FBW_{VSWR2:1} = \frac{F_2 - F_1}{F_0} \quad (2.23)$$

2.7.1. Modelo de impedancia de una QHA

Al construir una QHA con 2 helicoides en resonancia, una de los helicoides se comporta como elemento capacitivo y el otro como elemento inductivo, por lo que al conectar en

paralelo ambos helicoides la suma de admitancias dará la impedancia de la antena. El modelo de impedancia se puede graficar como en la Figura 16.

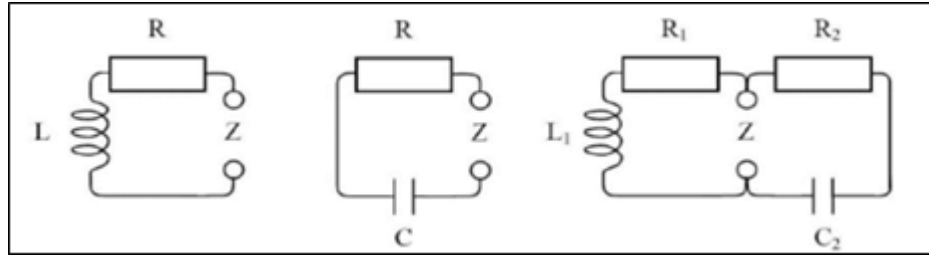


Figura 16: Modelo de impedancia de la antena Quadrifilar Helicoidal. Izquierda helicoide RL donde su longitud es mayor a λ , en medio el helicoide RC longitud menor a λ , y a la derecha, helicoides en paralelo. Fuente : (Hollander, 2016).

La impedancia total será:

$$Z_{Ant} = \frac{R_1 R_2 + X_1 X_2 + j(X_1 R_2 - X_2 R_1)}{R_1 + R_2 + j(X_1 - X_2)} \quad (2.24)$$

Según Hollander R.(2016) debido a que la polarización de la onda electromagnética transmitida por los satélites es Circular derecha, la corriente en las helicoides tendrán un desfase de 90° grados, por lo cual para que existan un correcto acoplamiento entre la señal transmitida y la antena receptora, su impedancia de esta última tendrá que tener valores iguales de reactancia y resistencia.

Por ende $R_1 = X_1 = Z_{RL}/2$ y $R_2 = X_2 = Z_{RC}/2$, entonces:

$$Z_{Ant} = 1/2 \frac{Z_{RL} Z_{RC} + Z_{RC} Z_{RC} + j(Z_{RL} Z_{RC} - Z_{RL} Z_{RC})}{Z_{RC} + Z_{RL} + j(Z_{RL} - Z_{RC})} \quad (2.25)$$

Y debido a que el módulo de la impedancia de ambas helicoides es igual, entonces:

$$Z_{Ant} = Z_{RL}/2 = Z_{RC}/2 \quad (2.26)$$

Los patrones de radiaciones se pueden simular con softwares especializados como veremos más adelante, por ende no se expresarán las ecuaciones de estos patrones de radiación pues se aleja del objetivo de esta tesis.

2.8. Filtros Resonadores

A pesar de que toda antena se encuentra diseñada para recibir señales en ciertas de bandas de frecuencia, ciertas señales locales de gran potencia pueden entrar al sistema de recepción, provocando aliasing dentro del ancho de banda en el que se está trabajando. Es por ello, que a las antenas se les acompaña de filtros pasabanda (anti-aliasing) en las

frecuencias de interés, un tipo de estos filtros son los resonantes y tienen las características de presentar muy poca pérdida en la banda de paso y un factor de selectividad bastante elevado (Viader, 2007). Estos filtros utilizan resonadores en paralelo (Véase Figura 17), de longitud ideal $\lambda/4$ a la frecuencia central, situados alternadamente a lo largo de una cavidad resonante (entre planos de tierras paralelas).

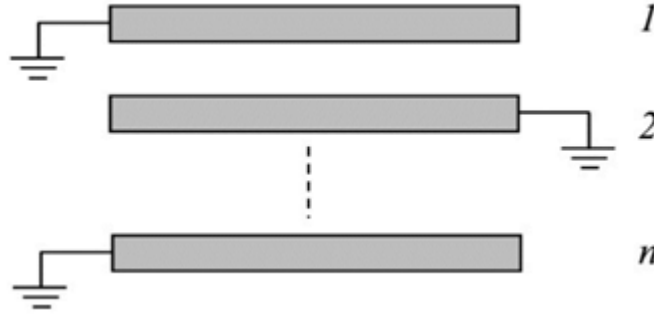


Figura 17: Modelo de filtro resonador pasabanda. En este modelo se puede ver 2 resonadores. Los resonadores (1,2,...,n) indican el orden del filtro. Fuente:(Viader, 2007).

2.8.1. Modelo de un filtro resonante analógico

Se debe recordar que un filtro pasabanda en su versión más básica se puede modelar mediante un sistema en el dominio de la frecuencia, mediante su función de transferencia.

$$H(jw) = \frac{K}{1 + jQ(\frac{w}{w_o} - \frac{w_o}{w})} \quad (2.27)$$

En la ecuación 2.27, K representa la ganancia del filtro, que en este caso es menor o igual a 1 por ser un filtro pasivo. Asi mismo, Q representa el factor de selectividad del filtro. De donde se pueden obtener sus representaciones de magnitud y fase en el dominio de la frecuencia.

$$|H(jw)| = \frac{|K|}{\sqrt{1 + Q^2(\frac{w}{w_o} - \frac{w_o}{w})^2}} \quad (2.28)$$

La respuesta de magnitud nos indicará cual es el comportamiento en el dominio de las frecuencias mientras que la respuesta de fase nos indicará que tanto se desfasan las distintas frecuencias al pasar por el filtro.

$$\angle H(jw) = -\frac{|K|}{K} \tan^{-1}[Q(\frac{w}{w_o} - \frac{w_o}{w})] \quad (2.29)$$

2.9. Receptor digital

Cuando la señal llega a la antena, tiene que ser amplificada para que pueda ser digitalizada por un receptor digital. Sin embargo para que el ADC del receptor pueda digitalizar la señal, esta deberá estar en una frecuencia dentro de la máxima frecuencia de muestreo ($fs/2$) del ADC. Por lo que la frecuencia de la señal es trasladada una frecuencia intermedia (IF) a través de un receptor superheterodino.

El receptor superheterodino es un receptor de señales que utiliza un proceso de mezcla de frecuencias para convertir la señal recibida en una frecuencia intermedia (IF), la cual se puede filtrar con mucha mayor facilidad que la señal original. El mezclador genera la suma y la diferencia de las señales que se van a mezclar o batir, en este caso se filtra la señal que procede de suma mediante un Filtro Pasa Bajas(FPB) para obtener solo la señal de frecuencia Intermedia IF .

Los receptores superheterodinicos son la base de la nueva generación de receptores digitales llamados Radios Definidos por Software (SDR del ingles Software Defined Radio), pues en este nuevo tipo de receptores la frecuencia resultante IF es procesada digitalmente. Por lo que digitalmente se pueden hacer varios procesos posteriores, como mezclar la señal adquirida con una señal en frecuencia IF , para bajar la banda de la señal a bandabase, esto se conoce como un Digital Down-Converter(DDC) y será visto más adelante. Los SDR que contienen, como parte de su arquitectura, un receptor superheterodino en Quadratura(con canal complejo), nos permiten medir la fase de la señal con mayor facilidad (véase Figura 18).

En el caso del receptor superheterodino en Quadratura, la señal entrante (RF) es mezclada dos veces con la señal local (LO) como se ve en la Figura 18. La diferencia de ambas mezclas está en que la señal local se encuentra desfasada 90 grados con respecto a la otra. Por ello, a las señales resultantes se les denomina señales en cuadratura y se les denota como V_I por In-phase o en fase y V_Q porque está desfasada exactamente 90 grados, es decir en quadratura.

2.9.1. Medición de fases en un SDR

Matemáticamente este tipo de receptores dan información de las fases que se ha descrito en la ecuación 2.16. En esta oportunidad se demostrará la obtención de la fase solo una señal RF. Posteriormente para analizar la variación de las fases de ambas señales se requiere que ambos análisis tengan una referencia en común. Esta referencia será la fase de la señal LO la cual se denominará φ_{LO} y la fase de la señal entrante, de amplitud A , es φ_{RF} . La medición de la fase de la señal entrante contra la fase de la señal local proviene de operaciones con las señales I y Q como se verá en las siguientes ecuaciones.

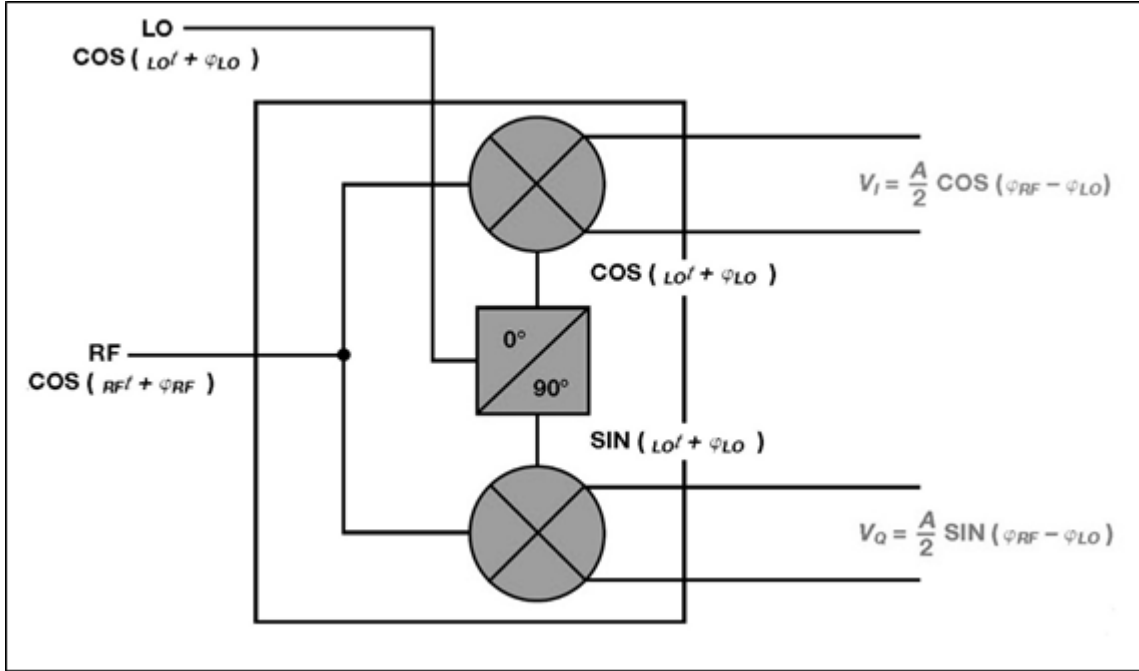


Figura 18: Receptor Superheterodino en cuadratura, la suma de las componentes ha sido filtrada, Fuente: Elaboración propia

$$I(t) = A \cdot \cos(w_{RF}t + \varphi_{RF}) \cos(w_{LO}t + \varphi_{LO}) \quad (2.30)$$

$$I(t) = \frac{A}{2} \left[\underbrace{\cos(\underbrace{w_{RF}t - w_{LO}t}_{\text{Si } w_{LO} \text{ es igual a } w_{RF}} + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{La suma de componentes es filtrada}} + \underbrace{\cos(w_{RF}t + w_{LO}t + \varphi_{RF} + \varphi_{LO})}_{\text{La suma de componentes es filtrada}} \right] \quad (2.31)$$

$$V_I(t) = \frac{A}{2} \cos(\varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (2.32)$$

Se puede ver cómo la ecuación 2.32 pertenece a la salida de un mezclador de la Figura 18. Ahora se verá la otra salida, la cual proviene de :

$$Q(t) = A \cos(w_{RF}t + \varphi_{RF}) \sin(w_{LO}t + \varphi_{LO}) \quad (2.33)$$

$$Q(t) = \frac{A}{2} \left[\underbrace{\sin(\underbrace{w_{RF}t - w_{LO}t}_{\text{Si } w_{LO} \text{ es igual a } w_{RF}} + \varphi_{RF} - \varphi_{LO})}_{\text{La suma de componentes es filtrada}} + \underbrace{\sin(w_{RF}t + w_{LO}t + \varphi_{RF} + \varphi_{LO})}_{\text{La suma de componentes es filtrada}} \right] \quad (2.34)$$

$$V_Q(t) = \frac{A}{2} \sin(\varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (2.35)$$

Con estas dos componentes se puede hallar la magnitud y la fase :

$$Mag = \sqrt{V_I^2 + V_Q^2} \quad (2.36)$$

$$Fase = \arctan \frac{V_Q}{V_I} \quad (2.37)$$

Para poder hallar $\Theta_1(t)$ o $\Theta_2(t)$ el procedimiento se repite por cada canal, remplazando RF por la señal entrante RF_1 o RF_2 proveniente de diferentes bandas (VHF y UHF) que se verán en la sección 3.1.

2.10. Procesamiento Digital de Señales (PDS)

En esta sección se detallará la parte teórica de solo los procesos llevados a cabo en esta tesis, pues los temas de procesamiento digital de señales son muy amplios y abarcan muchos otros sectores.

2.10.1. Convertidores Continuo/Discreto (C/D) y teoría del muestreo

Lo explicado con respecto a receptor digital ha sido de la parte analógica, sin embargo la parte digital empieza con la adquisición o transformación de las señales de tiempo continuo a tiempo discreto. Por ello en caso se requiera obtener información de señales continuas $x_c(t)$ estas deberán pasar a ser muestreadas $x_d[n]$ tratando de no perder información.

Para ello se utiliza el teorema del muestreo, el cual especifica que si una señal continua $x_c(t)$ no contiene componentes de frecuencias mayores a $w_{max} = 2\pi f_{max} [rad/s]$, toda la información sobre $x_c(t)$ está totalmente digitalizada en $x_d[nT]$, donde $T < 1/(2f_{max})$ (Proakis and Manolakis, 1996, p.~23).

$$x_d[n] = x_c(nT) \quad (2.38)$$

La ecuación 2.38 y la representación de la Figura 19 expresa la relación entre el dominio del tiempo entre una señal continua $x_c(t)$ y una señal discreta $x_d[n]$.

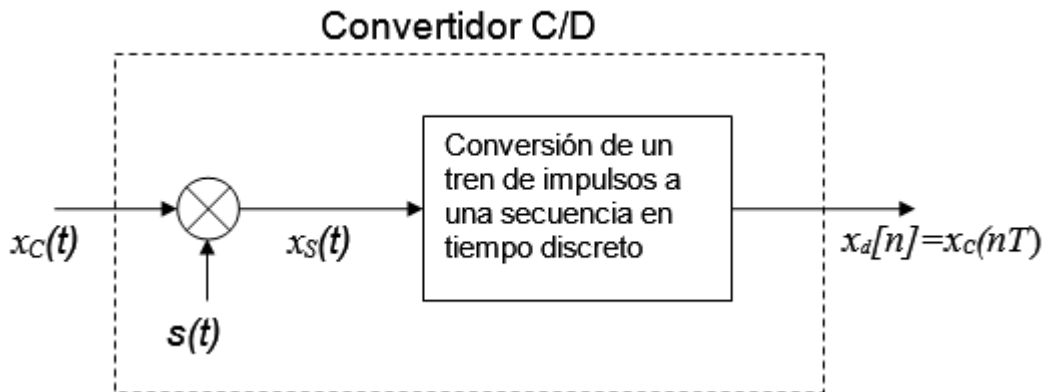


Figura 19: Esquema del Conversor C/D. Fuente: Elaboración Propia

El tipo de muestreo a tratar será el Periódico o Muestreo uniforme, lo que lleva a una relación directa entre la variable t del dominio del tiempo y la variable n del dominio discreto respectivamente. Estas variables están linealmente relacionadas con el periodo de muestreo T o con la frecuencia de muestreo $fs = 1/T$ (Proakis and Manolakis, 1996, p.~23).

$$t = nT = n/Fs \quad (2.39)$$

Esta frecuencia de muestreo es el periodo de la función Delta-Dirac $\delta_T(t)$ que multiplica la señal continua $x_c(t)$ en la Figura 19 (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 141).

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.40)$$

En consecuencia al multiplicarla por la señal $x_c(t)$ tendremos una señal de salida $x_s(t)$.

$$x_s(t) = x_c(t)s(t) = x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.41)$$

La cual por propiedades de la función impulso $x_s(t)$ puede ser expresada como:

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT)\delta(t - nT) \quad (2.42)$$

Considerando la transformada de Fourier de $x_s(t)$. A partir de la ecuación 2.41, $x_s(t)$ es el producto de $x_c(t)$ y $s(t)$, por lo tanto la transformada de Fourier de $x_s(t)$ es la convolución de Fourier $X_c(j\Omega)$ y $S(j\Omega)$. La transformada de un tren de impulsos periódicos es un tren de impulsos periódicos en la frecuencia (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 143). Por ende $S(j\Omega)$ es :

$$S(j\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_s) \quad (2.43)$$

Donde $\Omega_s = 2\pi/T = 2\pi fs$ es la frecuencia de muestreo en radianes/s, como:

$$X_s(j\Omega) = \frac{1}{2\pi} X_c(j\Omega) * S(j\Omega) \quad (2.44)$$

$$X_s(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j\Omega - k\Omega_s) \quad (2.45)$$

La ecuación 2.45 nos proporciona la relación entre las transformadas de Fourier de la entrada y la salida del modulador por tren de impulsos de la Figura 19. Se puede observar que la transformada de Fourier de $x_c(t)$ es $X_s(j\Omega)$ y las copias de $X_c(j\Omega)$ son desplazadas en números enteros de la frecuencia de muestreo y entonces superpuestas para producir la transformada periódica de Fourier del tren de impulsos de las muestras.

La Figura 20 representa una transformada de Fourier limitada en banda.

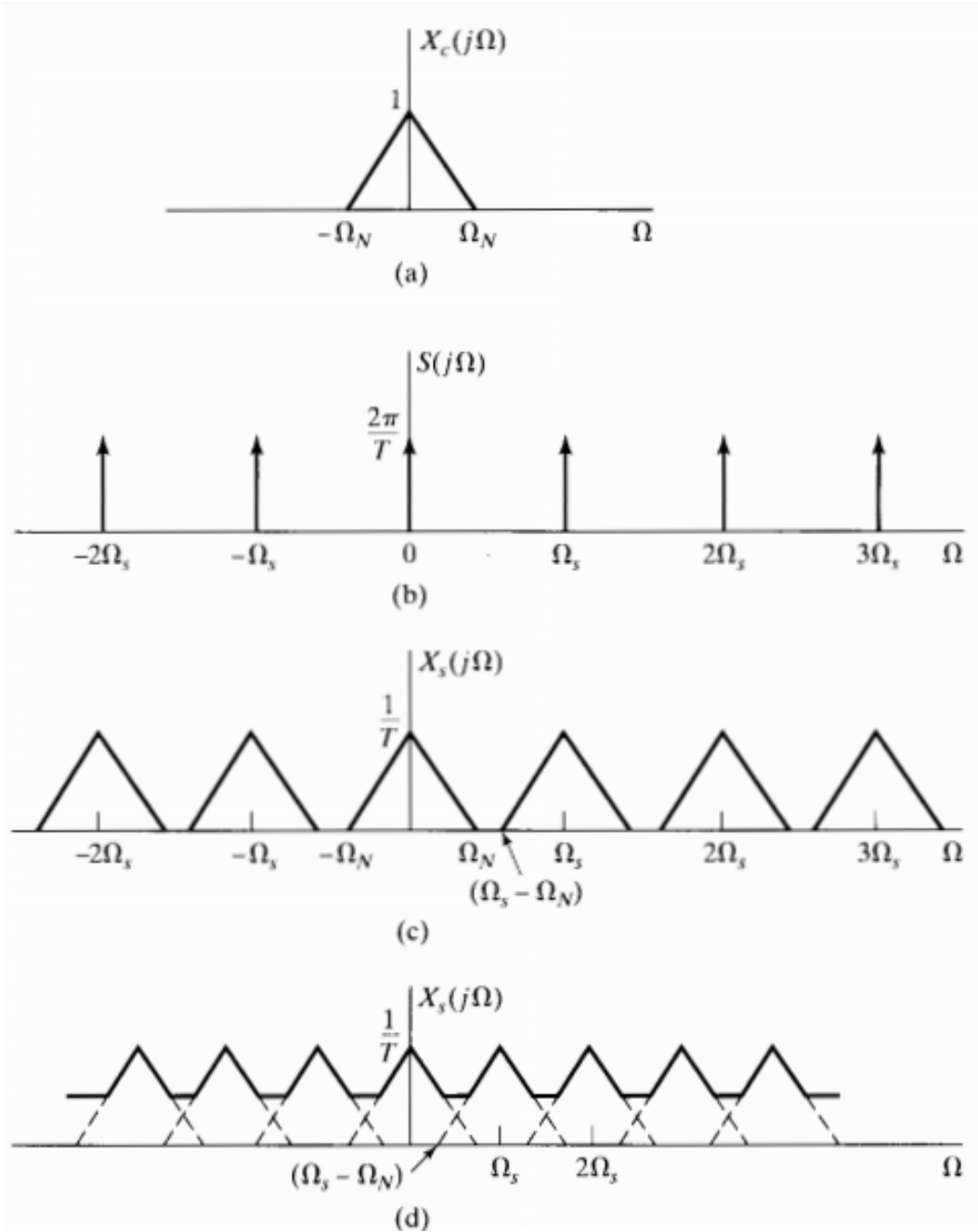


Figura 20: Efecto en el dominio de la frecuencia del muestreo en el dominio del tiempo. Ω_s es la frecuencia de muestreo "Sampling" mientras que Ω_N es la máxima componente de frecuencia que no es cero (relacionado a la frecuencia de Nyquist). (a) Espectro de la señal original. (b) Espectro de la función de muestreo. (c) Espectro de la señal muestreada con $\Omega_s > 2\Omega_N$. (d) Espectro de la señal muestreada con $\Omega_s < 2\Omega_N$. Fuente: (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 144)

2.10.2. Conversión Analógico-Digital(A/D) y teoría de cuantización

De manera práctica, la operación de muestreo es a menudo implementada por un convertidor analógico-digital (A/D). Dichos sistemas pueden ser vistos como aproximaciones al convertidor C/D ideal. Importantes consideraciones en la implementación o elección de un convertidor A/D incluyen la cuantización de las muestras de salida, linealidad, la necesidad de circuitos sample-and-hold (muestreador/retenedor), y limitaciones en la tasa de muestreo. El muestreo es generalmente irreversible; por ejemplo, dada la salida $x_d[n]$, en general no es posible reconstruir $x_c(t)$, la entrada del muestreador, ya que muchas señales en tiempo continuo pueden producir la misma secuencia de muestras de salida.

El proceso de cuantización mencionado anteriormente es llevado a cabo mediante un muestreador, el cual es un conversor de señales analógicas a digitales, este toma las muestras en la tasa de Nyquist donde la señal analógica $x_c(t)$ tiene un ancho de banda B_W igual o menor a la mitad de la frecuencia de muestreo f_s . Esta conversión puede ser representada por un diagrama de bloques(véase Figura 21).

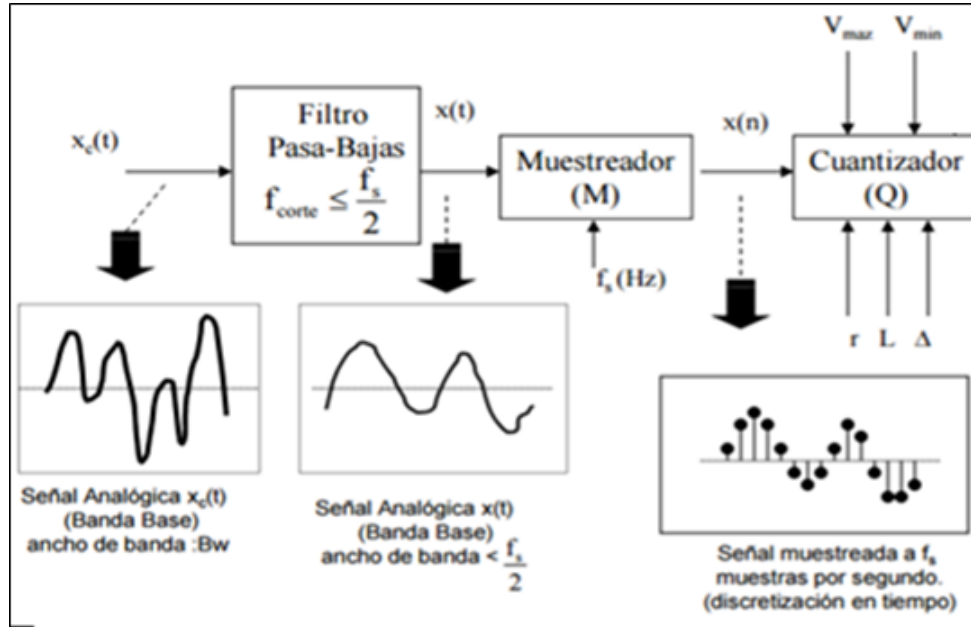


Figura 21: Muestreo en la Tasa de Nyquist – Diagrama General, Fuente:(Kemper, 2015b, p.~3)

El número de niveles de cuantización (L) determina la resolución del cuantizador, a mayor número de niveles de cuantización, mayor será la aproximación que se tenga de la señal original.(Kemper, 2015c) Sin embargo al cuantizador no solo le llega la señal, sino también el ruido de cuantización aditivo blanco (e_q). Este ruido tiene una densidad espectral de potencia de valor constante para todas las componentes de frecuencia pues teóricamente este ruido no es correlacionado.(Kemper, 2015c)(véase Figura 24)

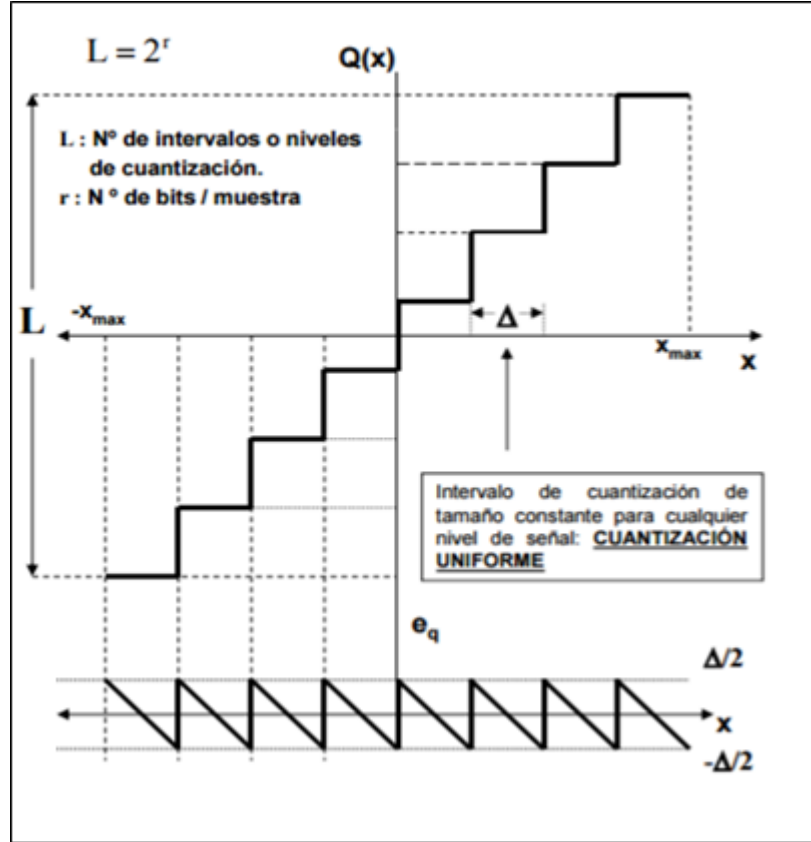


Figura 22: Señal y Ruido de Cuantización. Fuente:(Kemper, 2015c, p.~5)

La relación Señal/Ruido de Cuantización para la cuantización uniforme parte de la relación de las varianzas de la señal y el ruido de cuantización.

2.10.2.1. Ruido de cuantización aditivo blanco Se asume una señal aleatoria estacionaria de distribución uniforme y densidad espectral de potencia ($S_{eq}(f)$) de valor constante para todas las componentes de frecuencia(ruido blanco).

Donde,

$$e_q = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e \cdot p_{eq}(e) \cdot de = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e \cdot de = 0 \quad (2.46)$$

$$\sigma_q^2 = \int_{-\infty}^{\infty} e^2 \cdot p_{eq}(e) \cdot de = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 \cdot de = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.47)$$

$$e_q = Q(x) - x \text{ o } Q(x) = X + e_q \quad (2.48)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_{eq}^2} \right) \quad (2.49)$$

Donde, σ_x^2 representa la Varianza de la Señal de entrada y $\sigma_{eq}^2 = \Delta^2/12$ representa la varianza del ruido de cuantización.

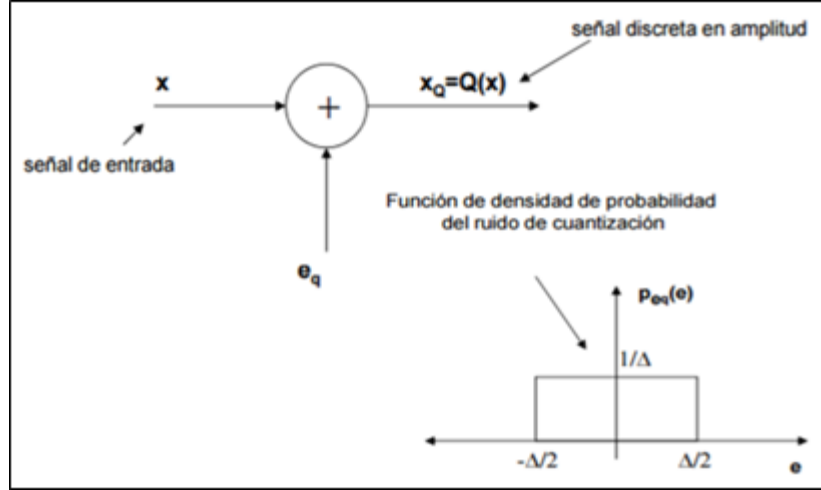


Figura 23: Señal y Ruido de Cuantización. Fuente:(Kemper, 2015c, p.~4)

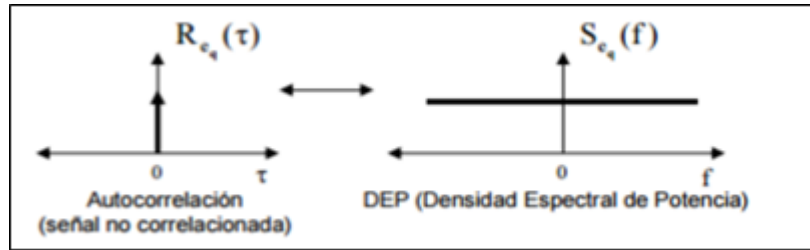


Figura 24: Modelamiento de un cuantizador. Fuente:(Kemper, 2015c, p.~4)

2.10.3. Submuestreo(Reducción de la tasa de muestreo por un factor entero)

La tasa de muestreo puede ser reducida por un factor M sin aliasing si la tasa de muestreo original fuera al menos M veces la tasa de Nyquist o si el ancho de banda de la secuencia es primero reducida por un factor M mediante filtrado en tiempo discreto. En general, la operación de reducción de la tasa de muestreo (incluyendo cualquier prefiltrado) será llamada submuestreo.(Oppenheim et al., 2016, p. ~ 167)

$$x_{dec}[n] = x_d[nM] = x_c(nMT) \quad (2.50)$$

La ecuación 2.51 define el sistema descrito en la Figura 25, que es llamado compresor de la tasa de muestreo (Crochiere and Rabiner, 1983) o simplemente compresor.

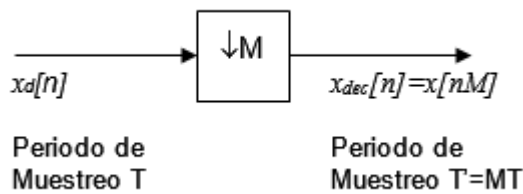


Figura 25: Esquema del Submuestreo, Fuente: Elaboración Propia

En la Figura 25 se puede apreciar que la tasa de muestreo (fs) puede ser reducida por un factor M a fs'. Este proceso no tendrá efectos de aliasing si la tasa de muestreo original (fs) fuera al menos M veces la tasa de Nyquist.

Como en el caso del muestreo de una señal en tiempo continuo, es útil obtener una relación en el dominio de la frecuencia entre la entrada y la salida del compresor. (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 168)

$$X_d(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j\Omega - jk\Omega_N) \quad (2.51)$$

Igualmente, la transformada de Fourier en tiempo discreto de $x_{dec}[n] = x_d[nM] = x_c[nT']$ con $\frac{1}{\Omega'} = M\frac{1}{\Omega}$ es:

$$X_{dec}(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{T'} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_c(j\Omega' - jr\Omega'_N) \quad (2.52)$$

Ahora, como $T' = MT$, podemos escribir la ecuación 2.52 como:

$$X_{dec}(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{MT} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X_c(j\frac{\Omega}{M} - jr\frac{\Omega_N}{M}) \quad (2.53)$$

Cambiando el indicie de la sumatoria $r = i + kM$, donde k e i son enteros tales que $-\infty < k < \infty$ y $0 \leq i \leq M - 1$, la ecuación 2.53 puede ser expresada como:

$$X_{dec}(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} \left[\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c\left(j\frac{\Omega}{M} - jk\Omega_N - ji\frac{\Omega_N}{M}\right) \right] \quad (2.54)$$

Relacionando el argumento de X_c de la ecuación 2.54 con la ecuación 2.51, resulta:

$$X_d\left(e^{j\frac{\Omega T - 2\pi i}{M}}\right) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c\left(j\frac{\Omega T - 2\pi i}{MT} - jk\Omega_N\right) \quad (2.55)$$

Entonces se puede reemplazar la ecuación 2.54 como:

$$X_{dec}(e^{j\Omega T}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X_d\left(e^{j\frac{\Omega T - 2\pi i}{M}}\right) \quad (2.56)$$

obteniendo la representación de $X_{dec}[n]$ en el dominio de la frecuencia.

La igualdad entre las ecuaciones (2.51) y (2.56) es clara. La ecuación (2.51) expresa la transformada de Fourier de la secuencia de muestras $x_d[n]$ (periodo T) en términos de la transformada de Fourier de la señal en tiempo continuo $x_c(t)$.

Del mismo modo que la ecuación (2.56) expresa la transformada de Fourier en tiempo discreto de la secuencia de muestras $x_{dec}[n]$ (periodo de muestreo M) en términos de la transformada de Fourier de la secuencia $x_d[n]$.

2.10.4. Ventanas

Las ventanas son funciones matemáticas usadas con frecuencia en el análisis y procesamiento de señales para evitar las discontinuidades al principio y final de las señales analizadas. Así al multiplicar una señal $x_d[n]$ por una ventana se trabaja únicamente con las N primeras muestras de la señal. No resultando en el estudio de toda la señal, sino de la señal truncada. La utilización de una ventana cambia el espectro en la frecuencia de la señal, y existen varios tipos de ventana que permiten obtener distintos resultados en el dominio de las frecuencias. Se verán las ventanas más usuales en esta oportunidad.

- Ventana Rectangular Esta es la más simple de las ventanas y se define de la siguiente manera:

$$w[n] = \begin{cases} 1 & n \in [0, N - 1] \\ 0 & n \notin [0, N - 1] \end{cases} \quad (2.57)$$

Para ejemplificar mejor esta ecuación véase la Figura 26, en donde al lado derecho se gráfica el espectro de la señal rectangular.

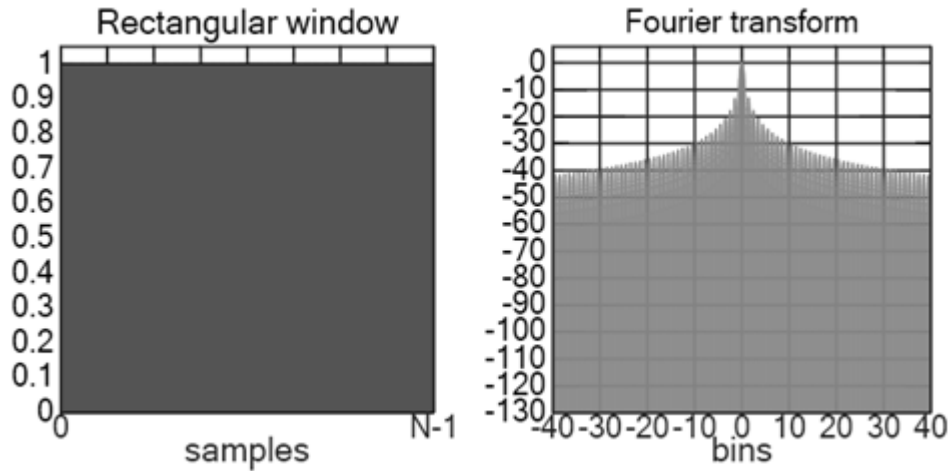


Figura 26: Ventana Rectangular Rectangular Windowz su correspondiente transformada de fourier "Fourier transform", en el eje x: muestras "samplesz bins, en el eje Y : amplitud y decibels respectivamente Fuente: Elaboracion Propia

- Ventana Hanning La ventana Hanning llamada por su inventor Von Hann , tiene la forma de un ciclo de onda cosenoidal. Esta ventana realiza un buen trabajo forzando las extremidades hacia cero, pero también agrega distorsión a la onda que se está analizando, bajo la forma de modulación de amplitud. Esta ventana se puede definir de la siguiente manera:

$$w[n] = 0,5 - 0,5\cos\left(\frac{2\pi n}{N - 1}\right) \quad (2.58)$$

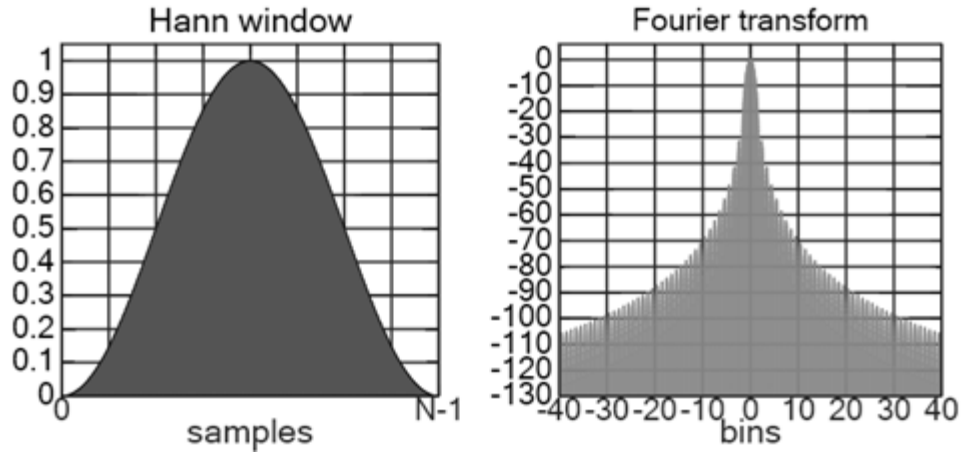


Figura 27: Ventana Hanning. "Hann window" su correspondiente transformada de fourier "Fourier transform", en el eje x: muestras "samples" bins, en el eje Y : amplitud y decibels respectivamente Fuente: Elaboracion Propia

- Ventana Hamming. La ventana Hamming es la que tiene el lóbulo central más ancho pero la amplitud de los lóbulos laterales es prácticamente nula, lo que minimiza la dispersión espectral. Su definición es parecida a la ventana Hanning:

$$w[n] = 0,53836 - 0,46164 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (2.59)$$

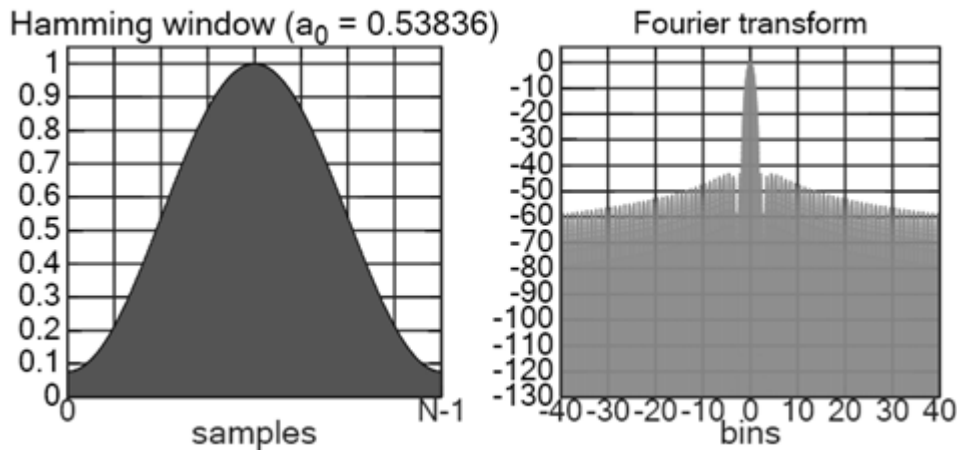


Figura 28: Ventana Hamming. "Hamming window" su correspondiente transformada de fourier "Fourier transform", en el eje x: muestras "samples" bins, en el eje Y : amplitud y decibels respectivamente Fuente: Elaboracion Propia

2.10.5. Filtros Digitales FIR de fase Lineal

FIR es un acrónimo en inglés para Finite Impulse Response o Respuesta finita al impulso. Este tipo de filtros digitales tienen como respuesta, ante una señal impulso como entrada,

Tabla 1: Tabla de Tipos de filtros FIR según el Número de términos(N) y la Simetría

Tipo	Número de Términos	Simetría
I	Impar	Simétrico $h[n] = h[N - 1 - n]$
II	Par	Simétrico $h[n] = h[N - 1 - n]$
III	Impar	Anti Simétrico $h[n] = -h[N - 1 - n]$
IV	Par	Anti Simétrico $h[n] = -h[N - 1 - n]$

un número finito de términos o coeficientes. Para este propósito se considerará coeficientes reales. El número de términos puede ser impar o par y la forma de la respuesta al impulso puede presentar una forma simétrica como una anti simétrica. Existen varios tipos de filtros FIR: (Véase tabla N° 2.1)

Las ventajas de los filtros FIR es que pueden diseñarse para que posean una fase lineal y sean siempre estables(Proakis and Manolakis, 1996, P.~623). La linealidad se consigue cuando se verifica que se cumple cierta condición.

$$h[n] = \pm h[N - 1 - n], \text{ para } n = 0, 1, \dots, (N - 1) \quad (2.60)$$

Sin embargo no todos los tipos se prestan para las mismas aplicaciones, en caso requerir un filtro pasa bajas, se deberán evitar la condición de anti simetria(III y IV).

2.10.5.1. Diseño de filtros digitales de fase lineal por el método de las ventanas El diseño de filtros digitales por el método de las ventanas es uno de los 3 métodos para diseñar este tipo filtro, los otros dos son: Muestreo en frecuencia y Rizado Constante (equiripple).

El diseño por el método de las ventanas se basa en acotar (truncar) la respuesta impulsiva infinita de un filtro ideal. En el caso de querer implementar un filtro pasa baja con una respuesta ideal (transición abrupta de la banda pasante a la atenuada), la respuesta impulsiva es infinita y no causal. Por lo que para obtener un filtro FIR realizable se puede proponer truncar $h[n]$ y retardarla hasta convertirla en causal.(véase Figura 29)

Así mismo podemos partir de la ecuación que define el filtro pasabajas discreto y seguir los pasos proporcionados por Del Carpio(del Carpio, 2016, p.~2).

1. Se elige la frecuencia de corte Θ_c , la frecuencia de corte se expresa en términos de frecuencia relativa y es igual a $2\pi \frac{f_c}{f_s}$, donde f_c es igual a la frecuencia de corte en Hz y f_s a la frecuencia de muestreo en muestras por segundo m-s.
2. Se elige el orden del filtro $O_R = N - 1$, que es el número de términos o número de coeficientes o longitud del filtro menos 1.

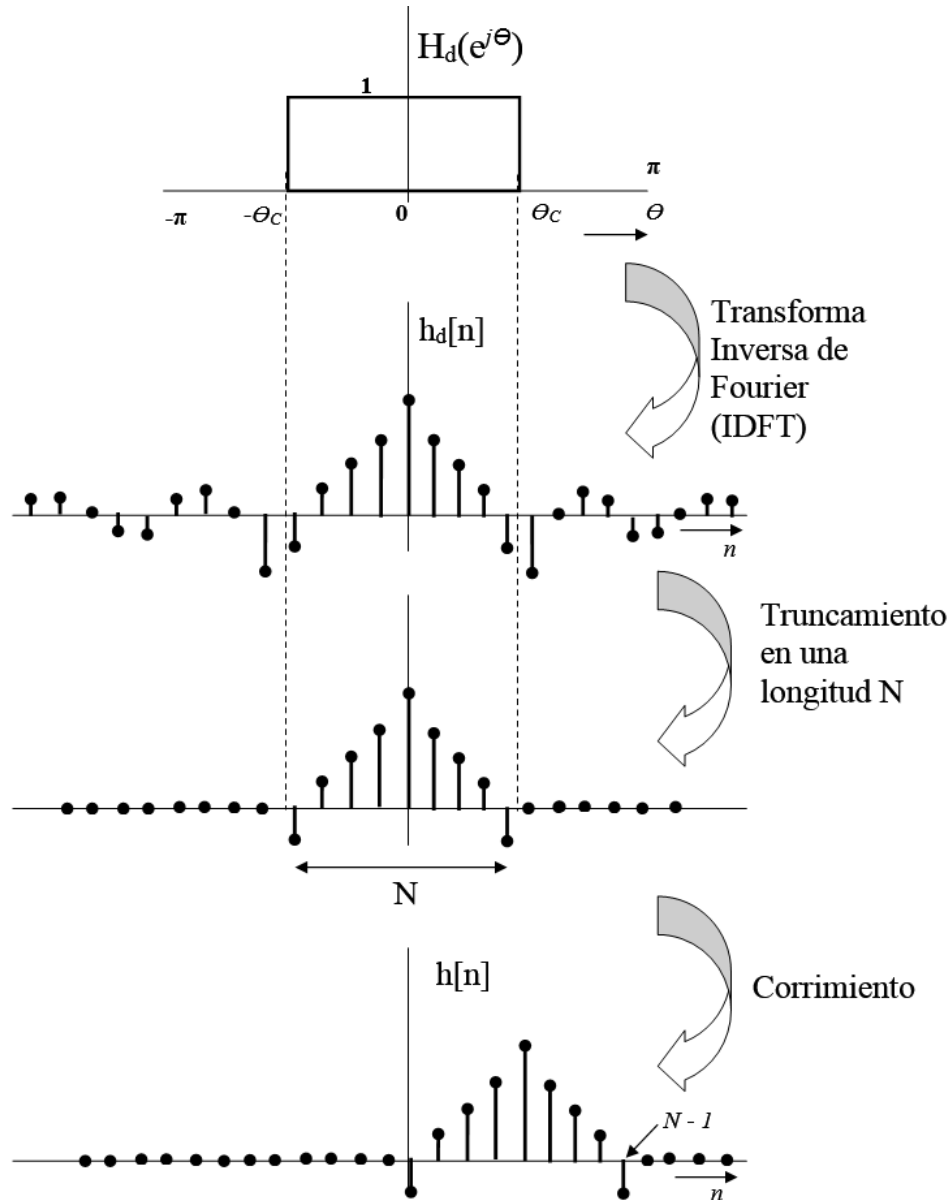


Figura 29: Paso a paso del diseño de un filtro FIR basado en el método de la transformada de Fourier y el aventanamiento, en esta oportunidad se trunca la función ventana que se encuentra en el tiempo, pues la transformada del filtro ideal es una función Sinc. (Proakis and Manolakis, 1996, p.~623)

3. Se elige la ventana a utilizar $w[n]$
4. Se genera la respuesta impulsiva del filtro prototipo pasa bajas sin aventanamiento donde las ecuaciones a utilizar son como indica a continuación:

En caso O_R sea par :

$$h_c[n] = \begin{cases} \frac{\Theta_c}{\pi} & n = \frac{N}{2} \\ \frac{\sin(\Theta_c(n - (O_R/2)))}{\pi(n - (O_R/2))} & n \neq \frac{N}{2} \text{ y } 0 \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (2.61)$$

En caso O_R sea impar:

$$h_c[n] = \frac{\sin(\Theta_c(n - (O_R/2)))}{\pi(n - (O_R/2))} \quad (2.62)$$

Donde $O_R = N - 1$, Numero de Coeficientes del filtro.

5. Finalmente, el filtro pasa-bajas FIR pasivo de fase lineal es definido por su respuesta Impulsiva como :

$$h[n] = h_c[n].w[n], \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.63)$$

2.10.6. Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Cuando las señales ya han sido discretizadas($x_d[n]$), pueden ser llevadas a otros procesos y dominios, como el dominio de la frecuencia a través de la transformada discreta de Fourier. La transformada de un bloque de señal real discreta $x_d[n]$ de N muestras resulta en una función discreta compleja $X[k]$ de N valores(Tamaño de la transformada: N muestras por periodo de espectro).

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_d[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad k = 0, \dots, N - 1 (DFT) \quad (2.64)$$

El módulo de $X[k]$ es una función discreta de N valores con centro de simetría(función par). La fase de $X[k]$ es una función discreta de N valores con centro de anti simetría(función impar).

$$X[k] = |X[k]| \cdot e^{j\theta[k]} \quad (2.65)$$

De igual manera que la transformada continua de Fourier, la transformada Discreta tendrá cierta resolución dependiendo del número de muestras(véase Figura 30).

Debido a que la DFT desgasta excesiva carga computacional, se implementa la FFT(Fast Fourier Transform), obligando a que N sea un numero potencia de 2 (Kemper, 2006, p.~4).

2.10.6.1. Transformada de Fourier de Tiempo Reducido La transformada de Fourier de tiempo corto(STFT) o transformada de Fourier de tiempo reducido está relacionada con la transformada de Fourier usada para determinar el contenido en frecuencia y fase en secciones locales de una señal así como sus cambios con respecto al tiempo.

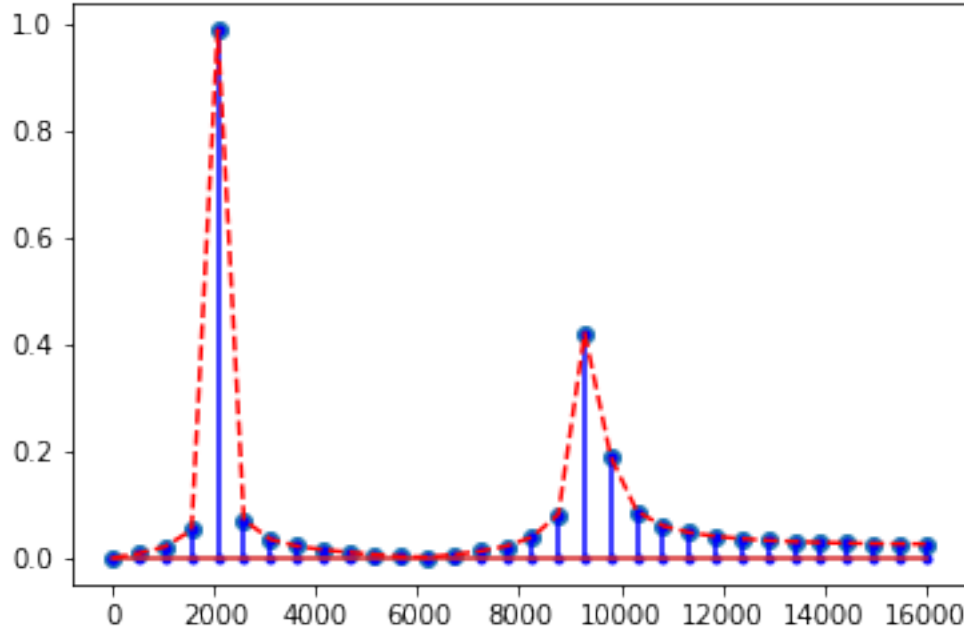


Figura 30: Ejemplo de un espectro de amplitud Continuo(red) resultado de la transformada de Fourier en el tiempo y espectro de amplitud discreto resultado de la DFT.(Solo se gráfica la parte positiva del espectro), El ejemplo es de dos tonos ubicados en 2 KHz y 9 KHz
Fuente: Elaboración Propia

En el caso de la STFT en tiempo discreto, la información a ser transformada podría ser dividida en tramas que pueden traslaparse unas con otras. Cada trama es una transformada de Fourier que se va ir agregando a una matriz que almacena los valores complejos en tiempo y frecuencia. Lo que se puede expresar de la siguiente manera(Su, 2017).

$$STFT x_d[n] \equiv X[m, w] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_d[n] w[n - m] e^{-jwn} \quad (2.66)$$

Donde $x_d[n]$ es la señal digitalizada y $w[n]$ es una de las ventanas vistas en la sección 2.10.4 , Partiendo del hecho de que las STFT se realizan en un computador usando la Transformada Rápida de Fourier(FFT) todas las variables serán discretas. La magnitud cuadrada de la STFT(Potencia) origina el espectrograma de la función $x_c(t)$.

$$espectrograma(x_c(t)) \equiv |X[m, w]|^2 \quad (2.67)$$

El espectrograma es una representación visual del espectro de frecuencias de la señal según este avanza en el tiempo, algunas veces también son llamados cascadas espectrales. La ventana $w[n]$ de análisis puede variar en tamaño. Una ventana pequeña podría darnos resultados más precisos en el tiempo, a costa de la precisión en la representación de las

frecuencias. Una ventana más larga podría proveernos una representación en frecuencias más exacta a costa de perder representación en el tiempo.

2.10.6.2. Propiedades de la DFT Para fines prácticos de esta tesis, se detallarán dos (02) propiedades de las DFT, estas son el teorema de Parseval y la Traslación en frecuencia.

Teorema de Parseval La identidad de Parseval nos permite evaluar la energía (E) de la señal al integrar la magnitud al cuadrado de su transformada, lo que nos da a entender que la energía de la señal es igual a la de su transformada escalada en un factor de $\pi/2$. (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 60)

$$E = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.68)$$

Traslación en Frecuencia La traslación en frecuencia se presenta al multiplicar nuestra señal de entrada por una exponencial compleja, lo que causa que en el dominio espectral las frecuencias se desplacen. (Oppenheim et al., 2016, p. ~ 59)

$$e^{(jw_o n)} x[n] \leftrightarrow X(e^{j(w-w_o)}) \quad (2.69)$$

2.11. Digital Down Converter (DDC)

Según M. Löhning, un Digital Down-Converter o DDC es un sistema digital que tiene como objetivo convertir una señal digital de banda limitada a una tasa de muestreo más baja. Con el fin de simplificar la carga computacional de los procesos posteriores. En este caso se usará para pasar de una frecuencia intermedia IF a banda base y decimar el ancho de banda por un factor entero, todo dentro del receptor digital o SDR (Löhning et al., 2017). Un DDC consiste en 3 subcomponentes, un Sintetizador Digital Directo (DDS por sus siglas en inglés, de Direct Digital Synthesizer) un filtro pasa bajas y un submuestreador, visto en la sección anterior.

El DDS tiene como objetivo generar la señal digital que será mezclada o batida con la señal ya digitalizada por el ADC $x_d[n]$, el resultado de esta mezcla digital $x_b[n]$, se convolucionará con la función de transferencia del filtro pasa bajos $h[n]$ dando como resultado una nueva señal $x_h[n]$.

$$x_h[n] = x_b[n] * h[n] = \sum_{l=0}^{N-1} h[l] x_b[n-l] \quad (2.70)$$

Esta nueva señal será submuestreada por un factor M, resultando en una nueva señal digital $x_{dec}[m]$.

$$x_{dec}[m] = x_h[Mn] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x_b[Mn - k] \quad (2.71)$$

2.12. Errores en la medición

Las mediciones realizadas por el equipo receptor son cuantificadas a través del error relativo con respecto a la estación analógica detallada en el estado del arte. El error relativo es el cociente entre el error absoluto y el valor que consideramos como exacto (medición de la estación analógica).

Sin embargo, como veremos al final de la tesis, tanto la estación analógica como la digital tienen errores sistemáticos que harán que las mediciones se vayan diferenciando generando una incertidumbre del error relativo de la medición.

Por ende el error relativo se mide muestra a muestra a través de la correlación de Pearson que nos dará un índice que se utilizará para medir el grado de relación de estas dos mediciones.

$$\rho_{X,Y} = \frac{\sigma_{XY}}{\sigma_X \sigma_Y} \quad (2.72)$$

Donde: σ_{XY} es la covarianza de (X, Y)

σ_X es la desviación típica de la variable (X)

σ_Y es la desviación típica de la variable (Y)

Ahora que se tiene un marco referencial de las antenas, de los receptores y de los efectos en la propagación atmosférica de ondas radioeléctricas, se verá cómo estos elementos se usan tanto para el propósito de diseño de hardware de esta tesis como para la implementación del software que requiere la estación receptora.

Capítulo III

Diseño e Implementación de Hardware

Las señales de radio provenientes de los satélites, usados para estas mediciones, parten con poca potencia de transmisión, por lo que diseñar y seleccionar el Hardware es una actividad crítica para el desarrollo de este proyecto. Se conoce que algunos de estos transmisores tienen una potencia promedio de 1 Watt o 30 dBm (Bernhardt, 1983, p.~6).

Otro aspecto importante aparte de la potencias de las señales es su frecuencia, pues estas señales trabajan alrededor de dos frecuencias fijas nominales. Esta variación es un parámetro denominado OFFSET y varia entre grupos de satelites que llevan este instrumento. Por ejemplo, se tendrán transmisores a frecuencias con $\pm 200\text{KHz}$ de las frecuencias centrales (ver Tabla N° 2). Este offset varia entre las constelaciones de satélites y se varia con el propósito de que las señales no se interfieran.

Considerar este parámetro es importante pues, si se requiere establecer un ancho de banda real para el sistema receptor, este tendrá que contemplar las posibilidades de captar los beacons en frecuencias desplazadas algunos tantos K-Hertz de la frecuencia central. Este ancho de banda real, debe estar dentro del ancho de banda de las antenas y filtros, porque se requiere que estas tengan la mayor sensibilidad posible y así evitar interferencias del entorno.

En líneas generales el sistema receptor se encuentra diseñado de acuerdo a los cálculos basados en las potencias de las señales recibidas. Resultado en una serie de etapas llamadas Pre-Amplificación, Amplificación, Digitalización, Control y Procesamiento. El esquema referencial del sistema receptor se muestra en la Figura 31.

Tabla 2: Relación de los satélites y sus offsets correspondientes, datos obtenidos de Zarya,
Fuente: (Zarya, 2016)

Satélite	Offset[ppm]	Freq1[MHz]	Freq2[MHz]
Cosmos 2407	-200	149.97	399.92
Cosmos 2414	-200	149.97	399.92
Cosmos 2389	-200	149.97	399.92
Cosmos 2398	-200	149.97	399.92
Cosmos 2429	200	150.03	400.08
Cosmos 2361	200	150.03	400.08
Cosmos 2346	200	150.03	400.08
Cosmos 2489	-400	194.94	399.84
Cosmos 2463	-400	194.94	399.84
Cosmos 2454	-400	194.94	399.84
CASSIOPE	80	150.012	400.032
DMSP F15	80	150.012	400.032
Formosat FM1	80	150.012	400.032
Formosat FM2	80	150.012	400.032
Formosat FM3	80	150.012	400.032
Formosat FM4	80	150.012	400.032
Formosat FM5	80	150.012	400.032
Formosat FM6	80	150.012	400.032

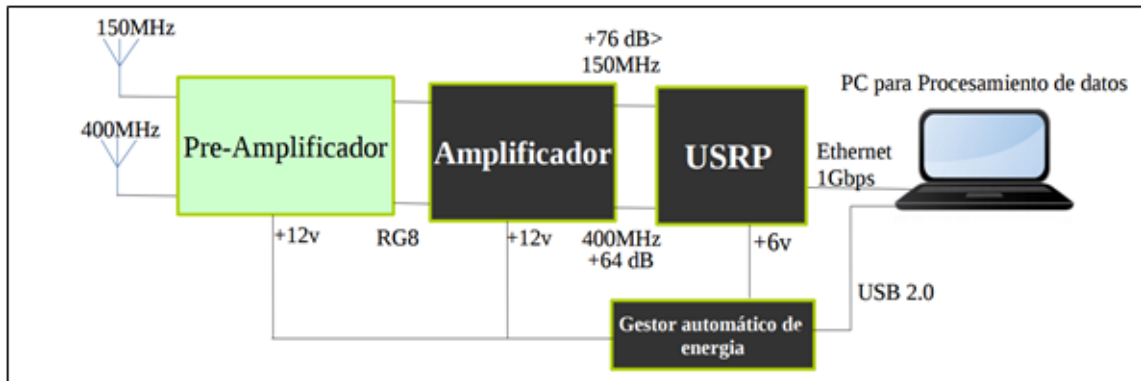


Figura 31: Esquema del Sistema Receptor, Fuente: Elaboración propia

3.1. Cálculos de potencia de las señales recibidas

Como se ha visto en la sección 2.3.2, la señal se atenúa principalmente por la distancia a la cual se encuentra el Satélite transmisor y además por los diversos efectos que se pueden

producir en la ionosfera. Para estos calculo se considera los satélites que interesan, que son los de baja órbita o LEO's, los cuales se encuentran a una distancia máxima aproximada de 1000 Km de altura. Al aplicar la fórmula de pérdida en espacio libre (ecuación 2.1) se podrá calcular las pérdidas para ambas frecuencias en función del ángulo de elevación o la distancia. Al suponer una órbita circular se podrá calcular la distancia virtual a la cual se encuentra el satélite en función del ángulo de elevación. Para ello basta con trazar un triángulo, (véase Figura 32) donde se toma como vértices el satélite, el centro de la tierra y el punto de observación o estación de recepción.

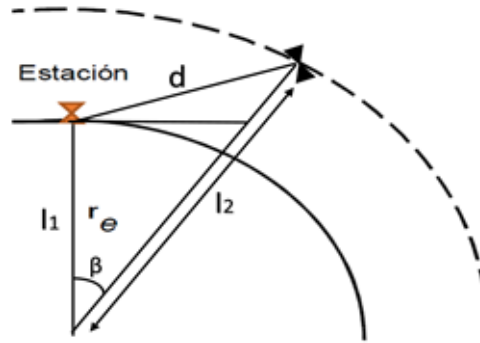


Figura 32: Esquema para el cálculo de distancias, Fuente: Elaboración propia

A partir de la referencia Geométrica se puede hallar la distancia al satélite en función del ángulo β como:

$$d_{km} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 - 2.I_1.I_2.Cos\beta} \quad (3.1)$$

Donde I_1 es igual al radio de la tierra, I_2 el radio de la órbita (que llegará a ser el radio de la tierra más la altura promedio del satélite) y d la distancia al punto de observación. Para transformar el ángulo de elevación en función de β se llevan a cargo transformaciones trigonométricas y dichas relaciones las se pueden apreciar en el cuadro número 3:

Como se puede apreciar, a partir de los 20 grados de elevación, se puede esperar una atenuación de -150 dB y -142 dB, para las señales de 400 MHz y 150 MHz respectivamente, así mismo ambas señales tendrán un aumento teórico de +6 dB mientras realizan el pase alrededor de la estación receptora. Se considera que los satélites de baja órbita envían 1 [watt] de potencia, por ello, se realizará el cálculo para estimar los niveles de potencia de los enlaces descendentes en función del ángulo de elevación, donde se consideran las pérdidas de potencia por distancia como se indica en el cuadro número 3. (Bernhardt, 1983, p~6)

Esto permitirá tener una idea de la sensibilidad mínima necesaria que requiere el sistema receptor para poder capturar dichas señales, donde se toma como referencia ángulos de elevación mayores a 20 grados.

Los cálculos son aproximados, pues las orbitas no son circulares y porque existen otras

Tabla 3: Pérdida de Potencia en función del ángulo de elevación y distancia al satélite,
Fuente: Elaboración propia

Ángulo de elevación	Dist. al Satélite[km]	L_{bf} -400 MHz	L_{bf} -150 MHz
10.92	2692	153.04	143.98
13.18	2529	152.50	143.41
15.66	2367	151.93	142.80
18.38	2208	151.32	142.16
21.41	2051	150.68	141.48
24.81	1897	150.00	140.77
28.67	1748	149.29	140.03
33.1	1605	148.55	139.26
38.23	1469	147.78	138.48
44.22	1343	147.00	137.73
51.22	1231	146.25	137.03
58.69	1136	144.97	136.45
79.04	1016	144.58	136.06

ganancias y/o perdidas como el desacoplo por polarización y la ganancia directiva que no se toman en consideración.

Tomándose en cuenta las consideraciones que se deben tener en la pérdida de potencia en función del grado de elevación, se diseñaran las antenas tratándose de que estas obtengan un patrón de radiación omnidireccional.

3.2. Diseño de Antenas Quadrifilares Helicoidales

Debido a que las ondas electromagnéticas cambian de polarización por el efecto Faraday, no se opta por diseñar antenas con polarización lineal, puesto que estas podrían experimentar grandes pérdidas de señal en su acoplamiento. En solución a estos problemas surge el tipo de antenas helicoidales en muchas formas como monofilares, quadrifilares, cónicas, etc. En este proyecto se construirán antenas Helicoidales Quadrifilares para la recepción de las señales de interés.

Como se ha visto en la sección 2.7, el diseño de las QHA proveerá de una polaridad circular en el sistema de recepción. Estas antenas se remontan a los inicios de las comunicaciones espaciales, en donde la señal recibida podría tener una polarización al azar, debido a los movimientos de los satélites que transmitían dicha señal.(Hollander, 2016)

Además estas antenas poseen un sentido de polarización característico (izquierda o derecha)

lo cual ayuda a reducir las interferencias causadas por las reflexiones de la ionosfera y de la Tierra, pues al ser onda reflejada toman la dirección opuesta del campo de giro. En contra parte, una característica esencial de esta antena es que es difícil calcular la distribución del campo o patrón de radiación. Sin embargo, las simulaciones y los cálculos de patrón de radiación de los diseños de las antenas se pueden obtener mediante herramientas de software como el programa POSTFEKO v.7.0, el cual corre sus simulaciones por el método de elementos finitos.

Tabla 4: Requerimientos de Diseño: Antena Quadrifilar Helicoidal 400MHz

Requerimientos de Diseño: QHA 400 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	Frecuencia Estándar de Transmisores
Ancho de Banda	<30 MHz	A menor ancho de banda, menor ruido térmico
Factor de Banda	< 6 %	A menor factor, mayor selectividad Q
Impedancia	> 33 ohms	Impedancia estándar 50 ohms
Diámetro de Antena	7 cm	tamaño del soporte estructural
Polarización	Circular Derecha	Satélites transmiten polarización Lineal o Circular Derecha
Patrón de Radiación	Omnidireccional	Para recibir de bajos ángulos de elevación.

Tabla 5: Requerimientos de Diseño: Antena Quadrifilar Helicoidal 150MHz

Requerimientos de Diseño: QHA 150 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	Frecuencia Estándar de Transmisores
Ancho de Banda	<30 MHz	A menor ancho de banda, menor ruido térmico
Factor de Banda	< 15 %	A menor factor, mayor selectividad Q
Impedancia	> 25,4 ohms	Impedancia estándar 50 ohms
Diámetro de Antena	7 cm	tamaño del soporte estructural
Polarización	Circular Derecha	Satélites transmiten polarización Lineal o Circular Derecha
Patrón de Radiación	Omnidireccional	Para recibir de bajos ángulos de elevación.

Primero se diseñó la forma de la estructura bajo la ecuación 2.18, donde se tomaron los siguientes valores para determinar las alturas de las antenas. Para 400MHz el numero

de vueltas es media vuelta ($N_v = 0,5$) $\lambda = 75$ cm, diámetro $2r_o = 7$ cm, que es diámetro exterior del tubo de PVC que nos sirve de soporte para las antenas.

$$L_{a1} = 0,5 \sqrt{\frac{1}{0,5^2} \left(\frac{75}{2} - 2,7 \right)^2 - (4 \cdot \pi^2, 7^2)} \quad (3.2)$$

L_{a1} es igual a la altura del cilindro, que para la frecuencia de 400 MHz es alrededor de 28.449 cm. Esto podremos comprobarlo al probar los valores en la ecuación 3.3.

$$\lambda_1 = \sqrt{(2(28,449))^2 + (\pi, 7)^2} + 2(7) = 75 \text{ cm} \quad (3.3)$$

Debido a que necesitamos un factor de calidad (Q) realmente alto, vamos a tomar un factor de ancho de banda bastante corto $f_{BW} = 3$ %, el cual al introducir a la ecuación 3.4, con un VSWR ideal de 2 a 1, nos dará un Q bastante elevado.

$$3 \% = \frac{2 - 1}{Q \cdot \sqrt{2}} \quad (3.4)$$

$$Q = 23,57 \quad (3.5)$$

Con ello podemos llegar a hallar las alturas de los 2 helicoides que necesitamos, bajo las ecuaciones 3.6 y 3.7:

$$\sqrt{(2 \cdot L_{a11})^2 + (\pi, 7)^2} + 2(7) = \frac{\sqrt{(2,28,49)^2 + (\pi, 7)^2} + 2(7)}{\sqrt{1 + \frac{1}{23,57}}} \quad (3.6)$$

$$\sqrt{(2 \cdot L_{a12})^2 + (\pi, 7)^2} + 2(7) = (\sqrt{(2,28,449)^2 + (\pi, 7)^2} + 2(7)) \left(\sqrt{1 + \frac{1}{23,57}} \right) \quad (3.7)$$

$$L_{a11} = 27,61 \text{ cm y } L_{a12} = 29,25 \text{ cm} \quad (3.8)$$

De igual manera, se procede a calcular las medidas para la antena de 150 MHz, tomando en cuenta que toda la antena se requiere introducir en una estructura protectora que tiene de diámetro 10" (25.4 cm, $r_{o2} = 12.5$) lo cual resulta en los siguientes parámetros $L_{a2} = 63,897$, $\lambda_2 = 200$ cm, $f_{BW} = 3$ %, $L_{a21} = 61.89$ cm y $L_{a22} = 65.9$ cm. Con estas medidas se procede a realizar una simulación en Feko 7.0 la cual nos dará una idea los campos cercanos y lejanos que obtendrá el patrón de radiación.

En la Figura 33 se puede ver, como una antena se encuentra anidada dentro de la otra, esto es debido a que se requiere mantener al mínimo la diferencia de fase entre las señales de diferente frecuencia producida por los retardos de llegada de las ondas de radio a medida que el satélite se traslada.

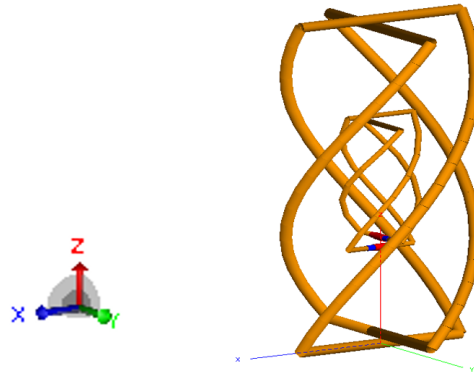


Figura 33: Diseño de QHA en Feko, Fuente: Elaboración propia

3.2.1. Simulación del Campo Cercano

En esta sección se representará el patrón de radiación 3D del campo cercano de la antena de 400 MHz, en donde se puede visualizar que se tiene una mayor ganancia en dirección del eje vertical $+Z$.

Para esta simulación la antena de 150 MHz se toma como si fuera un metal externo el cual no influye en los cálculos del patrón de radiación.

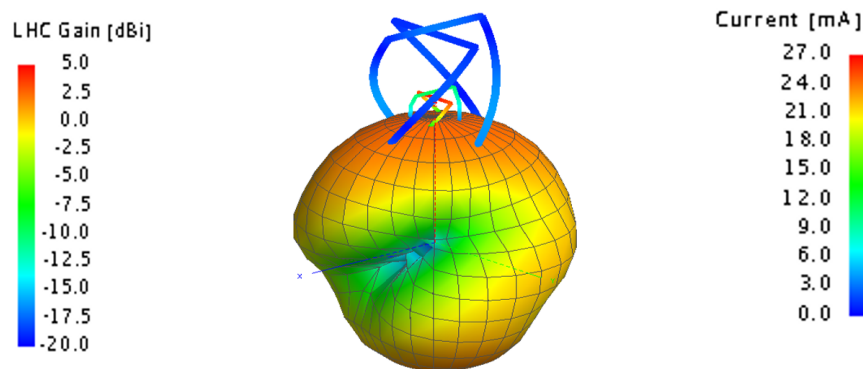


Figura 34: Patrón de Radiación Campo cercano 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

La escala de colores del lado derecho de la Figura 34 representa la corriente que circula por la antena, mientras que la escala de colores del lado izquierdo representa la ganancia direccional del patrón de radiación del campo cercano. Así mismo se simuló el patrón de radiación 3D del campo cercano de la antena de 150 MHz, en donde se puede visualizar que al igual que la antena de 400 MHz, tiene una mayor ganancia en dirección del eje vertical $+Z$. (véase Figura 35)

Para esta simulación la antena de 400 MHz se toma como si fuera un metal externo el cual no influye en los cálculos del patrón de radiación. Se puede apreciar que el patrón de radiación se puede considerar omnidireccional con una pequeña ganancia en dirección hacia

la atmósfera, por donde pasarán los satélites objetivos.

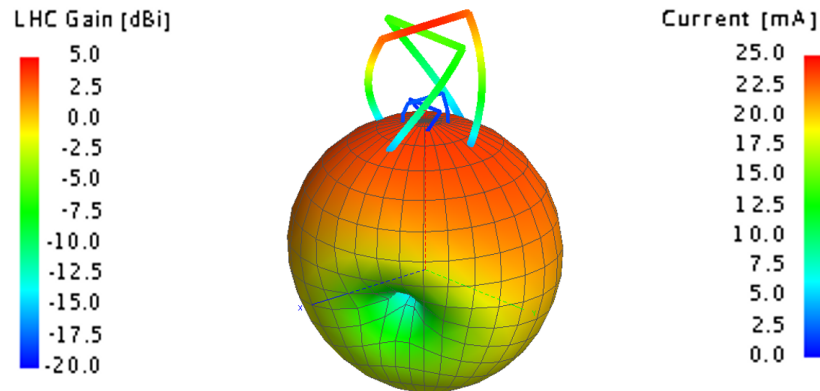


Figura 35: Patrón de Radiación Campo cercano 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

3.2.2. Simulación del Campo Lejano

Las simulaciones de los campos lejanos son importantes debido a la distancia a la cual se reciben las señales del receptor. Para este caso se presenta un corte polar en donde se visualizará la ganancia en función al grado de elevación, donde el ángulo de elevación es la apertura que tiene el campo con respecto a un plano horizontal.

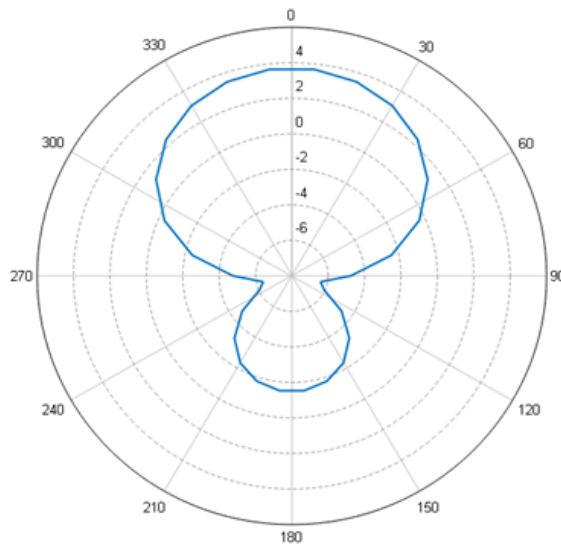


Figura 36: Ganancia en Diagrama Polar QHA 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

Se pudo concluir que las QHA tienen el patrón ideal para captar las señales provenientes de los distintos ángulos de elevación a los que se encuentre el satélite de la estación receptora, la cual aporta una ganancia direccional de 0 a +2.5dBi a partir de los 30 de elevación para

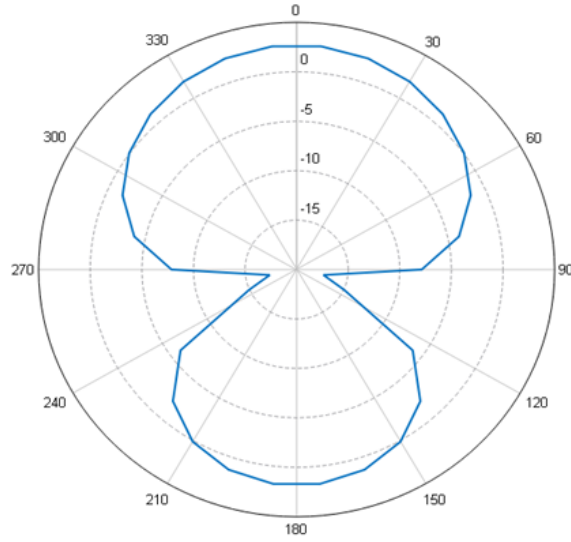


Figura 37: Ganancia en Diagrama Polar QHA 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

la frecuencia de 400 MHz, lo mismo para el caso de 150 MHz en donde el aporte va de 0 a +4dBi.

3.2.3. Ancho de Banda e Impedancia

Ahora se representará el ancho de banda en función a la impedancia que las QHA puedan tener cerca al a frecuencia nominal a la cuales fueron construidas. Para ello también se utilizará el programa Feko el cual da la impedancia característica en función de la frecuencia

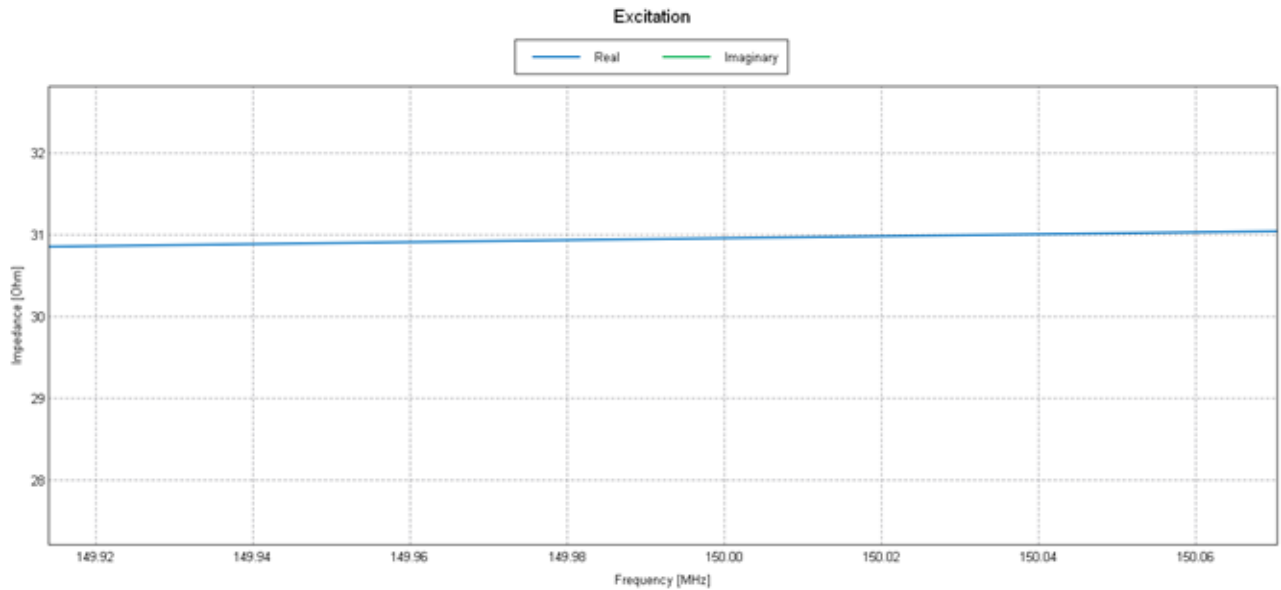


Figura 38: Impedancia de QHA 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

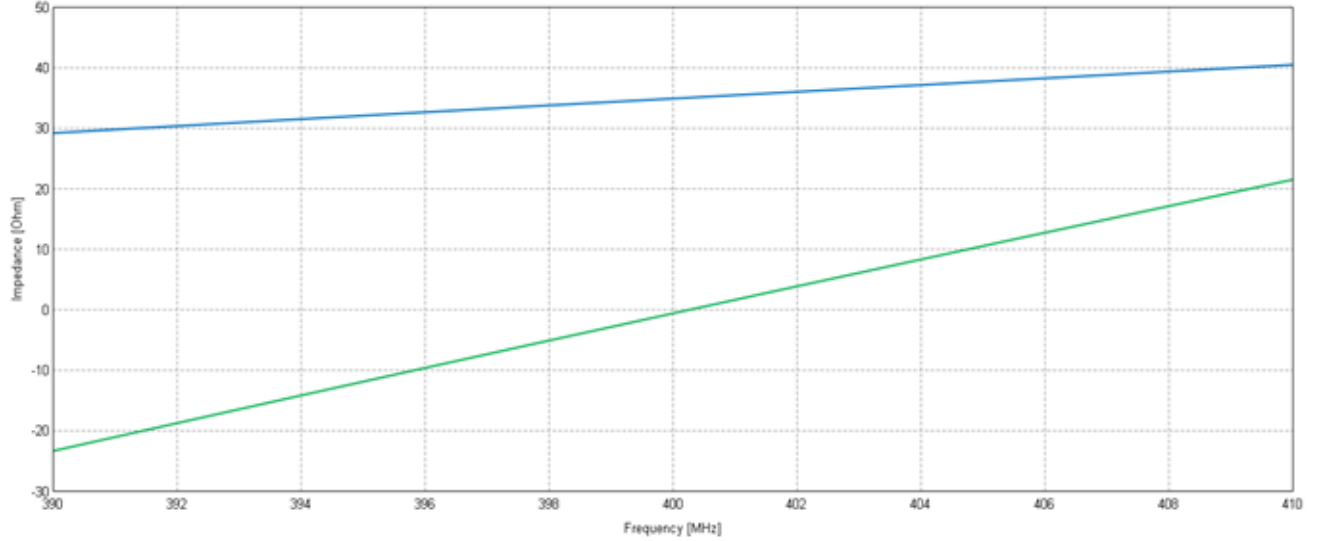


Figura 39: Impedancia de QHA 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

Como se puede apreciar en la parte de la simulación, la impedancia, la cual define el ancho de banda, se mantiene constante para ambas frecuencias alrededor de 1 MHz, lo cual es suficiente para este proyecto. (véase Figuras 38 y 39) Para este caso la simulación demuestra que se tendrá 31 ohms de impedancia real en ambas frecuencias, pero esto variará de acuerdo a las características del material que se usa para construirlas. Este diseño fue implementado con alambre de cobre esmaltado calibre 8 y tubos de PVC de 2.5".

3.3. Selección de Amplificadores de Bajo Ruido (LNA)

Como se ha apreciado en la tabla 3, en el peor de los casos los niveles de potencia de señales, para los 20 grados de elevación, serían del orden de los -120dBm y -113dBm (316.18 nV y 0.708 uV sobre cargas de 50 ohms), por lo que después de captar las señales con las antenas se tiene que amplificarlas para que el receptor pueda digitalizarlas sin problemas. Para ello se utilizó amplificadores de bajo ruido o LNA (de sus siglas en inglés Low Noise Amplifier), como se verá más adelante, el receptor digital elegido es un SDR USRP N200, el cual tiene un rango dinámico de 2 Vpp (+10dBm) con 14 bits de resolución y una Figura de ruido de 5dB.

Por lo que el mínimo nivel de señal detectable por el receptor SDR será:

$$Res_{volts} = \frac{1}{2^{N_{bits}-1}} = 0,123 \cdot 10^{-3} [V] \quad (3.9)$$

La ganancia mínima necesaria para poder trabajar sin problemas sería la que eleve la señal hasta la mínima resolución detectable por el receptor digital. Esto sin contar con las ganancias direccionales de las antenas de transmisión y recepción y las ganancias propias

del USRP N200.

$$Gain_{400} = \frac{0,123 \cdot 10^{-3}}{316,18 \cdot 10^{-9}} = 389,02 = 51,79[dB] \quad (3.10)$$

$$Gain_{150} = \frac{0,123 \cdot 10^{-3}}{0,708 \cdot 10^{-6}} = 173,73 = 44,80[dB] \quad (3.11)$$

Tabla 6: Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido, Frecuencia 150 MHz

Requerimientos de Selección : Amplificadores de Bajo Ruido		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Ancho de Banda	<10 MHz	Amplificador con banda angosta
R_{in} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a líneas de recepción
R_{out} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a líneas de recepción
Ganancia	> 20dB	Máxima ganancia que se encuentre
Figura de Ruido(dB)	<0.8 dB	Menor Figura de ruido posible

Tabla 7: Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido, Frecuencia 400 MHz

Requerimientos de Selección : Amplificadores de Bajo Ruido		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Ancho de Banda	<20 MHz	Amplificador con banda angosta
R_{in} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a líneas de recepción
R_{out} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a líneas de recepción
Ganancia	$\geq 17dB$	Máxima ganancia que se encuentre
Figura de Ruido(dB)	<0.8 dB	Menor Figura de ruido posible

Después de buscar las opciones de amplificadores de bajo ruido se llegó a la elección del Pre-Amplificador P150 VDG y P400-420 VDG de la marca Advanced Receiver Research, estos pre-amplificadores tienen una ganancia típica de +24dB y +17dB respectivamente, ambos con una Figura de ruido de 0.5dB. (ARR, 2016)

Estos amplificadores van al pie de la antena para evitar las pérdidas de línea(cables).

Para la segunda etapa de amplificación el siguiente amplificador elegido es el ZRL-400+ de la marca Mini-Circuits, el cual tiene una ganancia típica de +30 dB, y una Figura de ruido típica de 2.5 dB. Es importante mencionar que para este caso el amplificador cubre ambas bandas de frecuencias utilizadas.

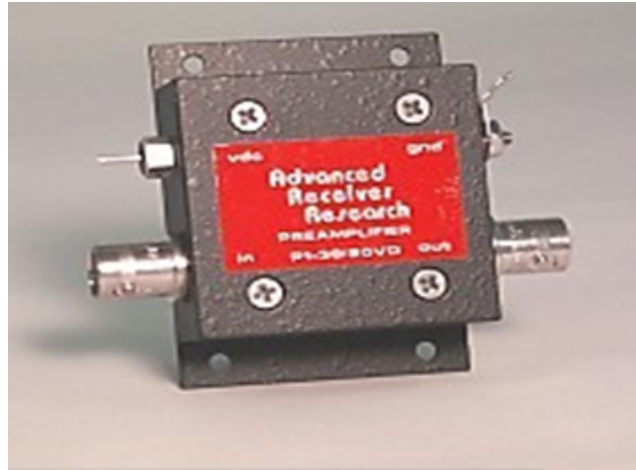


Figura 40: LNA de Advanced Receiver Research, Fuente : (ARR, 2016)

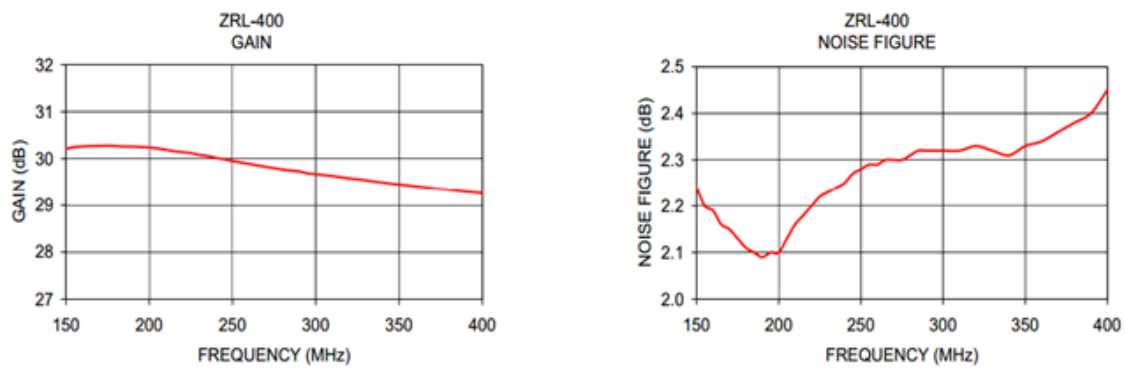


Figura 41: Características del Amplificador ZRL400, Fuente: Hoja de Datos

Tabla 8: Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido, Frecuencia 400 MHz

Requerimientos de Selección : Amplificadores Etapa II		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Ancho de Banda	-	Amplificador con banda angosta
R_{in} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a lineas de recepción
R_{out} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a lineas de recepción
Ganancia	$\geq 30dB$	Máxima ganancia que se encuentre
Figura de Ruido(dB)	<2.5 dB	Menor Figura de ruido posible

Tabla 9: Requerimientos de selección Amplificador de Bajo Ruido, Frecuencia 150 MHz

Requerimientos de Selección : Amplificadores Etapa II		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Ancho de Banda	-	Amplificador con banda angosta
R_{in} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a lineas de recepción
R_{out} (VSWR)	50 ohm	Acoplamiento a lineas de recepción
Ganancia	$\geq 30dB$	Máxima ganancia que se encuentre
Figura de Ruido(dB)	<2.5 dB	Menor Figura de ruido posible

Al posicionar los amplificadores en cascada o en serie se obtienen ganancias totales de +54 dB y +47 dB para las frecuencias de 150 y 400 MHz respectivamente, lo cual es suficiente para el ADC del SDR. Esto ayuda a que las señales estén dentro del rango dinámico del receptor digital y puedan ser digitalizadas sin problemas.

3.4. Diseño de filtros pasa banda resonadores

Debido a que se requiere tener una alta relación señal – ruido, se implementarán filtros analógicos tipo resonadores, estos filtros son del tipo de cavidad resonante y usan la física de guía de ondas, los cuales llegan a tener una respuesta elíptica tanto en el espectro de magnitud como en fase, por lo que los se podrá usar para este propósito. Para ello se debe tener en cuenta cuales son los requerimientos de diseño para estos componentes.

Contemplados los requerimientos de diseño para cada una de las frecuencias, se procede a diseñar los filtros.

Para estos casos los filtros se diseñan con el software Ansoft Designer SV2 (Student Version). Se deben considerar ciertos parámetros como :

Tabla 10: Requerimientos de diseño Filtro PasaBanda Frecuencia 400 MHz

Requerimientos de diseño : Filtro Resonadores 400 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Tipo de filtro	Pasabanda	Se requiere un filtro anti-aliasing
Ancho de banda	< 4 MHz	A menor ancho de banda, menos frecuencias espurias
Orden	3er Orden	Un filtro de mayor orden implica mas perdida en el ancho de banda
$VSWR_{in}$	$< 1,5VSWR$	Las lineas de recepción, requieren un VSWR 1:1
Pérdida(Insertion Loss)	< 3 dB	Se requiere una pérdida mínima
Rizado(dB)	0.1 dB	A menor rizado respuesta mas plana en la banda de paso.

Tabla 11: Requerimientos de diseño Filtro Pasa Banda Frecuencia 150 MHz

Requerimientos de diseño : Filtro Resonadores 150 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	Frecuencia Establecida por Transmisores
Tipo de filtro	Pasabanda	Se requiere un filtro anti-aliasing
Ancho de banda	< 5 MHz	A menor ancho de banda, menos frecuencias espurias
Orden	3er Orden	Un filtro de mayor orden implica mas perdida en el ancho de banda
$VSWR_{in}$	$< 1,5VSWR$	Las lineas de recepción, requieren un VSWR 1:1
Pérdida(Insertion Loss)	< 3 dB	Se requiere una pérdida mínima
Rizado(dB)	< 0.1 dB	A menor rizado respuesta mas plana en la banda de paso.

- Pérdidas por inserción (insertion loss): Idealmente, un filtro no inserta pérdidas de potencia en la banda de paso. Sin embargo, los elementos no son perfectos e introducen pérdidas. Suelen medirse en decibelios (dB).
- Rizado (ripple), indica qué tan plana es la respuesta del filtro en frecuencia en la banda

de trabajo, o la diferencia entre el mínimo y el máximo pico de respuesta, también en dB.

- Ancho de banda (bandwidth) para un filtro pasa-banda es la diferencia entre la mayor y la menor frecuencia dada a -3dB de atenuación.
- Factor de forma, es decir, qué tan abrupta es la respuesta del filtro. Suele tomarse entre los rangos de frecuencias a 3 dB y 60 dB.
- Nivel de Rechazo, se espera que un filtro tenga una respuesta a menos de 60 dB de atenuación fuera de la banda de trabajo o paso.

Al usar el software se ingresan ciertos parámetros como el orden del filtro, el nivel de rizado, la frecuencia pasa alta, la frecuencia central, la frecuencia pasabaja y las impedancias de entrada y salida.(véase Figura 42)

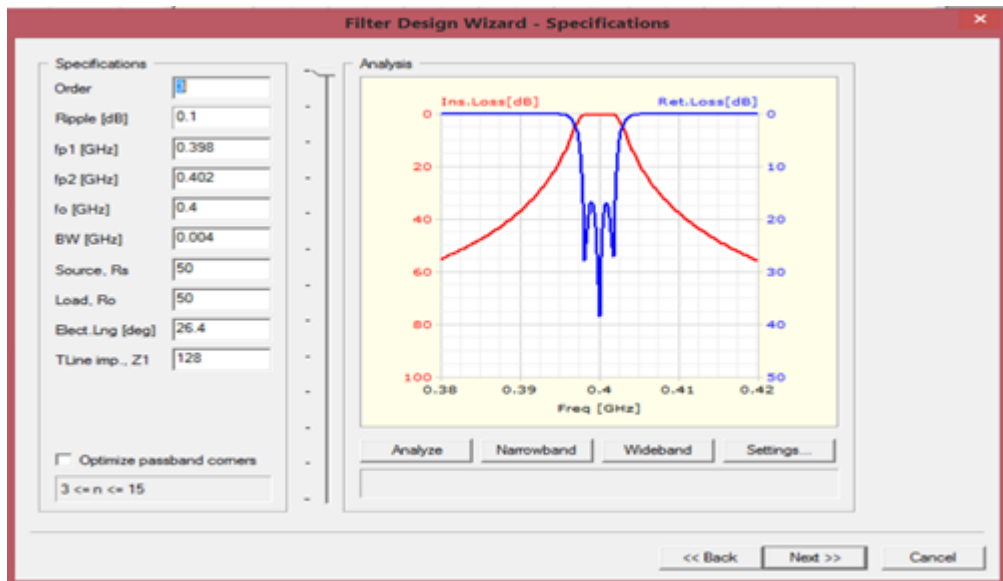


Figura 42: Ventana para diseño de filtros donde se usa el software Ansoft SV, Fuente: Elaboración propia

Al introducirse los parámetros en los campos respectivos se obtendrá el filtro deseado de 3er orden , en este caso el ancho de banda será de 2 MHz alrededor de la frecuencia central, las impedancias de entrada y salida será 50 ohms, el rizado en un factor de 0.1dB y la impedancia de línea de 128 ohms. Este ultimo campo permite experimentar con las dimensiones físicas del filtro, por lo que se vuelve un valor importante al momento de conseguir los componentes para fabricar los filtros, en especial por los capacitores.

En la ventana de la Figura número 43 se ven los valores de los capacitores resultantes y la distancia entre las barras resonantes. Si se está de acuerdo con las medidas se procede a la siguiente ventana. En esta (Figura 44) se ve el modelo equivalente final.

En las Figuras anteriores se muestran los pasos para poder diseñar los filtros Combliners en el software Ansoft. Finalmente se dibujan los filtros con un software CAD en este caso

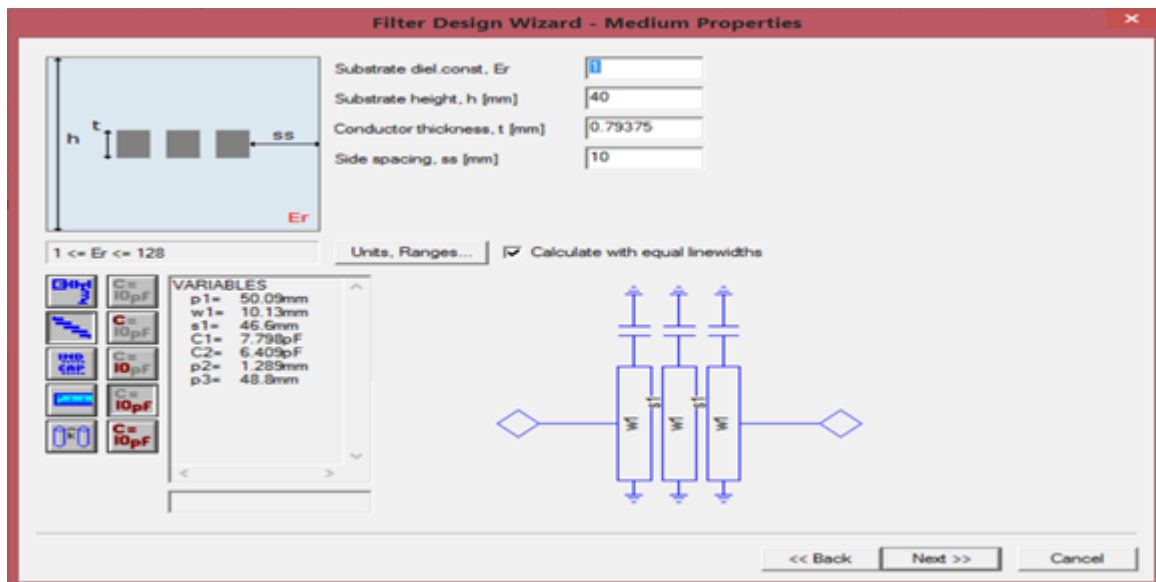


Figura 43: Ventana para diseño de filtros, Fuente: Elaboración propia

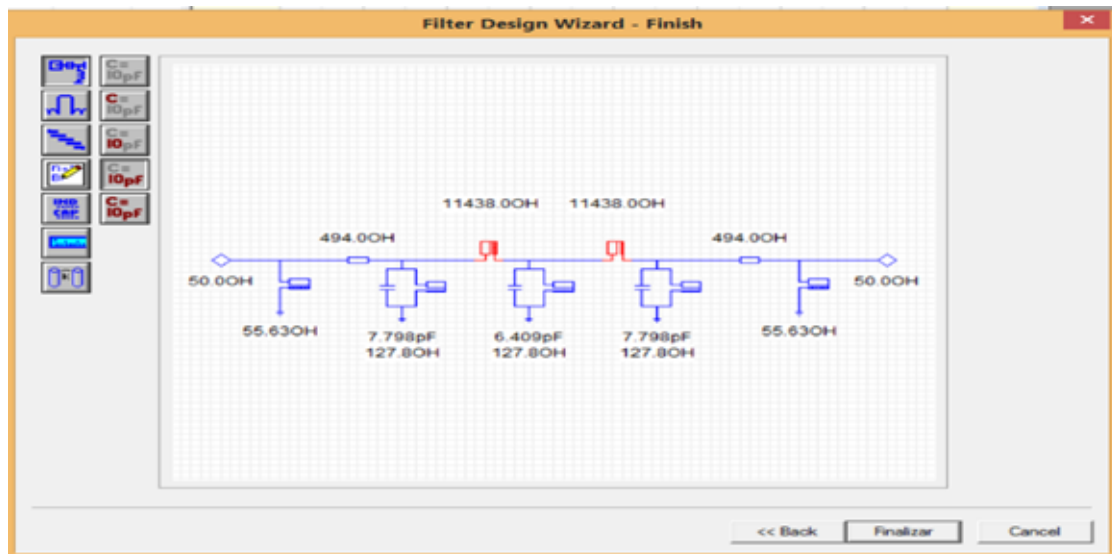


Figura 44: Ventana siguiente para diseño de filtros con Ansoft SV, Fuente: Elaboración propia

SkeethUp para presentarlo antes de implementarlo. (véase Figura 45)

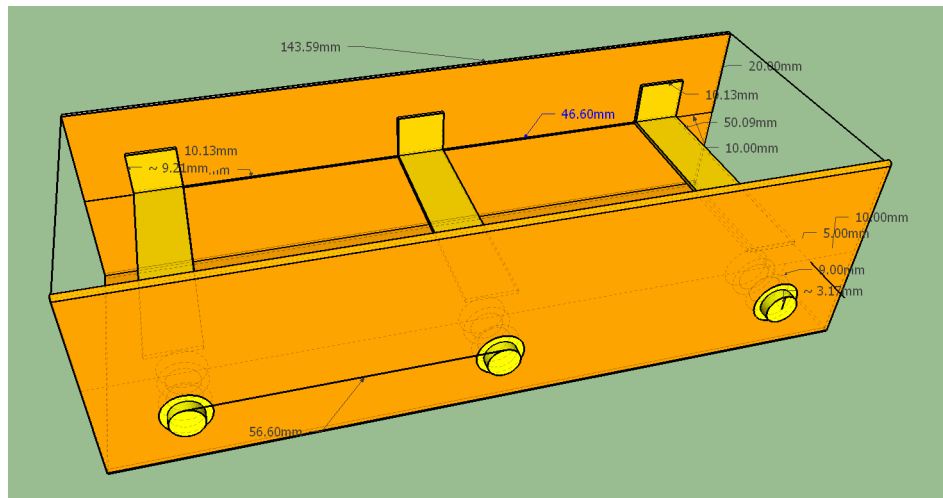


Figura 45: Diseño de Filtro pasa banda 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

Aunque el software, indica que el filtro diseñado no tiene pérdidas de inserción, se va a considerar -2dB de pérdidas y -3dB en pérdidas de cables y conectores.

Para visualizar la construcción de los filtros Vease Anexo D.

3.5. Calculo de figura de ruido (FN)

La figura de ruido es la pérdida de SNR entre etapa y etapa analógica de amplificación. Para este caso se evaluará la FN hasta el receptor digital. El amplificador del receptor digital amplifica por igual tanto a la señal deseada como al ruido; y la proporción de potencias entre ambos seguiría siendo la misma o aún peor, ya que todo equipo electrónico añade ruido interno al sistema receptor. Con el fin de cuantificar la cantidad de ruido interno es que se halla las Figuras de ruido de los amplificadores y pre amplificadores.

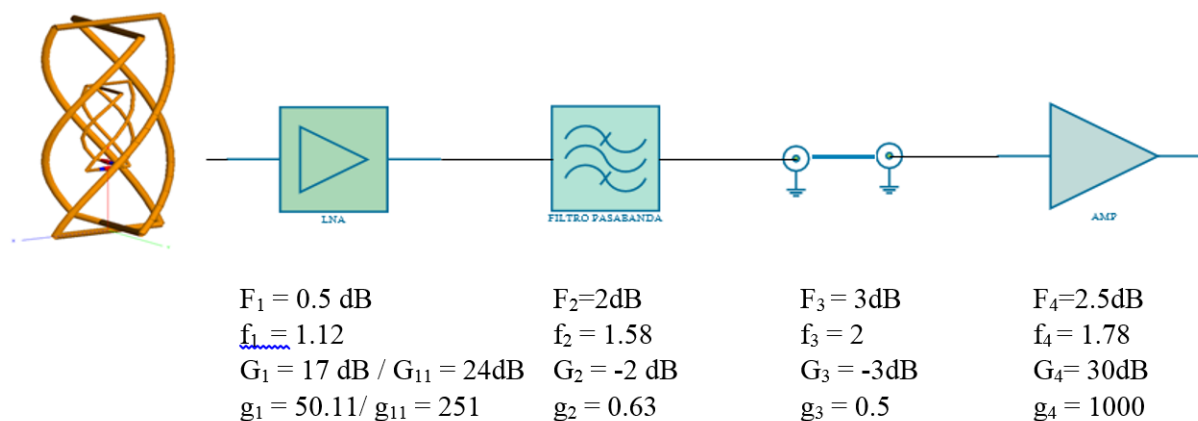


Figura 46: Diagrama Receptor Antena y Amplificadores, Fuente: Elaboración propia

Se puede apreciar en la Figura 46 la figura de ruido FN en dB y en escala lineal f_x , la ganancia o pérdida G_x en dB y la ganancia en escala lineal g_x . La ecuación respectiva para calcular la figura de ruido de cada canal son 3.12 y 3.13.

$$f_{t400} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot g_3} \quad (3.12)$$

$$f_{t150} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_{11}} + \frac{f_3 - 1}{g_{11} \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_{11} \cdot g_2 \cdot g_3} \quad (3.13)$$

Para este caso la figura de ruido para el canal de 400 MHz es :

$$f_{t400} = 1,12 + \frac{1,58 - 1}{50,11} + \frac{2 - 1}{(50,11)(0,63)} + \frac{1,78 - 1}{(50,11)(0,63)(0,5)} f_{t400} = 1,21 \quad (3.14)$$

Así mismo para el canal de 150 MHz la figura de ruido es:

$$f_{t150} = 1,12 + \frac{1,58 - 1}{251} + \frac{2 - 1}{(251)(0,63)} + \frac{1,78 - 1}{(251)(0,63)(0,5)} f_{t150} = 1,14 \quad (3.15)$$

Es importante conocer los niveles de figura de ruido ya que el simple hecho de que el receptor amplifique no será de utilidad, si es que el ruido es muy elevado en la entrada del receptor.

3.6. Selección del equipo receptor SDR (USRP N200)

USRP: Universal Software Radio Peripheral, es un radio digital definido por software (SDR, del inglés Software Defined Radio) que permite diseñar rápidamente sistemas de radio TX/RX. Este equipo contempla una tarjeta madre a la cual se le pueden agregar diferentes tipos de tarjetas hijas para operar el equipo en diferentes formas y frecuencias. En este caso se adoptó el modelo N200 y la tarjeta hija TVRX2.0 la cual incluye dos cadenas downconverter (DDC) que permiten la recepción de 2 canales en diferentes bandas. Esta tarjeta es ideal para aplicaciones en bandas HF, VHF y UHF, pues trabajan en el rango de 50-860 MHz. Además de poseer un amplificador automático cuyo rango varía entre 0 y 30 dB. Se usó este equipo pues son con los que cuenta el Radio Observatorio de Jicamarca para este tipo de aplicaciones.

Para conocer a ciencia cierta cuál es el camino correcto de la señales se debe tener en cuenta cuales son los principales componentes del USRP N200 y de la tarjeta hija TVRX2.0. Una vez las señales sean preamplificadas, estas entraran a la tarjeta TVRX2 la cual tiene un receptor en quadratura que permite trasladar las frecuencias de estas señales a frecuencias intermedias (IF, del inglés Intermediate Frequency). Estas señales, en frecuencias intermedias, son digitalizadas por los ADC del USRP N200, las cuales son convertidas a banda base



Figura 47: Equipo USRP N200 de Ettus Research, Fuente: (Ettus, 2016)

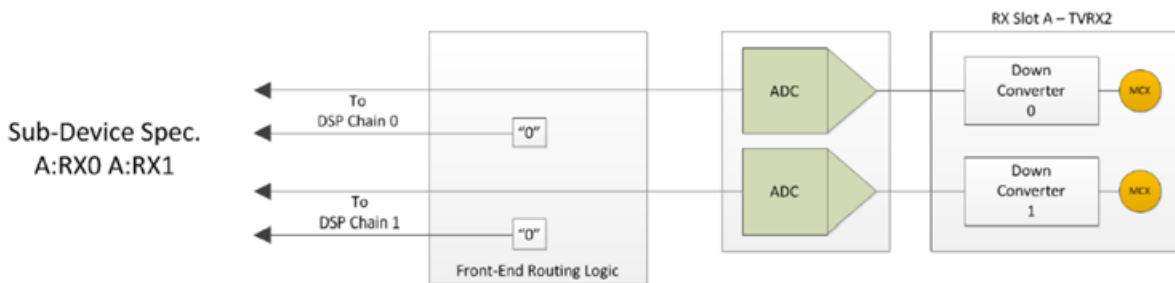


Figura 48: Interfaz de entrada - TVRX2, Fuente: (Ettus, 2015)

a través de un DownConverter y finalmente filtradas y decimadas para ser transportadas a través del protocolo Ethernet 1 Gbps.

Como se visualiza en la Figura 48, la tarjeta TVRX2 tiene 2 slots para incorporar 2 señales RF, estas señales pasan por el downconverter(Como el visto en la sección 2.9.6) el cual traslada la señal a una frecuencia intermedia (Puede ser entre 6 y 10 MHz).

En la imagen 49 se puede distinguir 2 partes, la Naranja la cual se encarga de generar las señales de reloj a los diversos periféricos del USRP y la parte Roja, la cual se encarga de la digitalización de las señales.

3.7. Diseño del gestor automático de energía

El gestor automático de energía es un dispositivo diseñado con la finalidad de activar y alimentar los amplificadores, el USRP y cualquier otro componente del sistema receptor. Este gestor es controlado por un microcontrolador STM32f103c8 de la familia Cortex M3,marca ARM. Este microcontrolador es de 32bits con múltiples periféricos y buenas características, más detalle se puede encontrar en su hoja de datos.

Este controlador de energía es un agregado del proyecto, pues receptores construidos con anterioridad siempre tienen prendidos los amplificadores y pre-amplificadores lo cual puede agotar sus tiempos de vida. Además de requerir más consumo de energía, el calor generado puede afectar a la sensibilidad de los otros componentes al aumentar el ruido térmico.

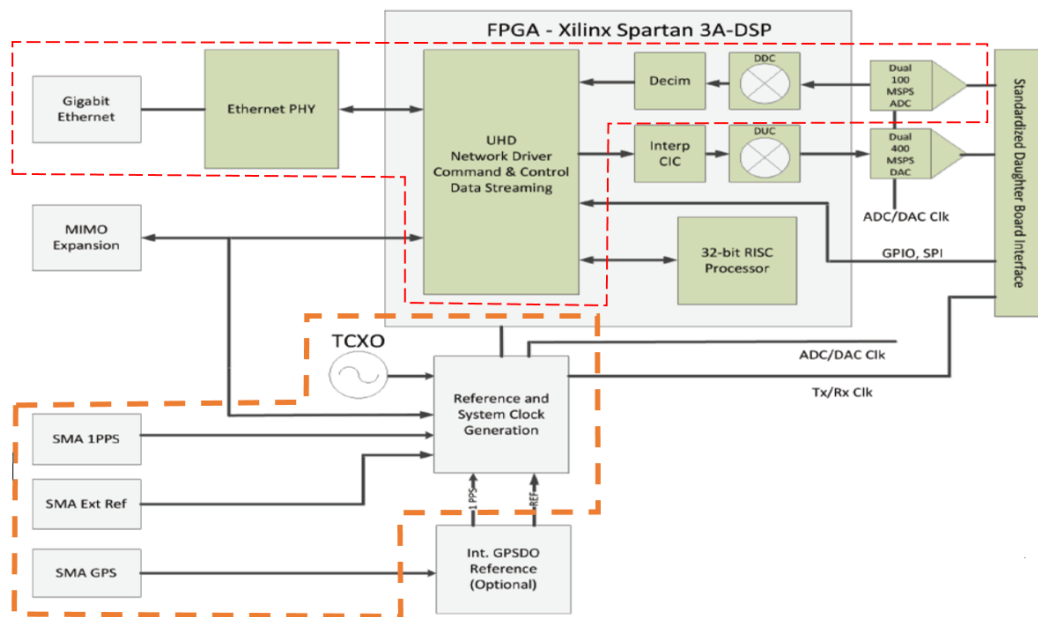


Figura 49: Esquema interno del USRP N200. Fuente : (Ettus, 2016)

Para poder encender los amplificadores se cuenta con relés los cuales son activados por transistores de tipo canal N. El microcontrolador verifica sus estados de alimentación de los diversos componentes e informa al software de control. La comunicación se realiza por protocolo serial y un conversor de RS232 a TTL. El diagrama de diseño se puede apreciar de la Figura 50 a la Figura 53 y el diseño final en la Figura 54.

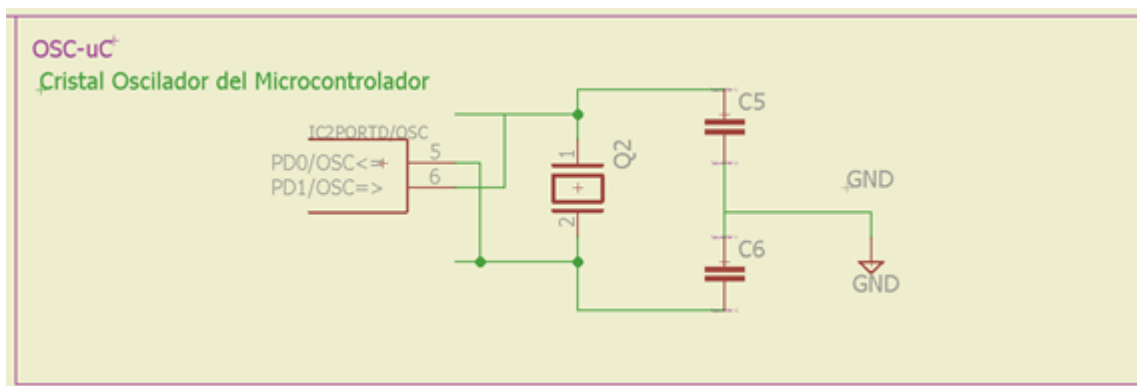


Figura 50: Esquema del diseño de la tarjeta de control, Oscilador basado en un Cristal de 8 MHz. Fuente: Elaboración Propia

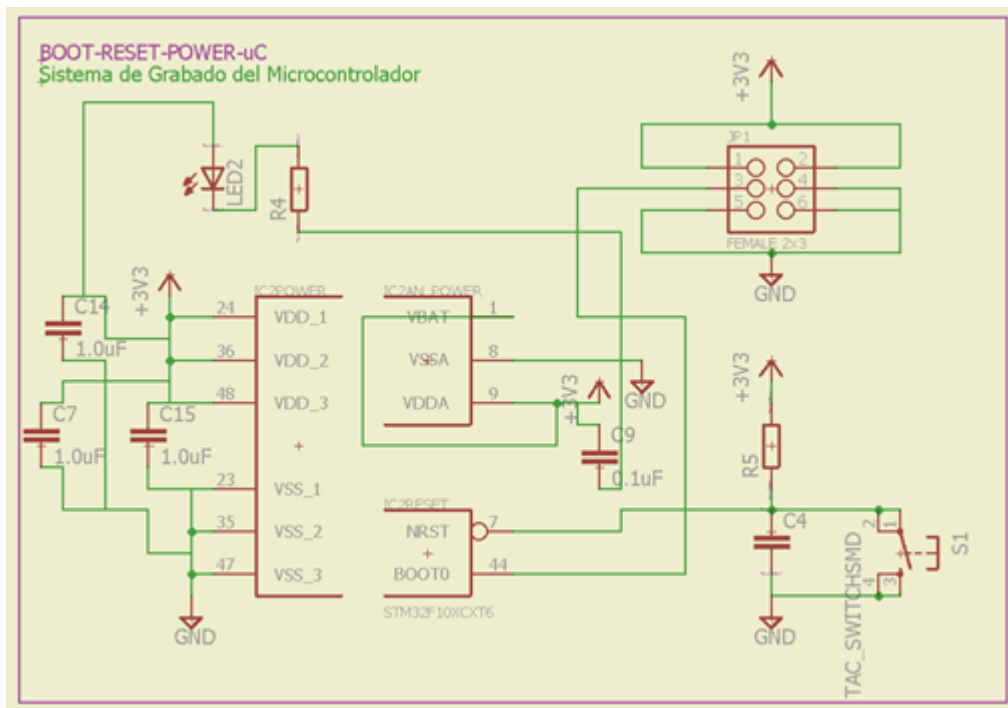


Figura 51: Esquema del diseño de la tarjeta de control. Circuito para grabar el microcontrolador. Fuente: Elaboración Propia

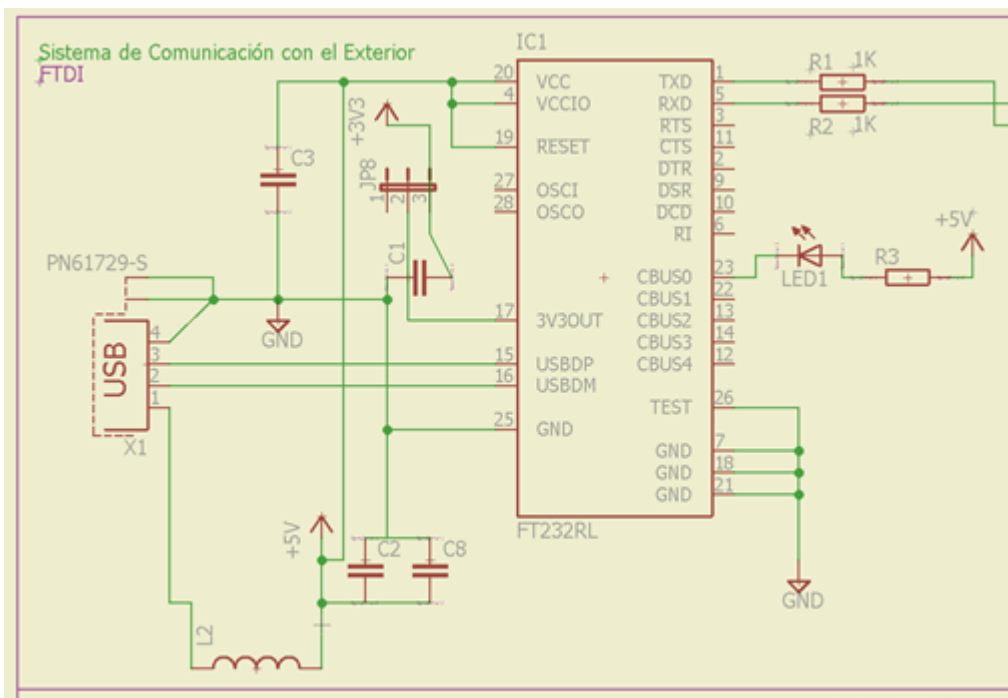


Figura 52: Esquema del diseño de la tarjeta de control. Sistema de comunicación basado en un Chip FTDI. Fuente: Elaboración Propia

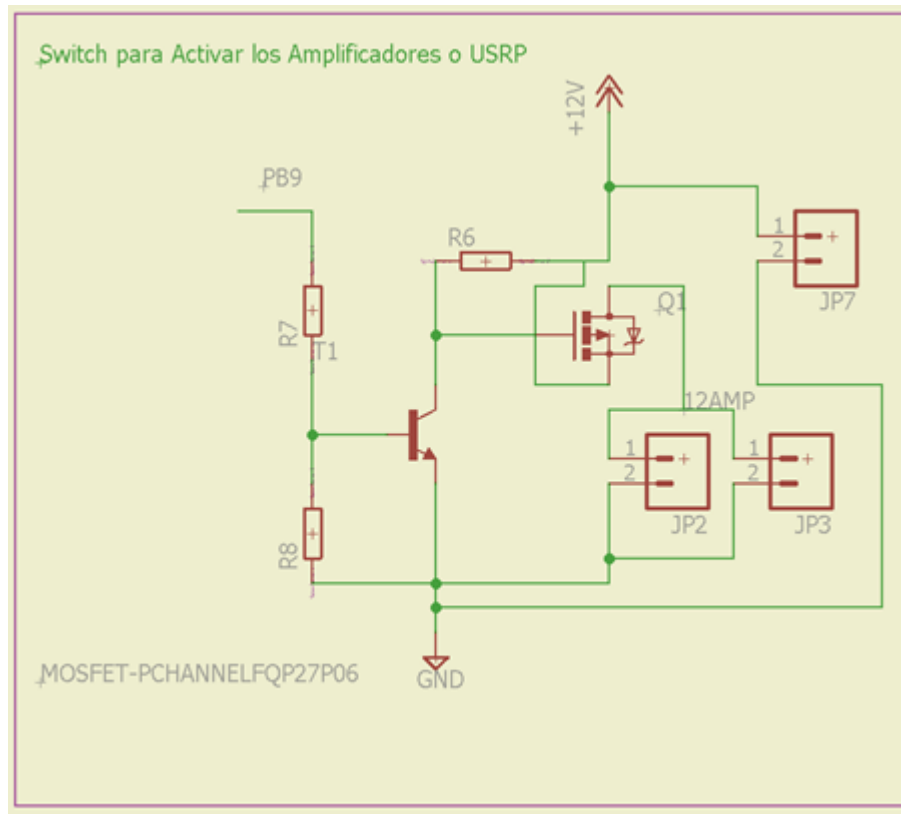


Figura 53: Esquema del diseño de la tarjeta de control. Circuito switch basado en un MOS-FET canal P. Fuente: Elaboración Propia

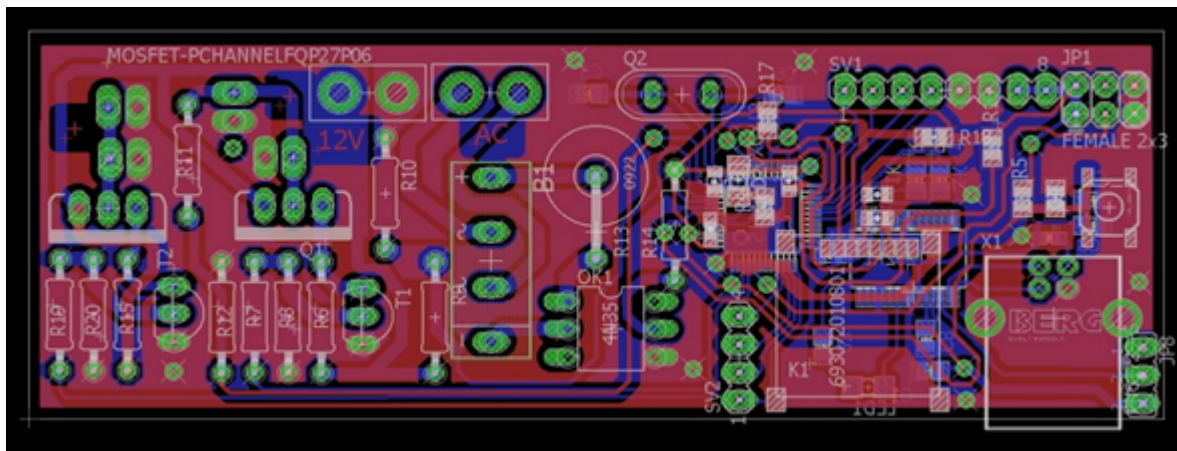


Figura 54: Diseño de tarjeta para Control de estación. Integrando todas las partes antes mencionadas. Fuente: Elaboración Propia, Programa Eagle Free Version.

Capítulo IV

Procesamiento de Señales y Software de Control

Como se describió en la sección 2.6.1 el método que se utiliza para calcular el rTEC es el llamado Doppler diferencial, el cual mide la diferencia de fases entre dos señales transmitidas desde un satélite de baja órbita(Kudeki, 2010). Este capítulo tiene como objetivo mostrar cómo se ha implementado dicho procesamiento y cuáles son los diversos procedimientos de control que usa la estación terrena para funcionar de forma autónoma.

Se ha separado el Software De Control y Procesamiento de señales en cuatro partes generales(véase Figura 55), estas son:

1. La gestión de los archivos(con la obtención de aproximación de las trayectorias satelitales).
2. La adquisición de las señales.
3. La validación con el pre-procesamiento de la data.
4. El procesamiento final.

El software de control y procesamiento se ha diseñado para que sus partes puedan correr en paralelo, pues es necesario que el sistema siga grabando señales mientras pre-procesa o procesa pases anteriores de satélites. A continuación se describirá cada uno de los bloques indicando cuales son los pasos que se encuentran inmersos en estas partes.

4.1. Parte 1 - Gestor de Archivos y Carpetas

El proceso inicial consiste en la verificación de la carpeta en donde se guardarán los datos, pues es posible que el reinicio del programa haya ocurrido debido a fallas del sistema

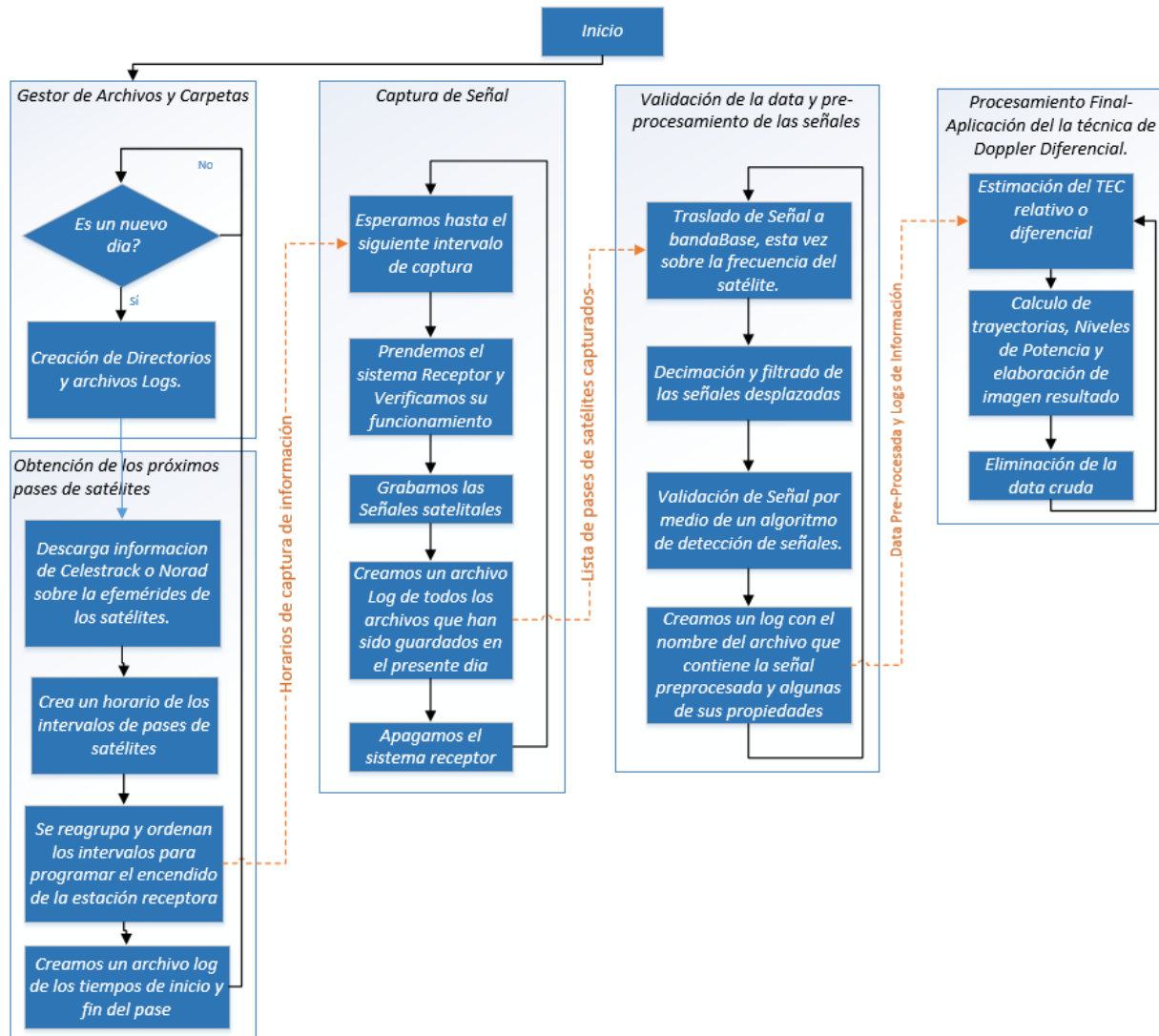


Figura 55: Diagrama General de Flujo del Software de Control y Procesamiento, Fuente: Elaboración propia

eléctrico. Si es que la carpeta contenedora del día no existen entonces se crea, en caso contrario se pasa a revisar si el USRP tiene conexión con el computador. Una vez que se verifique la conexión con el USRP, se guarda en un registro o logg el estado de todo el sistema receptor.

Para poder ponerle nombre a la carpeta se utiliza el módulo `datetime` de Python, este módulo tiene funciones capaces de proporcionar la fecha completa con horas, minutos y segundos. Más información se puede encontrar en <https://docs.python.org/2/library/datetime.html>. Luego de crear las carpetas de almacenamiento se procede a obtener o actualizar los TLE, detallados en la sección 2.4 y el anexo A.

4.1.1. Obtención de las efemérides y trayectorias Satelitales

La obtención de los TLE se realiza en lenguaje Python con la librería `urllib`, esta librería permite acceder a un localizador de recursos uniformes o URL, del inglés Uniform Resource Locator, que se encuentra dirigido al servidor Web de Celestrack. Este servidor web proporciona a manera de archivo de texto (.txt) la información actualizada de los satélites a los que el NORAD(North American Aerospace Defense Command) les hace un constante seguimiento. La página Web es <https://www.celestrak.com/NORAD/elements/>. Al acceder a algunos de sus elementos se podrá encontrar archivos que contienen información satelital. Dicha información se almacena a manera de líneas en una variable, de tal forma que el nombre del satélite siempre estará en la 3xN línea, donde N es 0,1,2,3. (véase Figura 56)

```
FORMOSAT-3 FM6
1 29047U 06011A 16212.77546292 .00000044 00000-0 33576-4 0 9990
2 29047 71.9801 122.9746 0050972 344.8819 15.0790 14.28521669538867
FORMOSAT-3 FM1
1 29048U 06011B 16212.98078334 -.00000027 00000-0 57701-5 0 9990
2 29048 71.9676 35.0517 0045398 300.5519 214.8635 14.28460623541380
```

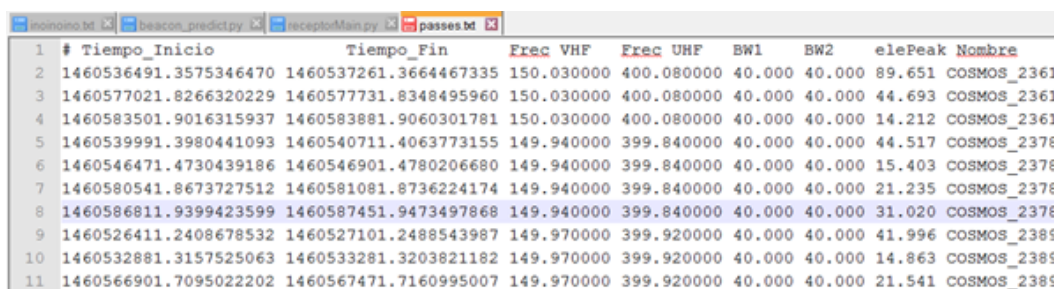
Figura 56: Formato de información de la efemérides, Fuente: Celestrack

La búsqueda se realiza solo de los satélites de interés, los cuales están nombrados en un archivo llamado `satellites.txt` el cual contiene los nombres y offsets(en frecuencia). Estos nombres son buscados en las líneas de los nombres de satélites en la información descargada. En caso de encontrar el nombre del satélite de interés en la base de datos del servidor, la información de sus efemérides (TLEs y trayectorias) es almacenada, junto con el offset de frecuencia, en un archivo denominado `beacon.tle`. De esta forma, se actualiza la información de las efemérides (Trayectorias) de los satélites de interés.

Una vez capturada la información de las efemérides, se requiere convertir la información a trayectorias referenciales sobre el punto de coordenadas (Latitud y Longitud) donde se encuentra el receptor. Esto se podrá lograr con la librería `PyEphem` para Python, pues esta permite acceder a rutinas astronómicas que pueden calcular las posiciones de cuerpos celestes en días particulares, de la misma manera se pueden determinar en qué parte del cielo aparecerán los satélites de interés, sobre cualquier punto sobre la tierra.

Para ello tomaremos los datos de salida al ingresar el nombre, la primera y segunda línea del TLE a la función `ephem.readtle (nombre, tle1, tle2)` la cual al agregarle un observador o punto de observación, estimará la elevación, el azimut, la altitud, la latitud, longitud, la hora de aparición y el tiempo de salida de la trayectoria del satélite. Si dichas trayectorias tienen un ángulo de elevación menor a 20 grados de elevación se descartan. Cuando un pase de satélite cumple estos criterios, se guarda todos los datos entregados por la función antes mencionada en un archivo con extensión `*.pass`. Estos datos sirven más adelante para

poder localizar y referenciar las medidas del rTEC de dichos pases. Este procedimiento es realizado a todos los posibles pases de satélite que calcula la rutina, los pases son guardados en la carpeta del día en un archivo llamado passes.txt. (véase Figura 57) En este archivo se encuentran los pases organizados por orden de predicción según el orden del satélite con el cual fueron encontrados en la lista de satelites.txt. Después de haber generado este archivo, el programa principal cambia el orden y la forma de la lista según otros criterios que se explican a continuación. Primero verifica que el orden sea temporal, es decir ordena la lista a lo largo del día en orden de aparición, y segundo, junta los pases de satélite que se encuentren en la misma ventana de tiempo. Uniendo los tiempos de inicio y fin según sea conveniente para poder grabar más de una señal en caso pasen varios satélites al mismo tiempo. Estos datos reordenados son grabados en un archivo llamado recordIntervals.txt pues viene a ser el horario en que el sistema receptor grabará o capturará las señales satelitales.



#	Tiempo_Inicio	Tiempo_Fin	Frec VHF	Frec UHF	BW1	BW2	elePeak	Nombre
2	1460536491.3575346470	1460537261.3664467335	150.030000	400.080000	40.000	40.000	89.651	COSMOS_2361
3	1460577021.8266320229	1460577731.8348495960	150.030000	400.080000	40.000	40.000	44.693	COSMOS_2361
4	1460583501.9016315937	1460583881.9060301781	150.030000	400.080000	40.000	40.000	14.212	COSMOS_2361
5	1460539991.3980441093	1460540711.4063773155	149.940000	399.840000	40.000	40.000	44.517	COSMOS_2378
6	1460546471.4730439186	1460546901.4780206680	149.940000	399.840000	40.000	40.000	15.403	COSMOS_2378
7	1460580541.8673727512	1460581081.8736224174	149.940000	399.840000	40.000	40.000	21.235	COSMOS_2378
8	1460586811.9399423599	1460587451.9473497868	149.940000	399.840000	40.000	40.000	31.020	COSMOS_2378
9	1460526411.2408678532	1460527101.2488543987	149.970000	399.920000	40.000	40.000	41.996	COSMOS_2389
10	1460532881.3157525063	1460533281.3203821182	149.970000	399.920000	40.000	40.000	14.863	COSMOS_2389
11	1460566901.7095022202	1460567471.7160995007	149.970000	399.920000	40.000	40.000	21.541	COSMOS_2389

Figura 57: Archivo passes.txt generado por la rutina de predicción, Fuente: Elaboración propia

4.2. Parte 2 - Adquisición de Señales

La captura o digitalización de señales se procede a realizar con el USRP N200, como se ha mencionado en la sección 3.6 este equipo es un receptor digital controlado por software, y para poder controlarlo se puede usar la librería UHD (USRP Hardware Driver) con el software de procesamiento GNURadio.

4.2.1. Acondicionamiento de la Estación pre-digitalización de señales.

Antes de entrar a ver el funcionamiento de la librería UHD con el USRP, se debe considerar encender los amplificadores, pues estos se encienden cuando se quieren adquirir datos, de esta manera se puede ahorrar energía. Para realizar esta acción, como se mencionó anteriormente, se usa un microcontrolador stm32f103c8 de la familia ARM y un conversor de USB a TTL que simula una conexión RS232. El microcontrolador se encuentra en la constante espera de recibir una cadena de caracteres que analiza e identifica el estado como sistema encendido y otra cadena sirve para verificar el estado apagado, al recibir estos comandos

activa un circuito de relees que cierran el circuito de alimentación de los amplificadores. (véase Figura 31) El microcontrolador interpreta señales enviadas por la PC y encenderá los pre-amplificadores y los amplificadores. Seguidamente después de esto se continúa con enviar los comandos al USRP para que proceda a grabar las señales.

4.2.2. Configuración de la digitalización de las Señales

La librería UHD contiene la clase topblock en la cual se puede configurar los parámetros de digitalización del USRP como frecuencia de muestreo, ancho de banda de filtro pasa banda, ganancia del canal, formato de datos y la ubicación destino de los datos. Adicionalmente se configura la frecuencia central que auto-configura los periféricos del USRP(LO,NCO,etc)

Cuando se ingresan todos los parámetros de configuración a través de esta clase se puede llamar a un método `start()`, este método permitirá enviar la configuración al USRP y ponerlo en operación.

El tiempo que el USRP se encuentra en operación (en grabación) es la diferencia entre el tiempo de inicio y el tiempo final el cual es calculado por la duración del pase del satélite. Una vez transcurrido el tiempo de grabación, se apagan los amplificadores y se cambia el modo del USRP a modo stand by con los métodos `stop()` y `wait()` (Ver Anexo C).

El programa principal(sección 4.1) calculará cuanto es el tiempo que necesita esperar para que vuelva a encender los amplificadores y vuelva a cambiar el modo del USRP a modo de operación.

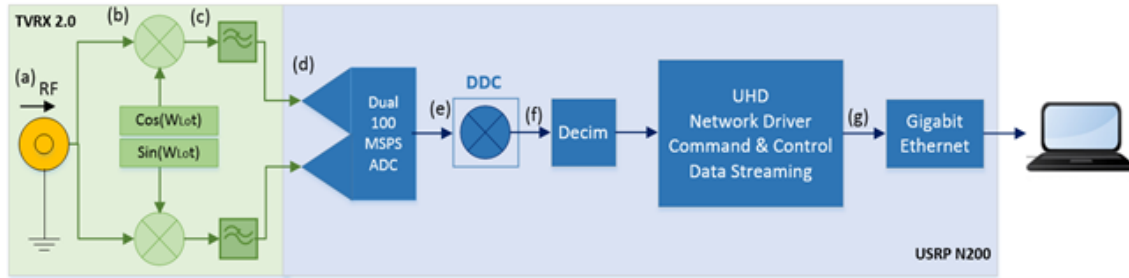


Figura 58: Arquitectura Radio Definido por Software, Fuente: Elaboración propia

La señal proveniente de las etapas de Pre-Amplificación y Amplificación (a), entra a la tarjeta DaughterBoard TVRX2 y es mezclada con una frecuencia próxima para resultar en una frecuencia intermedia, la cual genera dos señales desfasadas I e Q que representan las muestras reales(inphase) e imaginarias(Quadrature) (b). Todo ello mediante el receptor SuperHeterodino visto en la sección 2.9. Las señales generadas por el mezclador son la suma y la diferencia de las frecuencias, la suma es filtrada por un filtro pasabajos (de 40MHz) y la diferencia es la señal deseada pasa una banda intermedia IF_{Int} (c).

$$V_I(t) = \cos(IF_{int}(t) + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) + \cos((W_{RF} + W_{LO})(t) + \varphi_{RF} + \varphi_{LO}) \quad (4.1)$$

$$V_Q(t) = \sin(IF_{int}(t) + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) + \sin((W_{RF} + W_{LO})(t) + \varphi_{RF} + \varphi_{LO}) \quad (4.2)$$

Por lo que queda,

$$V_I(t) = \cos(IF_{int}(t) + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (4.3)$$

$$V_Q(t) = \sin(IF_{int}(t) + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (4.4)$$

La señal que se encuentra alrededor de la IF_{int} , es digitalizada por un ADC sigma-delta a una tasa de 100 Msps, con una resolución de 14 bits. Por lo que se transforman de señales continuas a señales discretas en el tiempo.

$$V_I[n] = \cos(IF_{int}[n] + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (4.5)$$

$$V_Q[n] = \sin(IF_{int}[n] + \varphi_{RF} - \varphi_{LO}) \quad (4.6)$$

Las señales digitalizadas $V_I[n]$ y $V_Q[n]$, aun en banda IF_{int} , es desplazada a banda base a través del Downconverter (DDC) el cual filtra y posteriormente decimada (f) de 100 Msps a 1.25 Msps. Este DDC está implementando sobre el FPGA dentro del USRP.

Según la hoja de datos de la TVRX 2.0, la frecuencia intermedia sería un valor entre 6 y 10MHz, esto según la tasa de salida que el usuario necesita al final y el factor de submuestreo “M” “más óptimo que encuentre el USRP.

Considerando, que nuestra tasa de salida es de 1.25 Msps y el factor de decimación M del DDC, fuese de 8, la frecuencia intermedia estaría en 10 MHz, pues $(8)(1,25) \text{ Msps} = 10 \text{ MHz}$, por ende $IF_{int} = 2(\pi)(10 \text{ MHz})$.

Esta nueva señal en banda base que llamaremos $X_{BB}[n]$ estará compuesta de forma compleja de la forma $V_I[n'] + jV_Q[n']$, en donde cada muestra ocupará 8 Bytes (4 para la parte imaginaria y 4 para la real).

Estos datos son enviados a la PC través de la interfaz GigabitEthernet que se encuentra dentro del bloque ÜHD Network Driver, a una tasa de transferencia $(1.25 \text{ Msps})(8 \text{ Bytes}) = 10 \text{ MBytes}$ o 80 Mbits por canal(RF1 y RF2) para su posterior procesamiento.

4.3. Parte 3 - Validación de la información y Pre-Procesamiento de las señales

Los datos digitalizados se les llama RAW DATA o datos crudos, ahora se procederá a realizar una descripción del procesamiento de las señales adquiridas. Como se mencionó en la sección 4.2.2 los datos llegan con una tasa de muestreo de 1.25 Msps, lo cual debido a la digitalización en cuadratura da un ancho de banda de 1.25 MHz en banda base. Esto significa que si la frecuencia central era 400 MHz, los límites inferiores y superiores son 399.375 MHz y 400.625 MHz. Así mismo con 150 MHz sus frecuencias límites serían 149.375 MHz y 150.625 MHz. Esto permite poder capturar todos los satélites que transmiten este par de señales alrededor de estas frecuencias. Como se indicó en el capítulo 3 (tabla número 2), las frecuencias de los satélites tienen offsets los cuales ayudan a facilitar su identificación, en algunos casos se ha visto hasta +400 ppm lo que incurre en desplazamientos de hasta 160 KHz en la frecuencia de 400 MHz y 60 KHz en 150 MHz, por ejemplo lo que da como resultados 400.16 MHz y 150.06 MHz respectivamente.

Por ende, una vez grabada la señal del satélite se procede a centrarla en el espectro, filtrarla y submuestrearla, el desplazamiento se puede generar mediante una clase o bloque llamado Frequency Xlating FIR Filter. Esta función que es parte de la librerías de GNU-Radio, implementa un DDC en software (sobre PC), el cual se basa en las propiedades de traslación en frecuencia de la transformada Discreta de Fourier que se vio en la sección 2.12.1 y un proceso de decimación como el visto en la sección 2.9.5. Este bloque que se encuentra dentro de las librerías de GNURadio es una clase a la cual se le puede ingresar la frecuencia a la cual se quiere llegar, el factor por el cual se quiere decimar con el modelo del filtro que se quiere aplicar.

Este bloque generará la señal con la que se batirá la señal x_{BB} de 1.25 MHz, se llamará IF_{RO} (Remove Offset), la frecuencia de esta señal será la diferencia de la frecuencia del transmisor satelital y la frecuencia central registrada por el USRP, en este caso 400 MHz o 150 MHz.

$$IF_{RO} = RF_{offset} - RF_{central} \quad (4.7)$$

Por lo que la nueva frecuencia central resultará de la mezcla de la señal digital x_{BB} de frecuencia RF_{Offset} con la señal de frecuencia IF_{RO} .

$$x'_{BB} = RF_{Offset} \pm RF_{central} \quad (4.8)$$

La ecuación 4.8 tiene el signo +/- debido a que el offset puede ser positivo o negativo, dependiendo de cómo se le haya asignado al satélite.

El siguiente paso sería la aplicación del filtro pasa bajas FIR, alrededor de la nueva frecuencia central, con frecuencias de corte de 10 KHz y 8 KHz para las frecuencias de 400 MHz y 150 MHz respectivamente.

Nuestra nueva señal x_{LPF} será el resultado de filtrar la señal x'_{BB} con nuestro filtro h_{LPF} .

$$x_{LPF}[n] = x'_{BB}[n] * h_{LPF}[n] = \sum_{l=0}^{\infty} h[l]x'_{BB}[n-l] \quad (4.9)$$

Para posteriormente pasar a submuestrearla y completar el proceso de decimación.

$$x_{dec}[m] = x_{LPF}[Mn] = \sum_{l=0}^{\infty} h[l]x'_{BB}[Mn-l] \quad (4.10)$$

En este punto se obtiene la señal deseada, en donde deberá encontrarse la señal satelital con el ancho de banda suficiente para verificar el efecto Doppler visto en la sección 2.3.4.

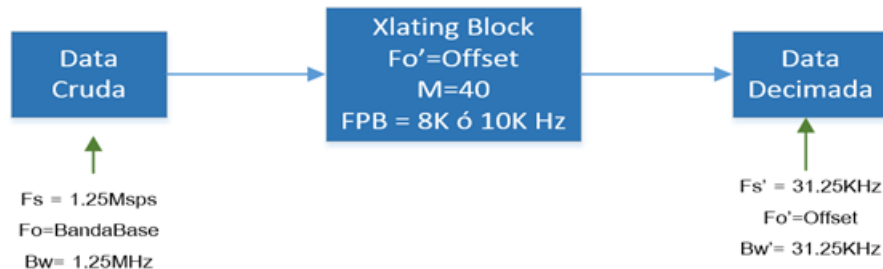


Figura 59: Diagrama de entrada/salida bloque Freq. Xlating FIR Filter, Fuente: Elaboración propia

El resultado de este bloque es una señal satelital centrada en el espectro, con un ancho de banda de $1.25 \text{ MHz}/40 = 31.25 \text{ KHz}$, 15,625 Hz a cada lado, y finalmente filtrada a 16 KHz(-8 KHz a 8 KHz) y a 20 KHz(-10 KHz a 10 KHz) por un filtro pasa bajos FIR.(véase Figura 4.6) En el caso de que un archivo contenga información de más de dos pases de satélites, la rutina de pre procesamiento generará múltiples archivos los cuales contienen las señales satelitales centradas, decimadas y filtradas, de tal forma que se puedan rescatar todas las señales grabadas en la misma ventana de tiempo. El análisis en el espectro de potencia puede verse en la Figura 60.

En la Figura 61 se pueden ver espectros de amplitud en frecuencia(a) para un archivo (RawData) que contiene dos señales satelitales, con distintos offsets, en la misma ventana de tiempo. El preprocesamiento las separará en archivos distintos los cuales se pueden ver en el lado derecho de la Figura 61.

4.3.1. Validación de la información

Debido a que el pre-procesamiento traslada la data en frecuencia, la décima y la filtra, la información contenida dentro de los archivos generados no tiene la garantía de contener

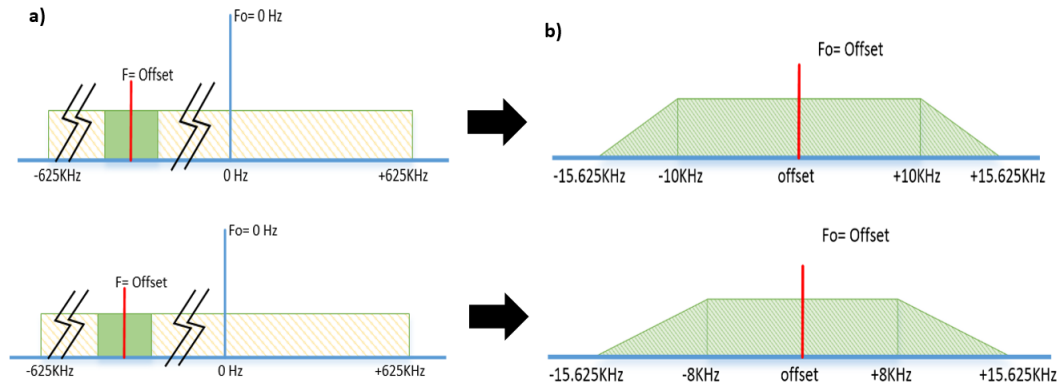


Figura 60: Espectro de amplitud de las señales simuladas de entrada y salida, Fuente: Elaboración propia

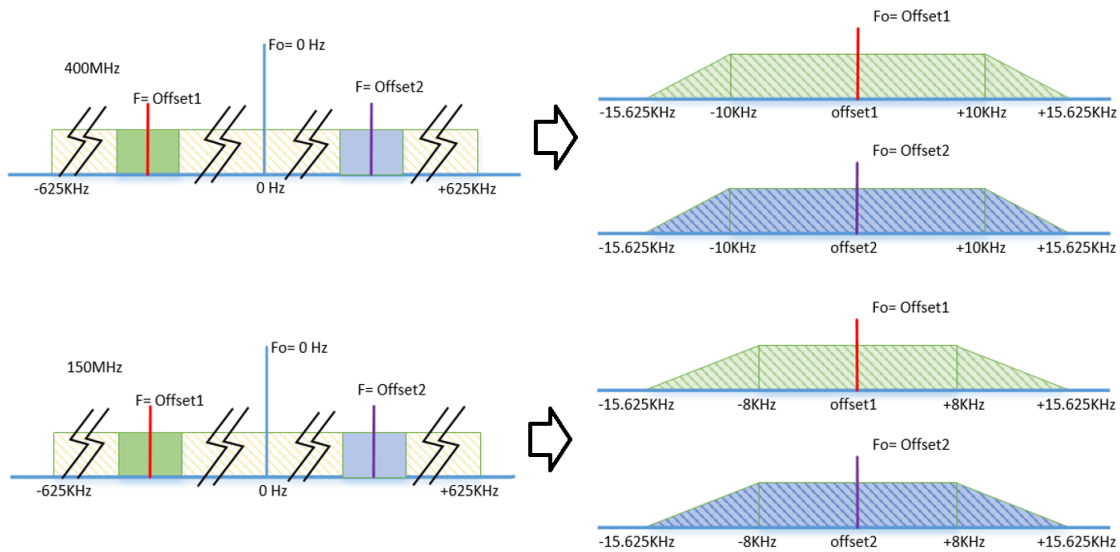


Figura 61: Espectro de amplitud de las señales simuladas de entrada y salidas multiples, Fuente: Elaboración propia

exactamente la señal satelital, esto puede suceder debido a algunas causas. La más común es que el satélite no transmita información durante esa ventana temporal, algunos satélites que transmiten este tipo de señales (de fase constante) son intermitentes con el fin de ahorrar energía. (NOAA, 2016)

Otra razón puede ser que la línea de visión entre el receptor y el satélite este interrumpida por montañas o estructuras naturales que dificultan el enlace en la recepción de la señal. Para ahorrar tiempo, y no procesar estos datos, la información pre procesada es validada por un algoritmo de detección de señales satelitales. Este algoritmo se basa en dos criterios para validar la data antes de realizar los calculos.

1. El primer criterio, es que la señal satelital debe presentar un mínimo nivel de SNR con respecto al ruido de fondo, aunque este criterio no es tan selectivo pues pueden aparecer señales de interferencia (que se confundan con la señal) y generen niveles de SNR suficientes para que pasen este criterio. (véase Figura 62)
2. El segundo criterio tiene que ver con el efecto Doppler, pues la señal tiene un desplazamiento sigmoidal en frecuencia. (Vease Figura 62)

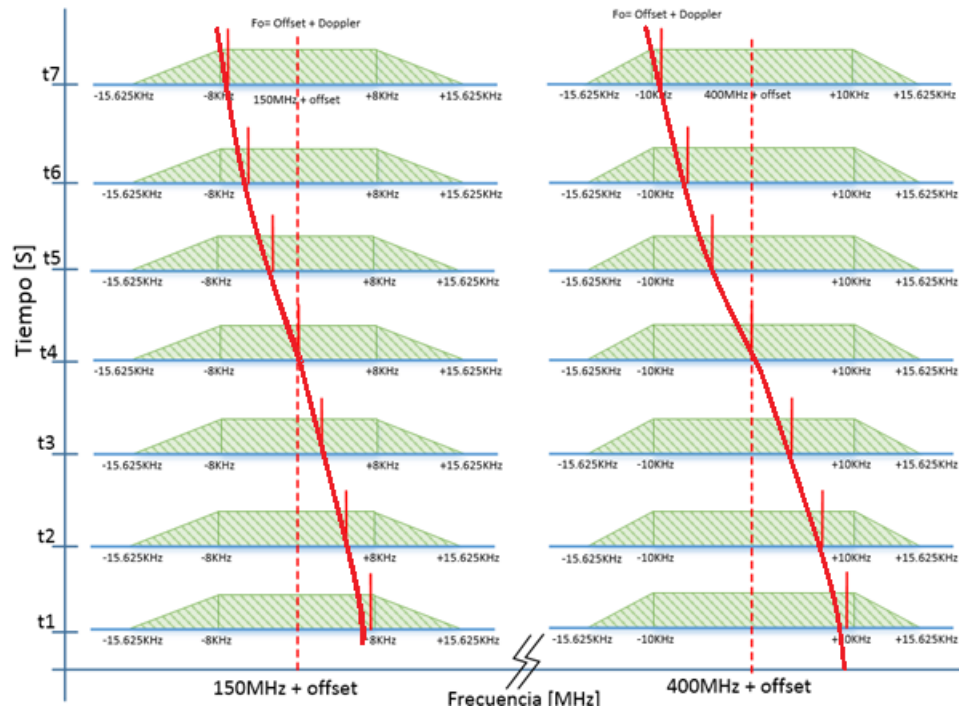


Figura 62: Análisis en frecuencia del efecto Doppler, Fuente: Elaboración propia

Como se puede apreciar en la Figura 62, se procederá a realizar un espectograma a través de la STFT que se vio en la sección 2.10.6.1 Este espectograma muestra la señal captada del satélite (roja) que tenderá a variar en la frecuencia debido a que se acerca y después se

alejá del receptor. Si se analizan los espectogramas, se debe encontrar que la señal de interés (la señal del satélite) se encuentra en desplazamiento continuo con una forma sigmoïdal. De esta manera se puede discriminar entre una señal de interferencia y una señal deseada para realizar la medición. Así mismo, debido a que el tiempo de predicción no es tan exacto se puede ajustar los intervalos (tiempo de inicio y tiempo final) donde aparece realmente la señal de interés. Esto se consigue siguiendo de cerca, con intervalos de tiempo más pequeños, el desplazamiento de la señal en el dominio de la frecuencia. Cuando se detecta que los niveles de SNR ya se encuentran decayendo se procede a recortar los intervalos ya que las marcas de los tiempos son importantes para poder ejecutar, posteriormente, los cálculos del rTEC. Estos datos son agregados a la lista de procesamiento donde el cálculo de la diferencia de fases será realizado entre estos intervalos y el resultado será referenciados temporalmente con mayor exactitud.

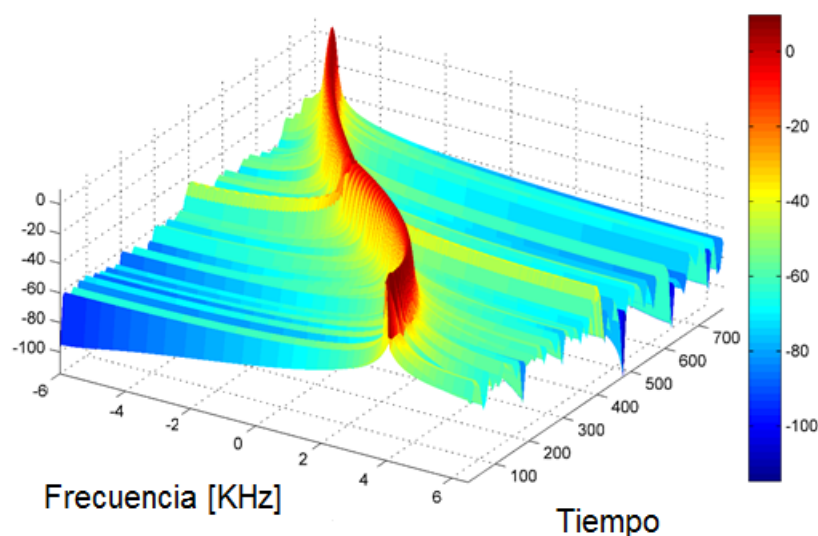


Figura 63: Espectrograma simulado en 3D de 400 MHz Pre-Procesados, Fuente: Elaboración propia

Los picos del espectrograma de la Figura 63 (en color rojo) intentan graficar la señal dentro del todo el ancho de banda de la información registrada y decimada proveniente del canal de 400 MHz. El eje vertical son los dBm y la escala de colores denota su potencia en dB.

En el caso del canal de 150 MHz se puede apreciar que el efecto Doppler no causa tanto desvío como en la frecuencia de 400 MHz. Para el algoritmo que detecta los tiempos en que aparece la señal solo es necesario analizar algunas ventanas de tiempo así se ahorra tiempo de procesamiento.

Como se puede apreciar, en la Figura 65 la señal solo aparece entre las ventanas de tiempo t_2 y t_7 , por lo que los tiempo registrados por la rutina de predicción son corregidos.

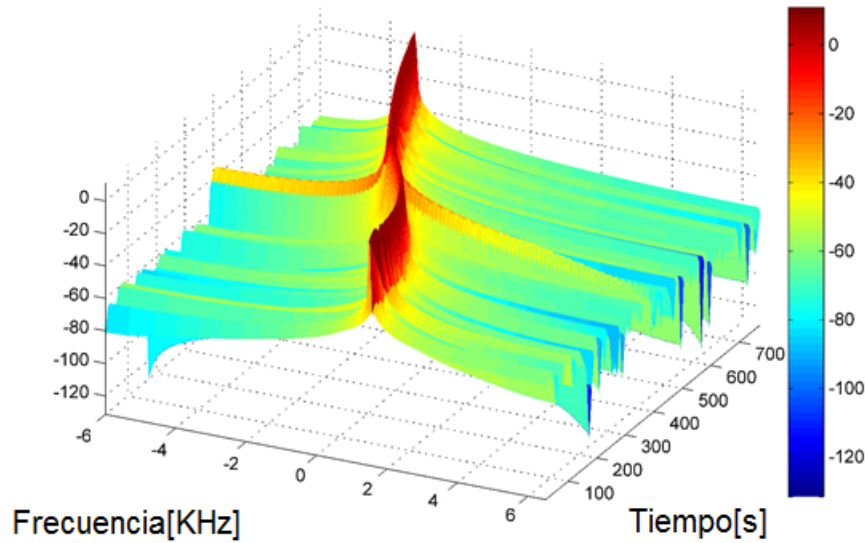


Figura 64: Espectrograma en 3D. de 150 MHz Pre-Procesados, Fuente: Elaboración propia

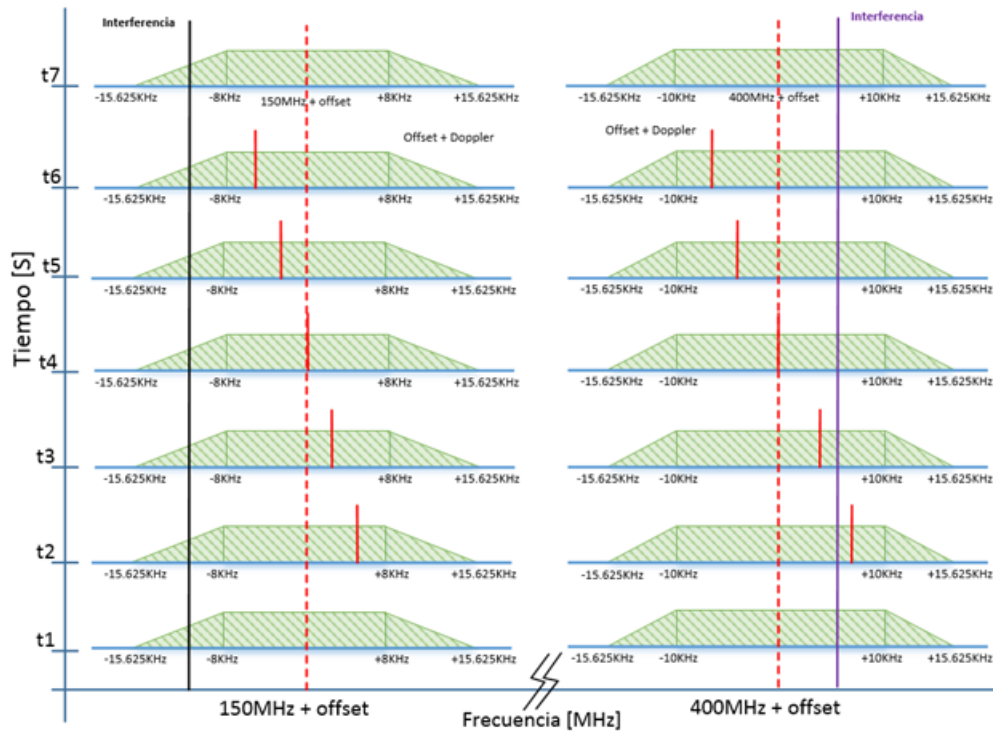


Figura 65: Análisis en frecuencia del efecto Doppler, Fuente: Elaboración propia

Así mismo el algoritmo reconoce cuales son interferencias y las ignora para la validación de la información. Es cierto que los niveles de SNR dependen de las condiciones locales pues existen distintas interferencias y distintos niveles de ruido para diversas ubicaciones, sin embargo el nivel de SNR deberá ser el mínimo necesario para poder obtener la diferencia de fases de las señales satelitales. Cuando la rutina de validación ha verificado los datos, se agrega a la cola de la lista del procesamiento proces-log.txt en donde paralelamente se puede aplicar la técnica del Doppler Diferencial. Los datos que no contienen información para realizar mediciones son descartados.

4.4. Parte 4 - Procesamiento Final – Método Doppler Diferencial

El procesamiento consta de aplicar la técnica del Doppler Diferencial descrita en el capítulo 1, como se demostró anteriormente, la técnica requiere calcular las fases de ambas señales, escalarlas y diferenciarlas para determinar si es que una se retrasa con respecto a la otra. La acumulación de estos desfases, en el tiempo, genera una función temporal que indica el desfase relativo de estas señales. Para poder llegar a aplicar el filtro FIR pasa banda angosto como el visto en la sección 2.10.5.1, es necesario ubicar al bin de la frecuencia de la señales, en ese instante de tiempo. Para ello se hace una serie de procedimientos que tienen como finalidad evitar ubicar inequívocamente las señales.

Primero, se generan dos espectrogramas a partir de la STFT con 8192 muestras. Como los mostrados en las Figuras 4.9 y 4.10. Para evitar baja resolución en frecuencia, la ventana $w[n]$ (Hamming como la vista en la sección 2.10.4) tiene una longitud de 8192 puntos. Esta ventana es la que se va desplazando a lo largo del vector de datos decimados $X_{freq_{dec}}[n]$.

$$STFT\{x_{400_{dec}}[n]\} \equiv X_{400}[m, w_{len}] = \sum_{n=0}^{n_{Max}} x_{400_{dec}}[n].w[n-m]e^{(-jwn)} \quad (4.11)$$

De igual forma se determina para la señal que contiene la información de la señal de 150MHz.

$$STFT\{x_{150_{dec}}[n]\} \equiv X_{150}[m, w_{len}] = \sum_{n=0}^{n_{Max}} x_{150_{dec}}[n].w[n-m]e^{(-jwn)} \quad (4.12)$$

Una vez obtenida la STFT se procede a sacar la magnitud de dichos datos complejos para obtener los espectrogramas.

$$espectrograma\{x_{400_{dec}}[n]\} \equiv S_{400}[m, w_{len}] \equiv |X_{400}[m, w_{len}]|^2 \quad (4.13)$$

$$espectrograma\{x_{150_{dec}}[n]\} \equiv S_{150}[m, w_{len}] \equiv |X_{150}[m, w_{len}]|^2 \quad (4.14)$$

Según el Dr. Yamamoto M.(2016) el espectrograma de 150MHz (S_{150}) y 400 MHz (S_{400}) pueden ser escalados para generar nuevos espectrogramas NS150 y NS400 para que los bins de los espectros de potencia de la señales coincidan y puedan generar una misma señal en el espectro cruzado de potencia.

$$\left\{ \{NS_{150}[m, b] = S_{150}[m, b + c] \vee S_{150}[m, 2b + c] \vee S_{150}[m, 3b + c] \mid b \in B_{1024}\} \mid m \in M_{S_{150}} \right\} \quad (4.15)$$

Donde,

$NS_{150}[m_{150}, 1024]$ es la nueva matriz de datos del espectrograma de 150 MHz, con el mismo número de ventanas del espectrograma inicial (m_{150}) y 1024 puntos discretos de la constante de los bins de frecuencia igual a 2560 puntos.

$$B_{1024} = 1, 2, 3 \dots 1024$$

$$M_{S_{150}} = 1, 2, 3, \dots, m_{150}$$

La ecuación 4.15 representa la generación de un nuevo espectrograma, re-muestreado en frecuencia, a partir del espectrograma original. En este caso el nuevo espectrograma contiene en cada uno de sus bins(1 a 1024) el máximo valor de potencia de cada conjunto de 3 bins, del espectrograma original, a partir del bin 2560, que utiliza Yamamoto (Yamamoto, 2016).(véase Figura 66).

S₁₅₀	1	2	3	...	2561	2562	2563	2564	2565	2566	...	5631	5632	5633	5634	...	8192
NS₁₅₀					1			2			...	1024					

Figura 66: La información de 1 bin que proviene de la potencia máxima de cada 3 bins de los espectros originales. Fuente: Elaboración Propia.

Esto se realiza para la información que se encuentra dentro del ancho de banda de la señal, entre los bins 2561-5633(que representan 8KHz de desplazamiento) de las ventanas del espectrograma original pase a ser escalada sobre una nueva matriz.

El espectro de potencia de 400MHz es modificado por los puntos máximos cada 8 bins y dando como resultado 1024 puntos, que sería la octava parte , esto esta representando en la ecuación 4.16(véase Figura 67).

$$\left\{ \{NS_{400}[m, b] = S_{400}[m, b] \vee S_{400}[m, 2b] \vee \dots S_{400}[m, 8b] \mid b \in B_{1024}\} \mid m \in M_{S_{400}} \right\} \quad (4.16)$$

Donde,

$NS_{400}[m_{400}, 1024]$ es la nueva matriz de datos del espectrograma de 400MHz, con el mismo número de ventanas del espectrograma inicial (m_{400}) y 1024 puntos discretos de frecuencia.

$$B_{1024} = 1, 2, 3 \dots 1024$$

$$M_{S_{400}} = 1, 2, 3, \dots, m_{400}$$

Como el número de muestras es el mismo para ambas frecuencias, las matrices de sus espectrogramas tendrán las mismas dimensiones, por lo que $m_{150} = m_{400}$.

S_{400}	1	2	3	4	5	6	7	8	...	8185	8186	8187	8188	8189	8190	8191	8192
NS_{400}	1								...	1024							

Figura 67: La información de 1 bin que proviene de cada 8 bins de los espectros originales. Fuente: Elaboración Propia.

Asimismo, el Dr. M Yamamoto(2016) asegura que los efectos Doppler son proporcionales al factor de proporción de sus frecuencias, por lo que al re-escalar y comparar los espectrogramas (NS_{400} y NS_{150}), los bins donde se encuentran las señales deberían superponerse y resaltar en un espectrograma cruzado de potencia. Por ello genera este algoritmo que expande el efecto Doppler de la señal de 150 MHz sobre un nuevo espectrograma(véase Figura 68).

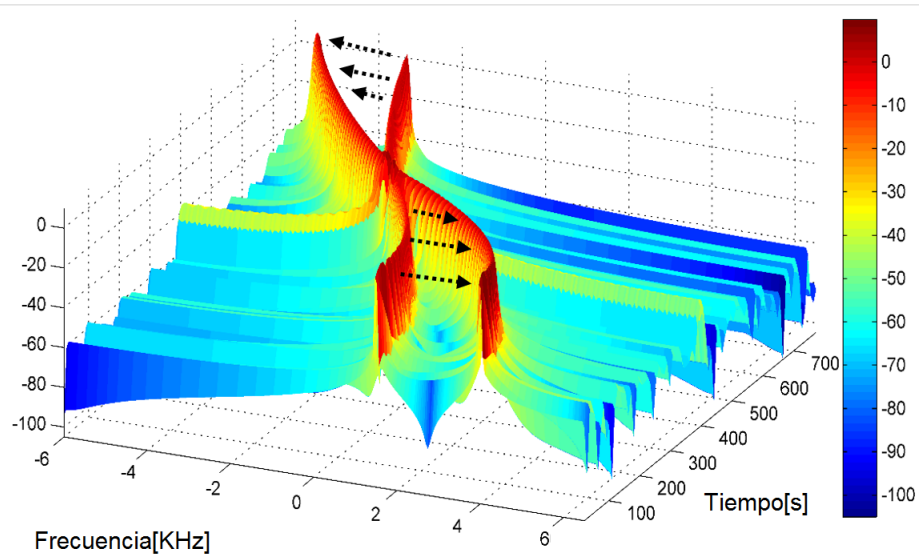


Figura 68: Vistas 3D de los espectrograma simulados y sobrepuestos para 150 MHz y 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

Se puede apreciar en la Figura como es que el efecto doppler en la señal de 400 MHz tiene

un mayor desplazamiento. Por ello la señal de 150 MHz será escalada en el eje frecuencial, por un factor de $(8/3)$, para que de esta forma quede lista para multiplicarse por la señal de 400 MHz. Las flechas negras indican como sera el efecto de escalamiento en el espectro de 150 MHz. Se puede apreciar en la Figura 68 como es que el efecto Doppler en la señal de 400 MHz tiene un mayor desplazamiento. Por ello la señal de 150 MHz será escalada en el eje frecuencias, por un factor de $(8/3)$, para que de esta forma quede lista para multiplicarse con el espectrograma de 400 MHz (ecuación 4.15). Las flechas negras indican cómo será el efecto de escalamiento en el espectro de 150 MHz. Esta Figura representa como el espectrograma de la señal proveniente de 150 MHz se escala horizontalmente de tal forma que los bins que contienen la señal (en el espectrograma) coinciden, en posición, con los bins que contiene la señal en el espectrograma de la señal proveniente de 400 MHz.

Sería el equivalente a realizar un procesamiento de cross-correlacion(en frecuencia) pero solo del espectro de amplitud. El desplazamiento Doppler que sufren las señales está en la misma proporción que tienen las señales de radiofrecuencia. Por ende la multiplicación de ambos bins con picos de señal resaltarán y la multiplicación de ambos bins con ruido atenuarán los niveles de ruido (véase Figura 4.17).

$$Cspec = NS_{400}.NS_{150} \quad (4.17)$$

De cada ventana de tiempo asociada a un Cross espectro de amplitud se extrae la posición (entre 0 y 1024) del bin con máxima amplitud.

$$\{Cspec_{Max}[m] = Cspec_{[m,1]} \vee Cspec_{[m,2]} \cdots \vee Cspec_{[m,1024]} \mid m \in M_{S400}\} \quad (4.18)$$

Donde,

$Cspec_{Max}[m]$ Será el vector de posiciones de los bins de máxima amplitud del cross-espectrograma. Con una longitud igual al número de ventanas del espectrograma inicial (m_{400}).

$$MS_{400} = 1, 2, 3, \dots, m_{400}$$

Este vector de índices es usado como frecuencias centrales de los filtros pasabanda angostos para filtrar la señal y quedarse con la información que realmente se desea de los espectrogramas generados en las ecuaciones 4.11 y 4.12.

$$Pk_{400} = Cspec_{Max}(8) \quad (4.19)$$

La posición para el espectrograma proveniente de la señal de 150MHz es re-escalada y redondeada al factor entero más próximo.

$$Pk_{150} = ||\frac{3}{8}Cspec_{Max}|| + 2560 \quad (4.20)$$

En el caso del espectro de 400 MHz los índices permanecen constantes y para el espectrograma de la señal de 150 MHz los índices se vuelven a escalar por un factor de 3/8 más el desplazamiento Δw considerado en la ecuación 4.15 , en donde debería estar la señal de 150 MHz desplazada por el efecto Doppler.

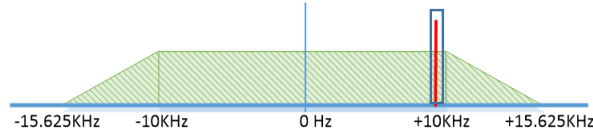


Figura 69: Filtro angosto pasa banda sobre la señal satelital en un instante de tiempo T, espectro trasladado y decimado de la señal de 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

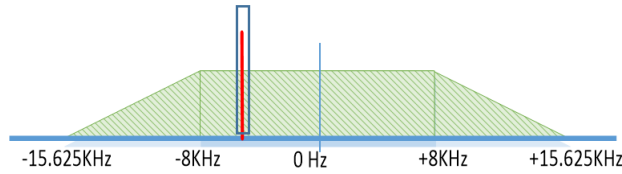


Figura 70: Filtro angosto pasa banda sobre la señal satelital en un instante de tiempo T, espectro trasladado y decimado de la señal de 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

Los filtros en este caso son implementados en el dominio de la frecuencia, al usar ventanas rectangulares al momento de sacar la transformada Inversa de Fourier de tiempo reducido(ISTFT).

$$\{X_{400_{filt}}[m] = \{X_{400_{m,Pk_{400}[m-p]}}\} \mid p \in P_{400} \mid m \in M_{S_{400}}\} \quad (4.21)$$

Donde,

$X_{400_{filt}}$ Será una matriz de ceros del mismo tamaño que X_{400} , que después tomara los valores de la señal compleja del espectrograma con 3 puntos alrededor del pico de la señal(Pk_{400}).

$$P_{400} = -3,-2,-1,0,1,2,3$$

$$\{X_{150_{filt}}[m] = \{X_{150_{m,Pk_{150}[m-p]}}\} \mid p \in P_{150} \mid m \in M_{S_{150}}\} \quad (4.22)$$

Donde,

$X_{150_{filt}}$ Será una matriz de ceros del mismo tamaño que X_{150} , que después tomara valores de la señal compleja del espectrograma con 1 punto alrededor del pico de la señal(Pk_{150}).

$$P_{150} = \{-1,0,1\}$$

Cuando las señales ya han sido filtradas y tienen un buen nivel de SNR (véase Figura 4.19), se puede realizar el siguiente paso, el cual consiste en obtener sus fases. Podemos obtenerla como se vio en la sección 2.9.1 ecuación 2.37, sin embargo esta función ya está implementada en la librería numpy bajo el nombre de función $\text{angle}(x)$, a esta función se le introduce la señal ya filtrada en el tiempo discreto $X_{400_{filt}}[n]$ y proporciona la fase instantánea de cada punto de muestra de señal. Para obtener la diferencia de fases es necesario que las señales provengan de la misma frecuencia, para ello se realiza el artificio (escalamiento) de multiplicar la fase de la señal de 150 MHz por un factor de 8 y la de 400 MHz por un factor de 3. Como se aprecia en el capítulo 1 ecuación 2.17. El siguiente paso es realizar el escalado de ambas señales a una misma frecuencia, para poder estimar la diferencia de fases, para ello se elevan los vectores complejos ya filtrados a el factor respectivo como en las ecuaciones 4.23 y 4.24

$$X_{150/1200_{filt}}[m] = X_{150_{filt}}^8[m] \quad (4.23)$$

$$X_{400/1200_{filt}}[m] = X_{400_{filt}}^3[m] \quad (4.24)$$

Donde, $X_{150/1200_{filt}}$ y $X_{400/1200_{filt}}$ son los nuevos vectores de datos complejos llevados a la frecuencia de 1200 MHz. Para hallar la diferencia de fase multiplicamos estos vectores, conjugando el vector de 400MHz. (Véase ecuación 4.25)

$$\text{unwrap}(\Theta_{12}[m]) = \text{unwrap}(\angle(X_{150/1200_{filt}} \cdot \overline{X_{400/1200_{filt}}})) \quad (4.25)$$

Esta diferencia de fases continua contiene :

1. La diferencia de fases de las señales.(Objetivo)
2. La diferencia de fases generada por el equipo receptor.

Así las longitudes de onda serán similares y se podrá obtener la diferencia.(véase Figura 71) El caso ideal es que ambas señales permanezcan con una diferencia de fases constante, sin embargo debido a los factores explicados en el capítulo 1, esta diferencia comenzará a variar dependiendo del nivel de densidad de electrones que existan en la línea de visión entre el transmisor y el receptor.

La diferencia de fase comenzará a oscilar entre 0 y 2π por lo que se aplica una función de desdoblamiento llamada unwrap de la librería de numpy.

La diferencia de fases ya desdoblada debe ser corregida por los offsets de diferencia de fases provenientes del equipo receptor. Este offset es debido a que las señales LO de

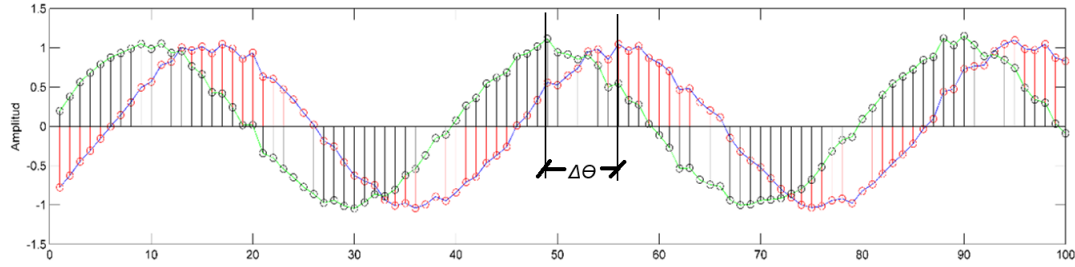


Figura 71: Representación ideal del cálculo de diferencia de fases con el escalamiento a una misma frecuencia, Fuente: Elaboración propia

los downconverters descritos en la sección 2.9.1, mantienen un retraso entre ellos lo cual genera un desfase continuo. Para poder calcular este offset y calibrar las mediciones se realiza un experimento que consta de introducir 2 señales con diferencia de fase constante y coherentes. Ambas señales 400 MHz y 150 MHz pasan por la cadena de recepción hasta que llegan a generar los archivos en donde se encuentran en bandabase, decimadas y filtradas. A estas señales se les aplica una transformada de Fourier de todos los datos(DeepFFT). Si es que los downconverters del USRP estuvieran bien referenciados a la señal LO, las señales deberían salir centradas en su espectro de amplitud, sin embargo debido a que las señales LO se encuentran en desfase producen un desfase constante entre las señales, las cuales al momento de desenvolver(unwrap) generarán un aporte indeseado sobre la diferencia de fases.(véase Figura 4.18) Como se aprecia en la Figura 4.19, las señales en banda base no se encuentran del todo centradas, existe un valor de offset en frecuencia, estos valores al momento de ser escalados por 3 y 8 generan un aporte en la diferencia de fases, pues la idea de escalamiento es que la diferencia sea nula. Sin embargo el espectro de amplitud de la Figura 4.18 demuestra que no lo es, y el aporte de esta diferencia sería calculada según la ecuación:

$$Offset_{Sistema} = 2\pi[(1,70348347097) * 8 - (-33,4753506425) * 3] = 716,410289[Rad/Seg] \quad (4.26)$$

Este valor se deberá restar muestra a muestra considerándose el tiempo que existe entre cada una de estas. De esta manera los valores de diferencia de fase son compensados.(véase Figura 4.19) En la Figura 4.19 se puede apreciar una línea roja sólida que corresponde a la diferencia de fases con el error del equipo. La línea roja punteada viene a ser la compensación en el tiempo que se suma a la diferencia de fases. Finalmente la línea azul punteada es la diferencia de fases compensada por el error del equipo.

La diferencia de fases ya desenvuelta y calibrada es usada para realizar el cálculo del contenido total de electrones, en donde se multiplica estos valores por una constante. Para poder mostrar los resultados se generaron imágenes que contengan los espectrogramas de

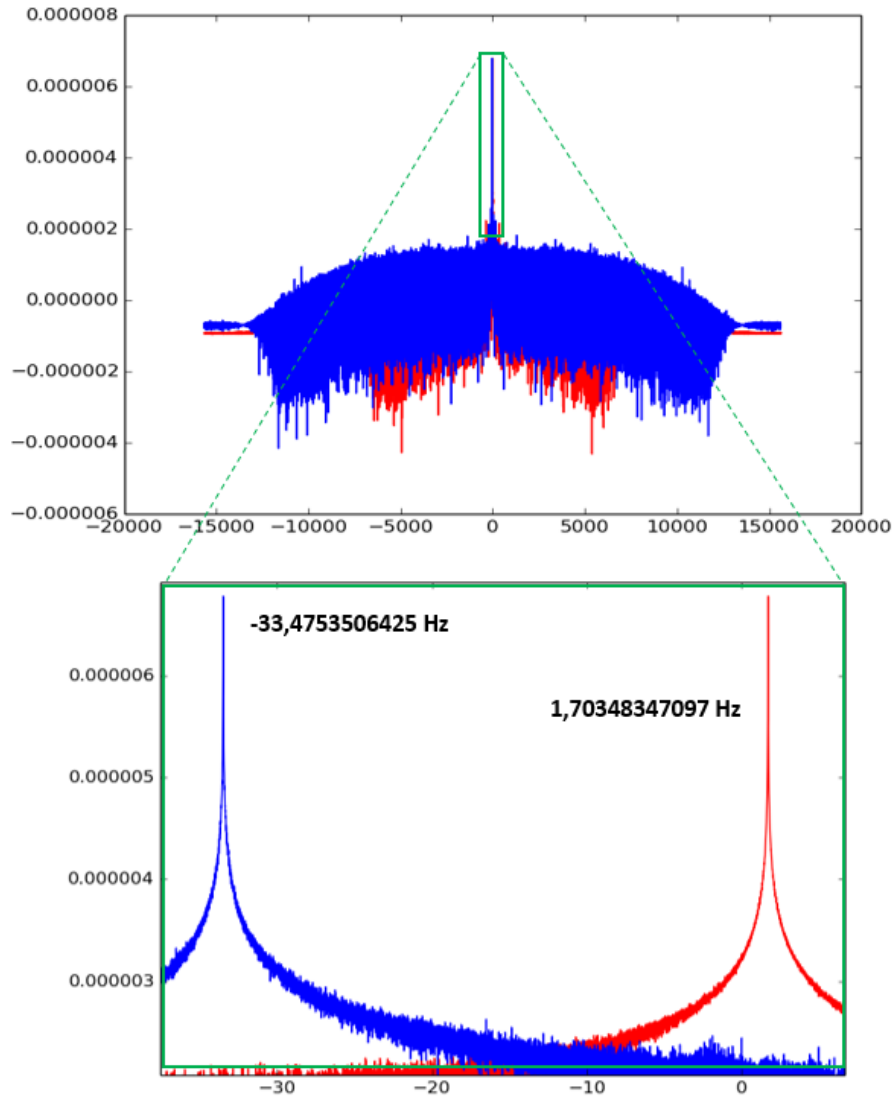


Figura 72: Transformada de Fourier de dos señales coherentes ingresadas al sistema de recepción, Señal de 150 MHz(Roja), Señal de 400 MHz (Azul), Fuente: Elaboración propia

las señales, el rTEC hallado y una aproximación de la trayectoria sobre un mapa geográfico que en el siguiente capítulo se detallará.

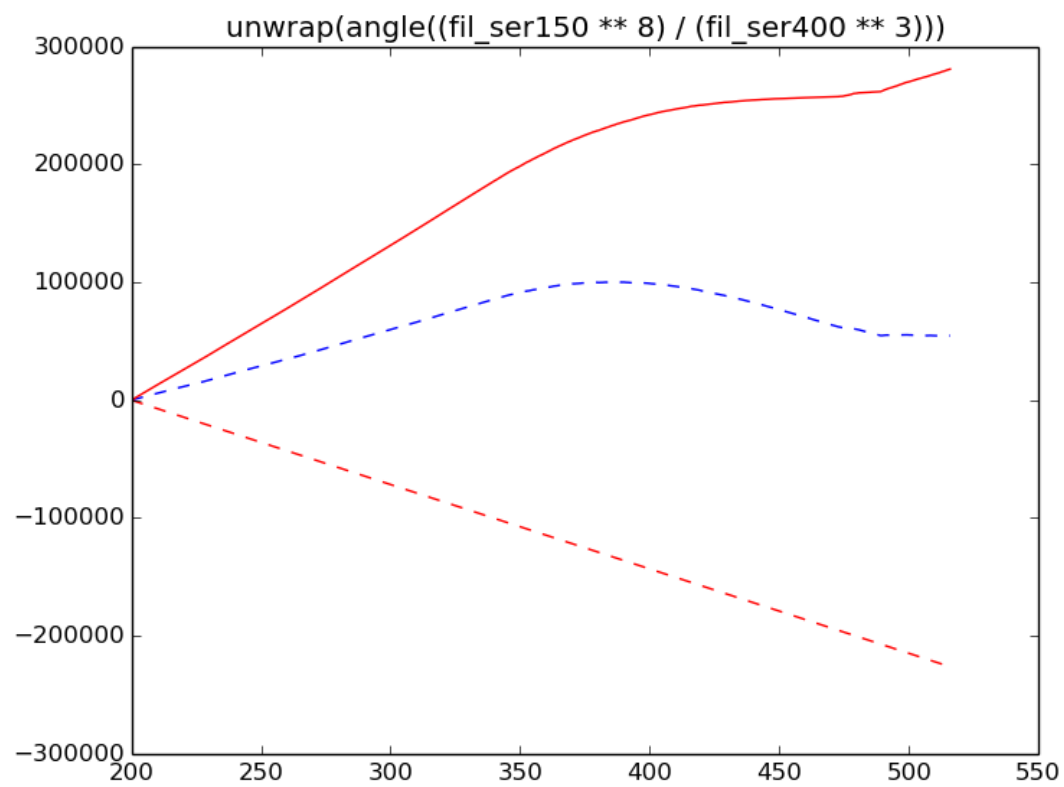


Figura 73: Ejemplo de TEC calibrado en función del tiempo, Fuente: Elaboración propia

Capítulo V

Pruebas, Resultados y Conclusiones

En el capítulo anterior se ha abarcado la explicación del software que controla el sistema receptor y calcula la variación del contenido total de electrones. En este capítulo se verán cuáles han sido las pruebas que verifican el correcto funcionamiento de las etapas de la estación. Así mismo se mostrarán los resultados del procesamiento con la corrección del error del sistema. Se realizaron pruebas a cada etapa de la cadena de recepción, se empezó por las antenas, las cuales son los elementos de recepción iniciales.

5.1. Prueba sobre Antenas

Como se vio en el capítulo 3, las antenas fueron implementadas según la simulación y los diseños.(véase Figuras 74 y 75) Para probarlas se deben medir sus impedancias de salida, las cuales deben estar cerca a 50 ohms, estas se miden indirectamente a través de la relación de onda estacionaria(VSWR) y directamente a través del diagrama de la carta Smith.

Se puede apreciar, en la Figura 76, como para la antena Quadrifilar de 150 MHz el nivel de VSWR es de 1.28 aprox. Con lo cual se aseguro que la potencia de la antena receptora es transferida al canal receptor con una eficiencia de más de 96 % . El mismo procedimiento se realizó para la antena de 400 MHz donde se obtuvieron resultados similares.(véase Figura 77)

Como se puede apreciar el VSWR de la antena de 400 MHz es 1.17, menor a 2 lo cual asegura que la impedancia está muy cerca de 50 ohms, lo cual indica que el diseño de esta antena se ha desviado ligeramente, pero para el propósito de esta tesis el valor de VSWR obtenido es suficiente. Varios autores (Maxwell,) aseguran que un nivel de VSWR menor a 2 es suficiente para este tipo de antenas, pues aseguran una impedancia de +/- 10 ohms sobre 50 ohms. Teniendo en cuenta que las antenas son hechas localmente, tienen un buen rendimiento, esto le da un aporte esencial a este trabajo pues como se ha visto en el estado del arte, en proyectos que se realizan en otros países compran las antenas de un proveedor



Figura 74: Antenas Quadrifilares Helicoidales, con caja de preAmplificadores y Filtros Pa-saBanda, Fuente: Elaboración propia



Figura 75: Ampliación de Antenas Quadrifilares Helicoidales, se puede apreciar como la antena de 400 MHz esta anidada dentro de la antena de 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

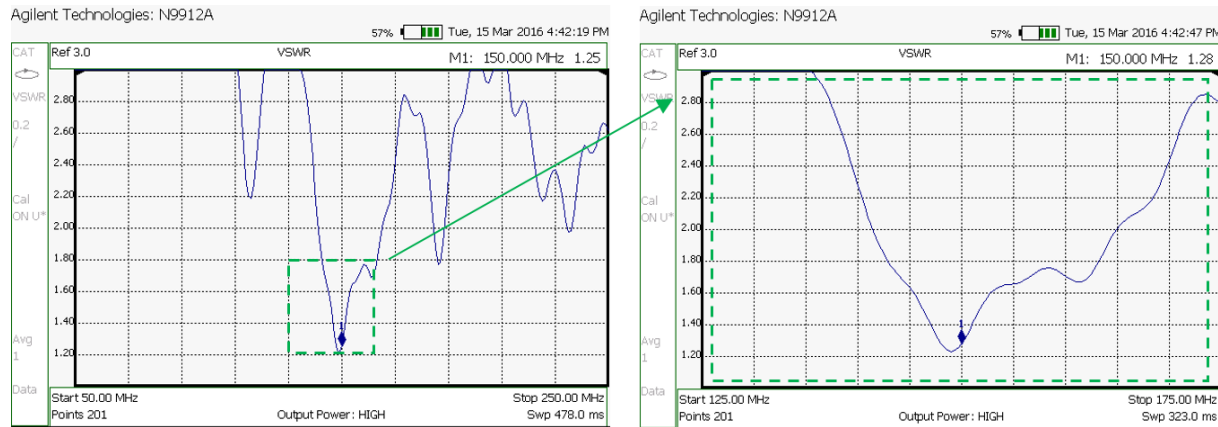


Figura 76: Índice de relación de onda estacionaria para antena de 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

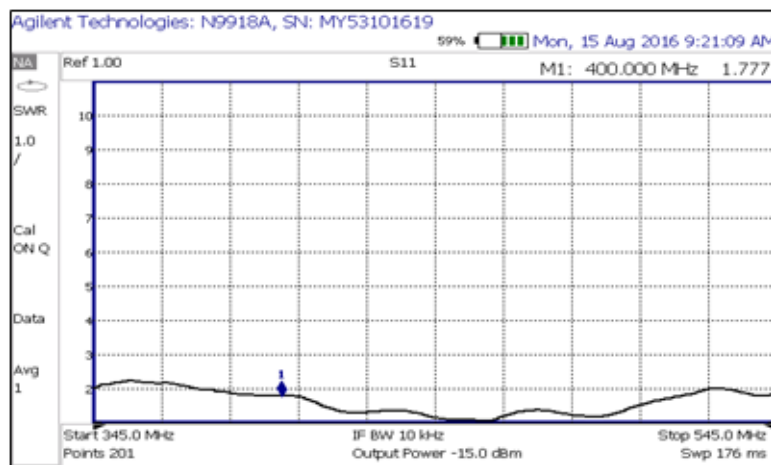


Figura 77: Índice de relación de onda estacionaria para antena de 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

en Japón. Sin embargo, si se requiere desplegar una red de receptores para estudiar el TEC en la ionosfera será mucho más rentable si se producen localmente y con elementos de fácil adquisición como lo son en este caso alambre de cobre y tubos PVC. Las mediciones de estas antenas se realizan sin objetos metálicos que puedan interferir en el campo cercano, así mismo se trata de usar un cable de $\frac{1}{2}$ para que este no interfiera con las medidas propias de la antena. En caso de usar cables más largos, se tiene que calibrar el equipo con el cable y después realizar la medición, así el aporte del cable ya estará medido.

Con la finalidad de comprobar las ecuaciones de diseño y las impedancias de los elementos helicoidales, se procede a realizar las mediciones sobre 1 de las antenas, la 400 MHz por ser la más manejable en términos de tamaño. Tal como se indicó en la parte de diseño esta antena tiene 2 helicoides que al juntarse en paralelo resonarán a la frecuencia deseada.

Nótese en la Figura 5.3 que a la frecuencia de resonancia, 400 MHz, la impedancia

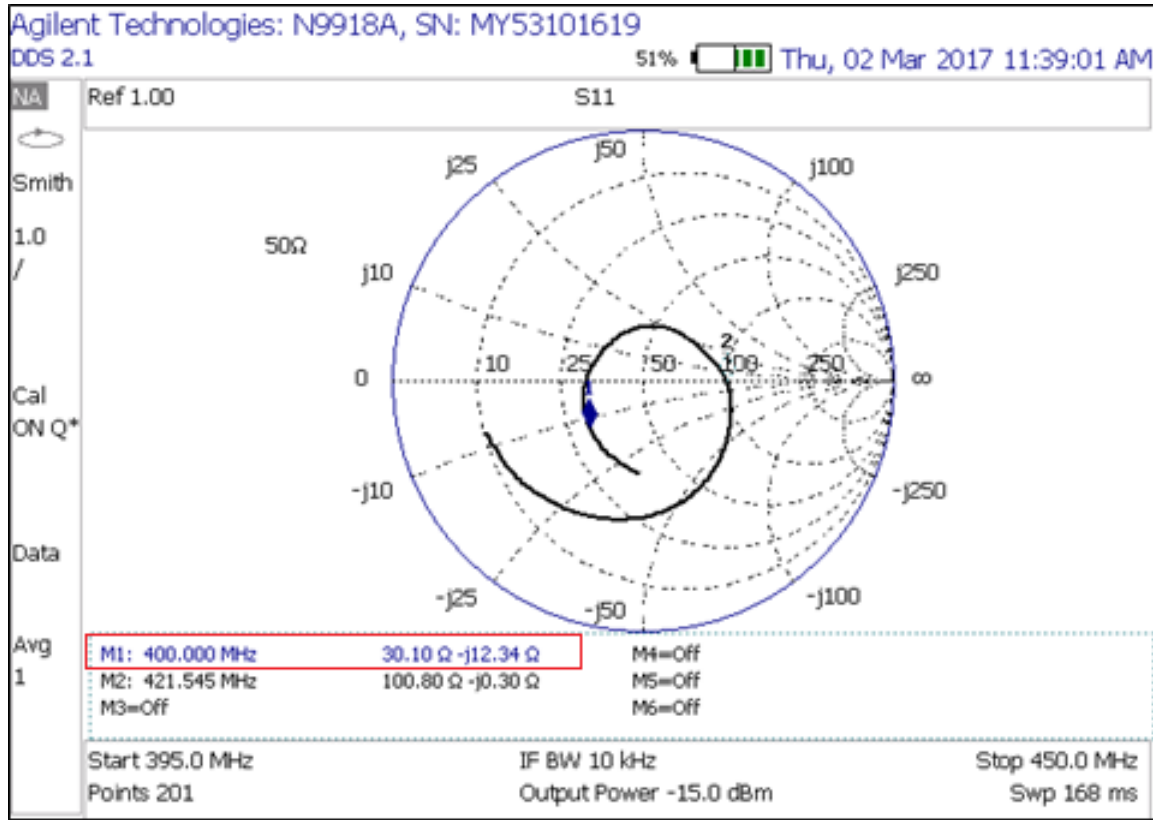


Figura 78: Carta Smith, Midiendo el helicoide más largo, Fuente: Elaboración propia

compleja es $30-j12.34$, por lo que al poner el otro helicoide en paralelo, la frecuencia resonará a un punto intermedio entre 400 MHz y la frecuencia que haga totalmente resistiva la antena. Por ende al medir el helicoide más corto se buscará la impedancia compleja conjugada y su frecuencia. (véase Figura 79)

Nótese, que la frecuencia que hará el arreglo de Helicoides totalmente resistivo es aproximadamente 396.439 MHz, lo que indicaría que el ancho de banda de la antena de 400 MHz tendría una tendencia hacia abajo, entre 400 y 396.4 MHz. (véase Figura 5.6).

Para calcular el factor de ancho de banda de esta antena, buscaremos el punto de VSWR 2:1, que en Return Loss equivale a 9.5 dB y se trazaran las frecuencias límites. (véase Figura 5.6)

Las frecuencias aproximadas para estimar el factor de ancho de banda son $F1 = 390$ MHz y $F2 = 415$ MHz (véase Figura 80), por lo que al aplicar la ecuación 2.31 se obtendrá:

$$FBW_{(VSWR2:1)} = \frac{F2 - F1}{F0} = \frac{415 - 390}{400} = 6.25\% \quad (5.1)$$

Lo cual no están malo considerando que se tomó en el diseño un factor de 3%, sección 3.2, Esto sucede debido a que el enrollamiento alrededor del tubo de 2.5" no es ajustado, sino que tiene una distancia entre tubo y los elementos helicoides como se indico en la Figura

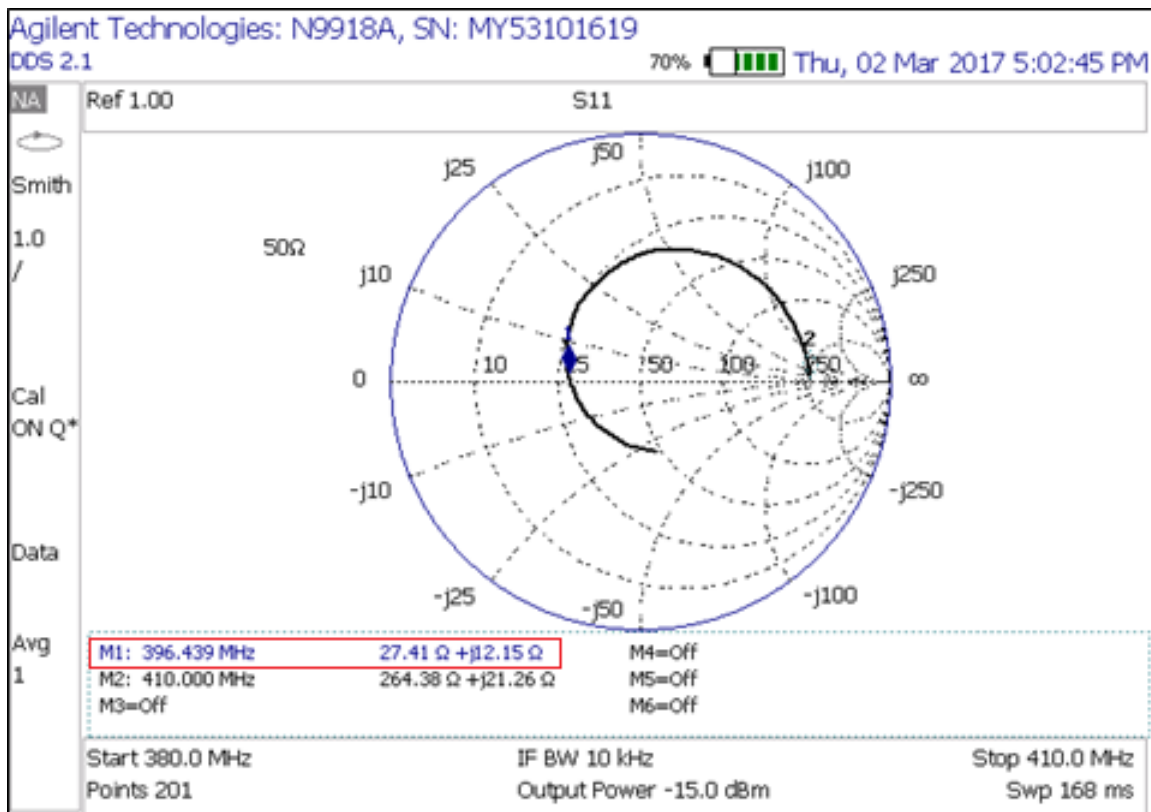


Figura 79: Carta Smith, Midiendo el helicoide más corto, Fuente: Elaboración propia

5.2.

Las frecuencias tomadas para el ancho de banda son $F1 = 390$ MHz y $F2 = 415$ MHz (Flechas Rojas). Así mismo, nótese la tendencia hacia las frecuencias bajas de la forma del Return Loss dentro del ancho de banda, esto sucede debido a que la frecuencia el Helicoide Corto se encuentra resonando cerca de 396 MHz.

Ahora se verán los resultados en términos de VSWR para la antena de 400 MHz. véase Figura 5.7

Después de haber visto como los resultados individuales de los helicoides para la antena de 400 MHz se asemejan a los resultados teóricos de diseño se pasó directamente a medir el VSWR de la antena de 150 MHz.

Se puede apreciar que el nivel de VSWR es de 1.28 con un ancho de banda de 22.5 MHz, desde 142.5 MHz a 165 MHz aproximadamente.

5.1.1. Resultados de las Antenas Quadrifilares

Los resultados se basan en mediciones con un analizador de redes vectoriales VNA, el cual barre en frecuencia y realiza un estudio del comportamiento entre las entradas y salidas para las distintas frecuencias.

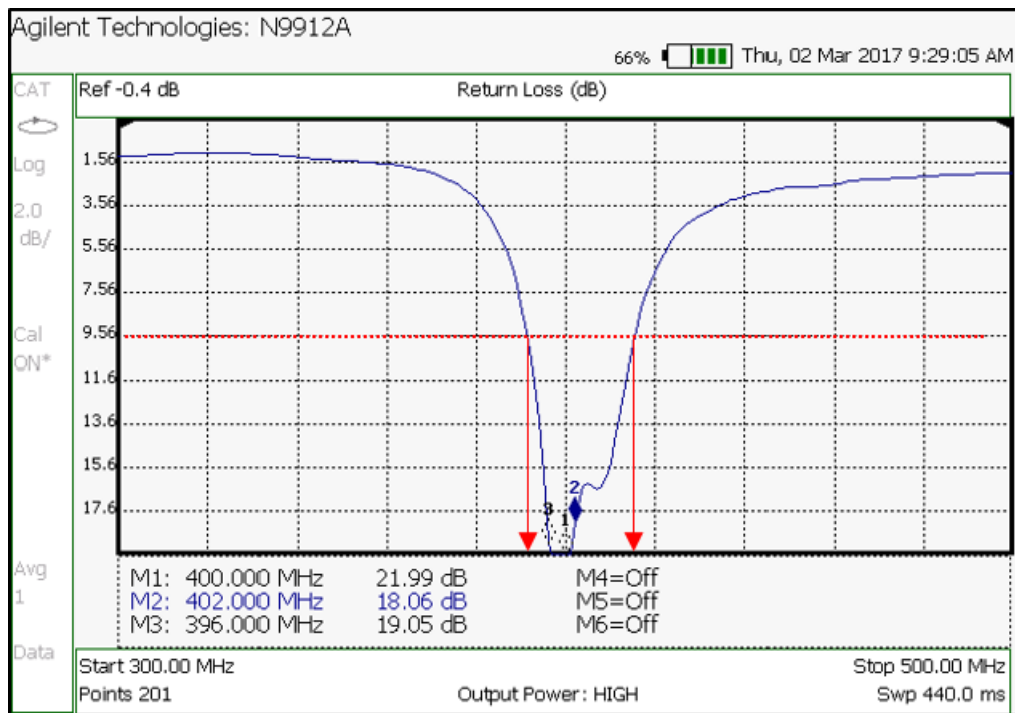


Figura 80: Medida Return Loss de la antena de 400 MHz, las flechas rojas indican las aproximaciones a las frecuencias de 390 y 415 MHz, Fuente: Elaboración propia

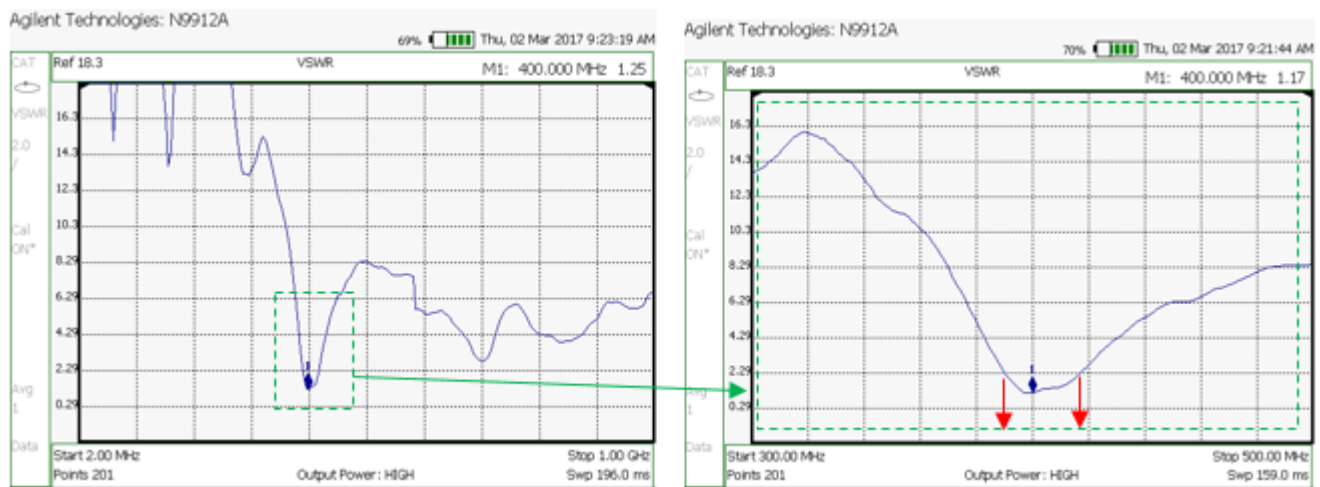


Figura 81: Índice de relación de onda estacionaria e indicación de ancho de banda para antena de 400 MHz, Fuente: Elaboración propia.

5.2. Pruebas a los filtros PasaBanda

En la sección 2.8, se indicó que en la cadena de recepción existen unos filtros del tipo cavidad resonante, los cuales fueron diseñados con el software Ansoft Designer VS. Estos filtros fueron fabricados con láminas de cobre de 5/16" y capacitores variables (Trimmers). (véase Figuras 83 y 86) Para conocer el desempeño de los filtros se requieren dos tipos de pruebas,

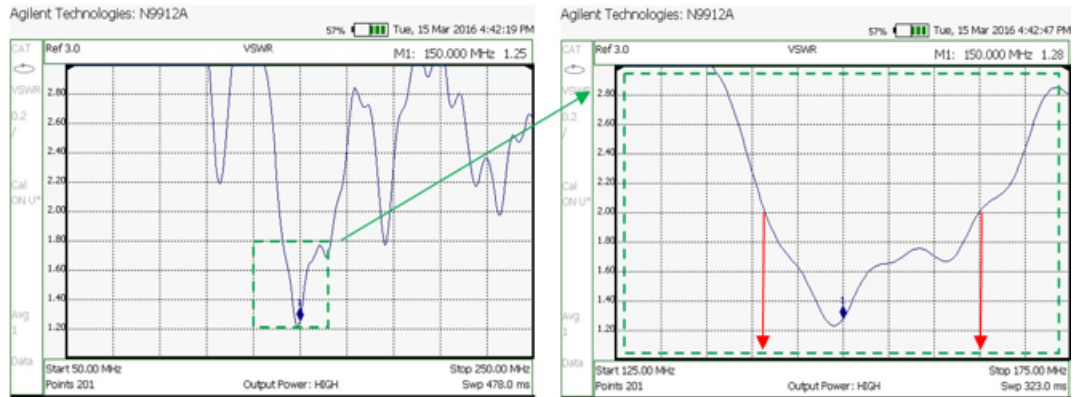


Figura 82: Índice de relación de onda estacionaria para antena de 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

Tabla 12: Resultados de Diseño QHA 400 MHz

Requerimientos de diseño : Antena Quadrifilar Helicoidal 400 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	398 MHz
Ancho de Banda(BW)	<30 MHz	390 a 415 = 25 MHz
Factor de BW	<5 %	6.25 %
Impedancia	>33 Ohms	40 Ohms
Diámetro de Antena	7 cm	Tamaño de Soporte Estructural
Polarización	Circular Derecha	Polarización Elíptica Derecha, debido a los desplazamientos de fase de cada Helicoide
Patrón de Radiación	Omnidireccional	Resultado Simulado

la respuesta del sistema en frecuencia y el análisis de onda reflejada, mediante VSWR. En la respuesta en frecuencia se puede analizar el ancho de banda del filtro, teniendo en cuenta la pérdida de -3 dB con respecto a la frecuencia central. Las pruebas se realizan en un analizador de redes midiendo el parámetro VSWR conectándose el filtro a la entrada y salida del analizador.(véase Figuras 84 y 87)

Las medidas también fueron realizadas para el filtro PasaBanda de 400MHz.

Los niveles de señal reflejada de entrada son aceptables para ambos filtros estos son 1.225 y 1.304 para las frecuencias de 150 MHz y 400 MHz respectivamente. Así mismo la respuesta en frecuencia de amplitud presenta decaimientos menores a los -3 dB, estos son -1 dB para la frecuencia de 150 MHz y -2.8dB para la frecuencia de 400 MHz.(Véanse Figuras 85 y 88) Sobre las mismas gráficas se presenta el ancho de banda delimitado por los -3 dB en amplitud y se determina que estos filtros tienen 4 MHz y 3 MHz de ancho de banda para las frecuencias de 150 MHz y 400 MHz respectivamente.



Figura 83: Filtro Pasa Banda 150MHz@Spam 60 MHz, Fuente: Elaboración propia

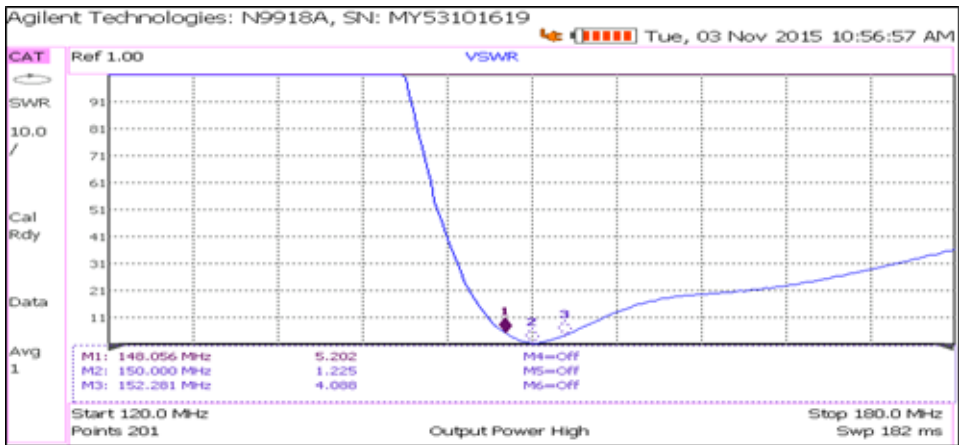


Figura 84: Respuesta VSWRin del Filtro Pasa Banda 150MHz, Fuente: Elaboración propia

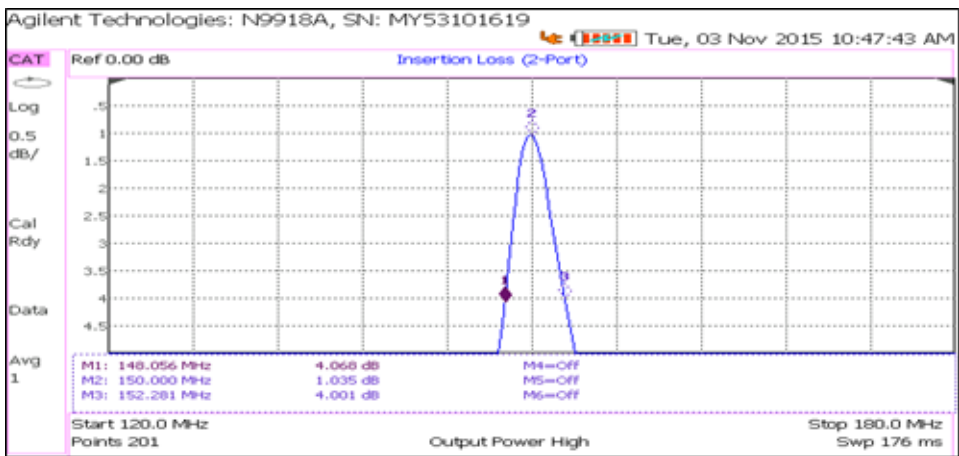


Figura 85: Respuesta en Frecuencia de Amplitud y Ancho de Banda del Filtro Pasa Banda 150MHz, Fuente: Elaboración propia



Figura 86: Filtro Pasa Banda 400MHz, Fuente: Elaboración propia

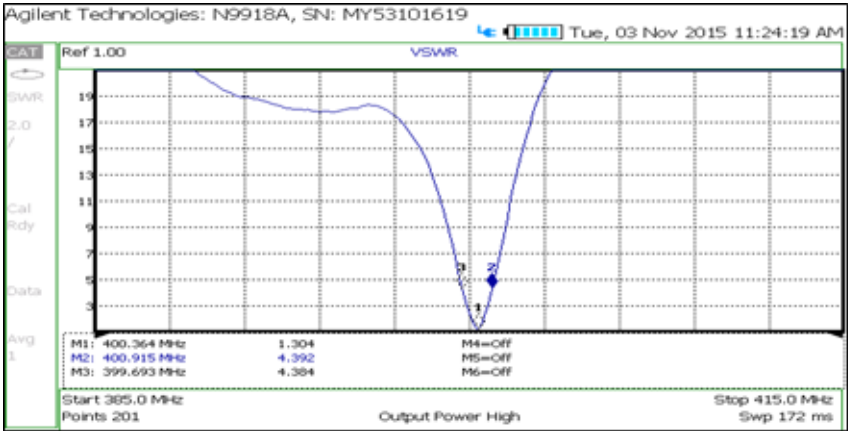


Figura 87: Respuesta VSWRin del Filtro Pasa Banda 400 MHz @ Spam 30 MHz, Fuente: Elaboración propia

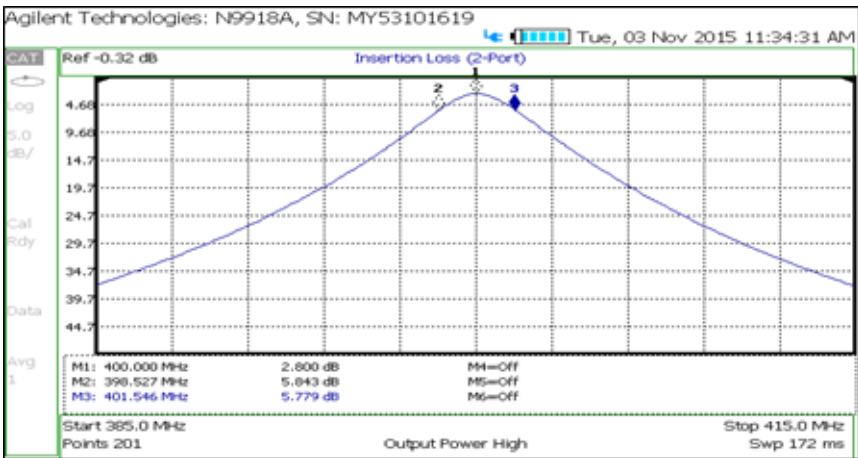


Figura 88: Respuesta en Frecuencia de Amplitud y Ancho de Banda del Filtro Pasa Banda 400MHz, Fuente: Elaboración propia

Tabla 13: Resultados de Diseño QHA 150 MHz

Requerimientos de diseño : Antena Quadrifilar Helicoidal 150 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	148 MHz
Ancho de Banda(BW)	<30 MHz	142.5 a 165 = 22.5 MHz
Factor de BW	<10 %	15.2 %, obteniendo una diferencia de 5 % de error
Impedancia	>33 Ohms	39 Ohms
Diametro de Antena	25.4 cm	Tamaño de Soporte Estructural
Polarización	Circular Derecha	Polarización Elíptica Derecha, debido a los desplazamientos de fase de cada Helicoide
Patrón de Radiación	Onmidireccional	Resultado Simulado

Tabla 14: Resultados de Filtro Pasa banda 400 MHz

Requerimientos de diseño : Filtro Resonante 400 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	400 MHz	400 MHz sintonizado
Tipo de Filtro	Pasabanda	Pasabanda
Ancho de Banda(BW)	<4 MHz	3 MHz Medido con Niveles de perdida a -3 dB.
Orden	>3er Orden	3er Orden, 3 Elementos Resonantes
Impedancia de Entrada	<1.5 VSWR	1.3 VSWR
Pérdida(Insertion Loss)	<3 dB	2.8 dB
Rizado (dB)	0.1 dB	Sin rizado en banda de Paso

5.3. Pruebas sobre los Amplificadores de bajo ruido(LNA's)

Se realizaron pruebas con los LNA's para verificar su ganancia característica, pues es el parámetro más importante. Los demás parámetros como impedancia de entrada o de salida vienen descritos en su hoja de datos. Para esta prueba se insertan señales de -58 dBm para el amplificador de 150 MHz y de igual manera para 400 MHz.(véasen Figuras 89 y 90)

El nivel de señal introducido fue debido a que el piso de ruido del analizador de redes es de aprox -80 dBm, por lo que no se puede darle un nivel tan bajo como se quisiera. Sin embargo con estas pruebas se pudo determinar que los preamplificadores se encuentran en

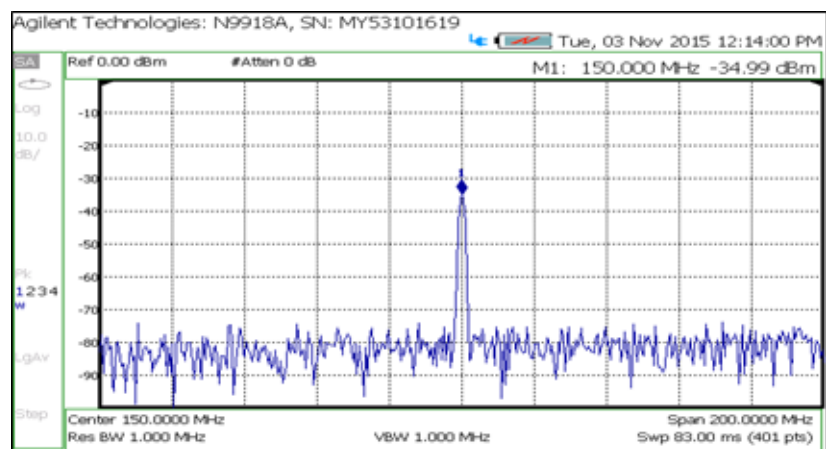


Figura 89: Respuesta del LNA con señal de -58 dBm a 150 MHz, Fuente: Elaboración propia

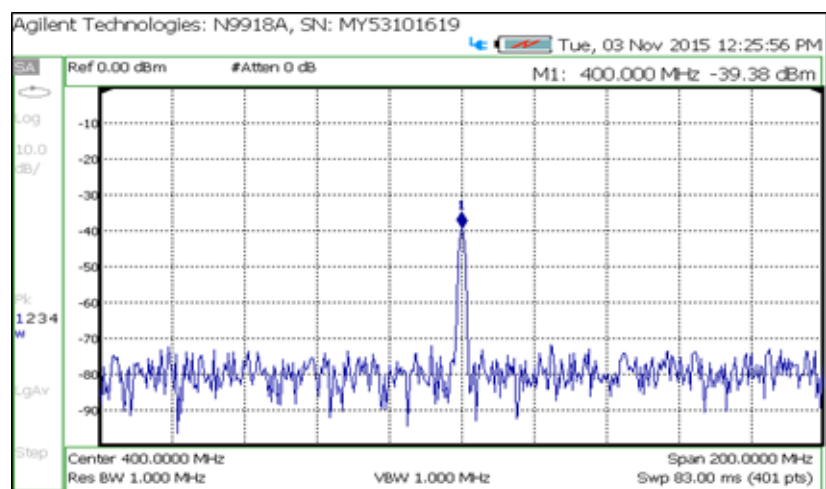


Figura 90: Respuesta del LNA con señal de -58 dBm a 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

Tabla 15: Resultados de Filtro Pasa banda 150 MHz

Requerimientos de diseño : Filtro Resonante 150 MHz		
Parámetro	Valor Deseado	Criterio de Selección
Frecuencia	150 MHz	150 MHz sintonizado
Tipo de Filtro	Pasabanda	Pasabanda
Ancho de Banda(BW)	<5 MHz	4.28 MHz Medido con Niveles de perdida a -3 dB.
Orden	>3er Orden	3er Orden, 3 Elementos Resonantes
Impedancia de Entrada	<1.5 VSWR	1.22 VSWR
Pérdida(Insertion Loss)	<3 dB	1.035 dB
Rizado (dB)	0.1 dB	Sin rizado en banda de Paso

un correcto estado. Para el de 150 MHz se tienen +23 dB de ganancia y para el de 400 MHz +18 dB, los cuales son valores típicos según su hoja de datos. (ARR, 2016) Así mismo los niveles de VSWR y Figura de Ruido (NF) se indican en sus características.

5.4. Pruebas sobre los Amplificadores (Segunda etapa)

Se probó los amplificadores ZRL400, para asegurar su ganancia característica, a ingresar una señal de -30 dBm. De igual manera que los pre amplificadores, estos han sido medidos con un analizador de redes cuyo mínimo nivel de ruido ronda los -70 dBm.(Veanse Figuras 91 y 92)

Se comprobó que los amplificadores están cerca a la ganancia nominal, siendo estas +30 dB y +27.53 dB para las frecuencias de 150 MHz y 400 MHz respectivamente. De igual manera que los pre-amplificadores, la información de VSWR de entrada como de salida y los niveles de Figura de ruido están descritos en su hoja de datos.

5.5. Pruebas al limitador de voltaje

El limitador de voltaje es un diodo pin ASML5822 que bloquea la señal antes de que su amplitud llegue a 2.85 dBm. Este limitador está puesto después del preamplificador, para que señales de alto valor no saturen ni dañen la cadena de recepción. Para probar este componente se ingresó una señal de 2 dBm (0.8 Vpp)(Figura 94) y después se aumentó hasta 12 dBm (2.5 Vpp) (Figura 95) verificándose que la señal de salida se comenzó a distorsionar sin sobrepasar el umbral de 2Vpp.

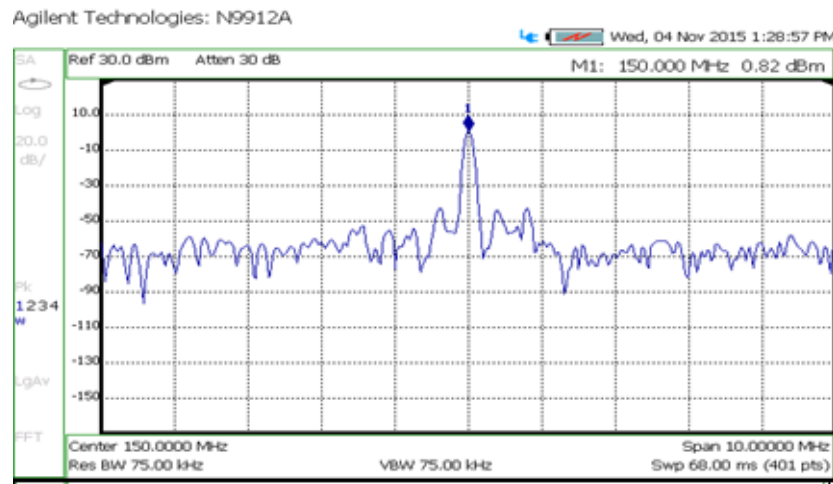


Figura 91: Respuesta del Amplificador con señal de -30 dBm para 150 MHz, véase el nivel promedio de ruido a -70 dBm. Fuente: Elaboración propia

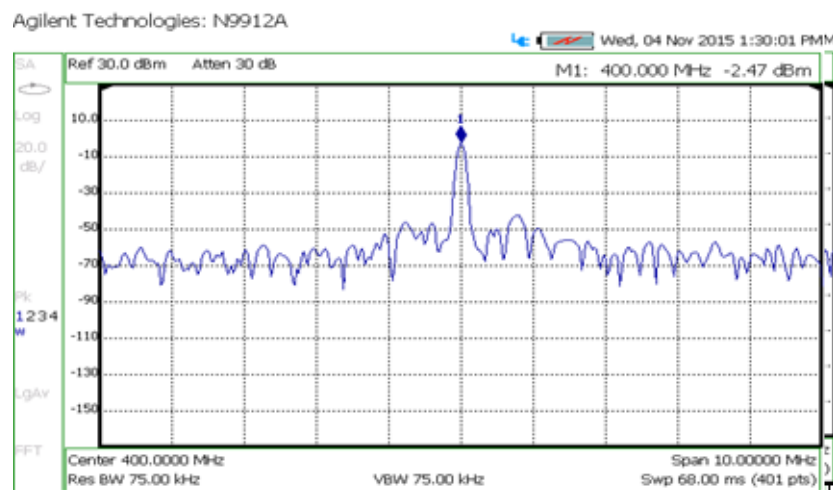


Figura 92: Respuesta del Amplificador con señal de -30 dBm para 400 MHz, Fuente: Elaboración propia

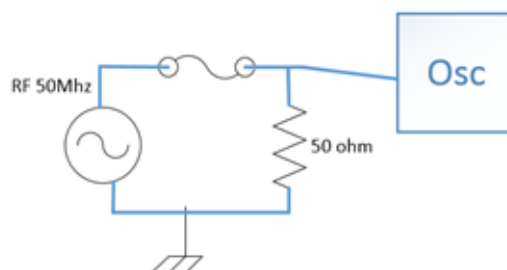


Figura 93: Diagrama de prueba para el limitador de voltaje, Fuente: Elaboración propia

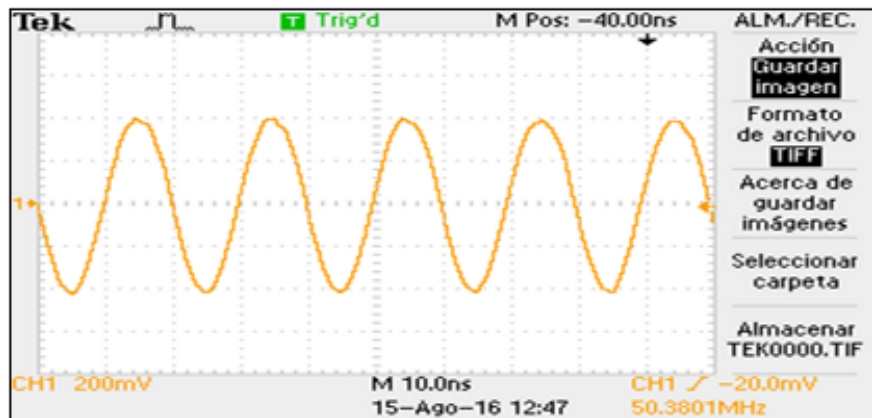


Figura 94: Señal generada a 800 mVp que pasa a través del limitador de voltaje, Fuente: Elaboración propia

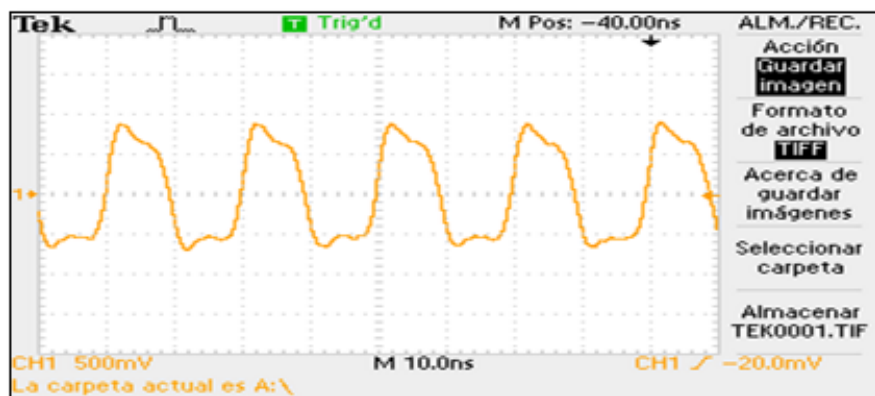


Figura 95: Señal generada a 2.5 Vpp que pasa a través del limitador de voltaje, Fuente: Elaboración propia

Aunque esta prueba se realizó para la frecuencia de 50 MHz, se puede trasladar su funcionamiento a una más alta frecuencia, en donde según la hoja de datos, las señales decaerían un poco más debido a la pérdida de inserción que tiene el limitador de voltaje. Esto se vio en el capítulo 3. Ahora que se han realizado diversas pruebas que aseguran el funcionamiento del hardware de la estación receptora, se pasará a agregar los resultados del software de control y procesamiento que se vio en el capítulo 4.

5.6. Resultados del software de Control y Procesamiento

En esta sección se presentarán los resultados del software. Como se explicó en el capítulo 4, el objetivo del software es estimar el TEC relativo, para lo cual se realizó el proceso de filtrado, obtención de fase, escalamiento de fases y diferencia de estas.

5.6.1. Adquisición de las señales

Cuando se desarrolló el capítulo 4, se empezó con la descripción de cómo se capturan las señales por el USRP, en esa sección se menciona que las señales se envían con una tasa de 1.25 Msps y cada muestra contiene la parte real I y la parte imaginaria Q. Si se extrae un espectrograma de esa data, se obtendrá una idea de qué señales se reciben. Por ejemplo en la Figura 96, se representa el espectrograma de la señal proveniente de 150 MHz, en ella se podrá distinguir difícilmente una señal satelital y otras señales que son percibidas por la antena QH.

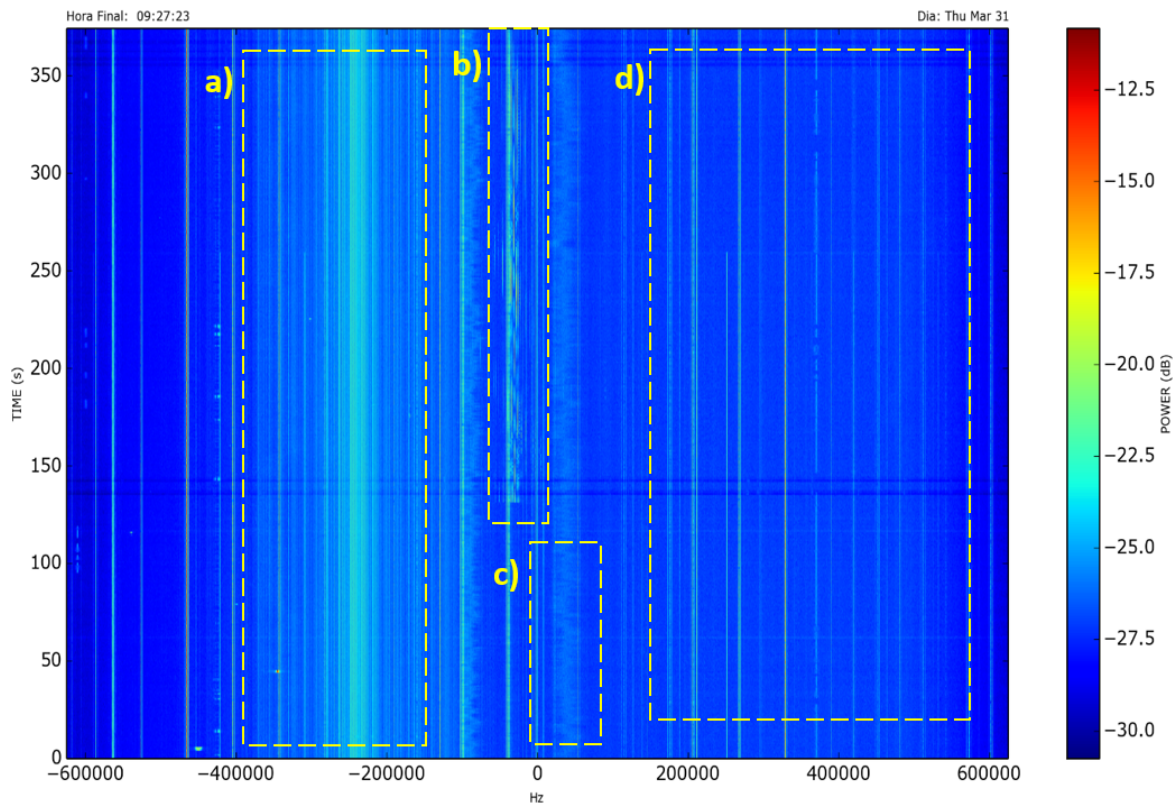


Figura 96: Espectrograma del archivo generado por el USRP, Fuente: Elaboración propia

Este espectrograma contiene 1.25 MHz de ancho de banda y esta en banda base. Se pueden apreciar varias interferencias locales, algunas son propias de la banda y otras pueden ser aliasing de otras frecuencias. Por ejemplo en (a) se puede apreciar la interferencia debido al radar, pues este genera armónicos (3er armónico) de su frecuencia nominal $49.92 \text{ MHz} \times 3 = 149.76 \text{ MHz}$, en (b) hay una señal satelital con un offset de -400 ppm lo que resulta en 149.97 MHz, en (c) se puede apreciar otra interferencia esta vez una señal modulada probablemente de radio FM y finalmente en (d) se puede ver algunas de las interferencias que la antena recibe. A simple vista se puede apreciar que la señal procedente del satélite comienza a desviarse, en el tiempo, poco a poco hacia el lado izquierdo, esto es como se ha

visto anteriormente debido al efecto Doppler.

5.6.2. Pre-Procesamiento de las señales

El objetivo del preprocesamiento tiene como finalidad reducir el peso del archivo al concentrar la información en la banda deseada. Así mismo se limpia la señal de interferencias lejanas a la banda de interés. De este modo se puede validar si se ha capturado la señal o si solo se ha grabado señales indeseadas.

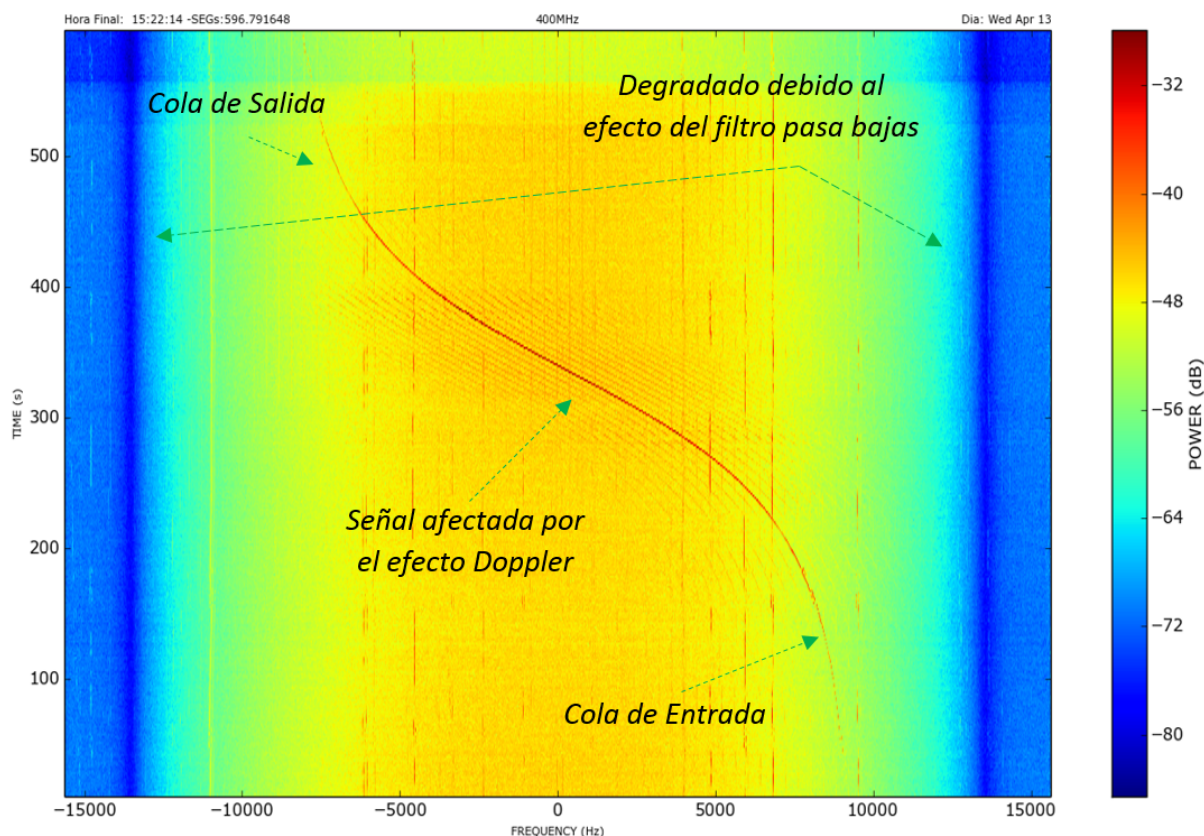


Figura 97: Espectrograma del archivo preprocesado proveniente de 400MHz, Fuente: Elaboración propia

Se puede apreciar como la señal (línea roja) tiene la forma de una función arco tangente debido al efecto Doppler, como se mencionó en el capítulo 3. La desviación de frecuencia, que depende de la frecuencia, va desde los -8 KHz hasta los 8 KHz según lo calculado en la sección 3.1 y se puede apreciar el efecto del filtro pasa bajas sobre el espectro de la señal en banda base. En este caso se puede apreciar como en las colas de la señal se ve una degradación de su amplitud, esto es a que en esas partes la distancia satélite-receptor es mayor. Como se ha visto en el capítulo 3, estos niveles corresponden a bajos ángulos de elevación y dependerán de la potencia del transmisor como de la frecuencia de la señal, como

se verá en la Figura 98 , donde la señal de 150MHz presenta una mayor potencia en las colas.

Debido a que el sistema se encuentra en prueba en el Radio Observatorio de Jicamarca, los diversos instrumentos pueden causar algunas interferencias, como por ejemplo el radar principal. Cuando el radar opera en modo JULIA, que es un modo de baja potencia, el sistema puede trabajar sin problemas, pero cuando opera a máxima potencia estas interferencias pueden causar algunos problemas al sistema.

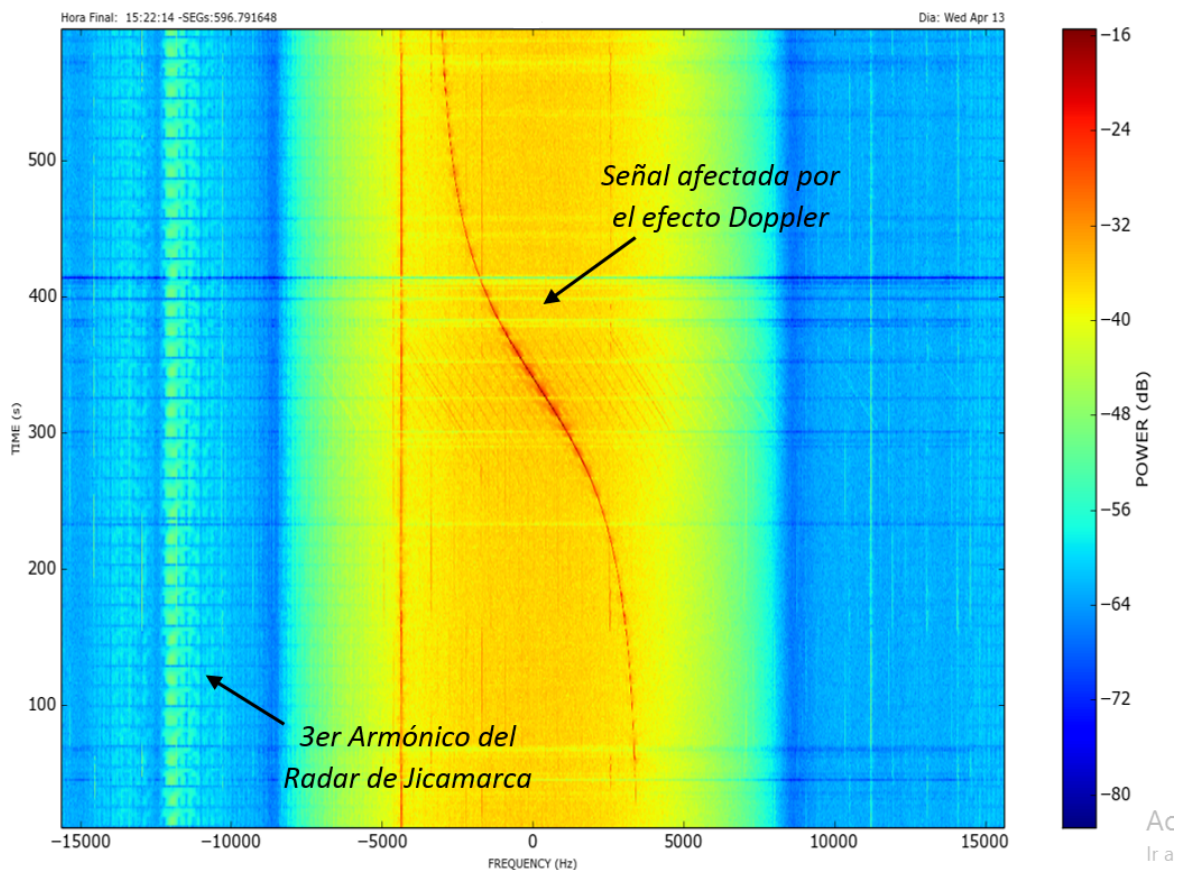


Figura 98: Espectrograma del archivo preprocesado proveniente de 150MHz, Fuente: Elaboración propia

En el caso de la Figura 98 la desviación de frecuencia va desde los -3 KHz hasta los 3 KHz según lo calculado en el capítulo 3. Así mismo en esta oportunidad se puede apreciar la interferencia del 3er armónico del radar de Jicamarca muy cerca de la señal.

En la imagen anterior se puede apreciar como es que el efecto Doppler desvía a la señal unos tantos KHz, pero es menor para esta frecuencia que para la señal de 400MHz. Así mismo se puede apreciar como en las colas la señal se degradan, pero no tanto como la señal de 400 MHz, esto puede ser debido a diversos factores, como la sensibilidad de la antena o por la perdida de potencia debido a la distancia, lo cual es menor para esta frecuencia. Las imágenes

son sacadas de las etapas de prueba del sistema, cuando el Software pues cuando se encuentra en producción ya no genera estas imágenes. La resolución de estos espectrogramas dependerá del nivel de muestras que ingresen a la FFT, el nivel de muestras que se traslapan y del numero de espectros que se integran, para este caso la transformada tiene 8192 muestras, con una traslapo de 1024 muestras y una integración temporal de 4 espectros. Debido a las características de las señales es que al escalarlos y cross-correlacionarlos sus espectros de amplitud resaltan las señales satelitales de otras señales que pueden interferir en el algoritmo de validación. A continuación se verá un ejemplo de otro satélite de espectrogramas escalados y cross-correlacionados.

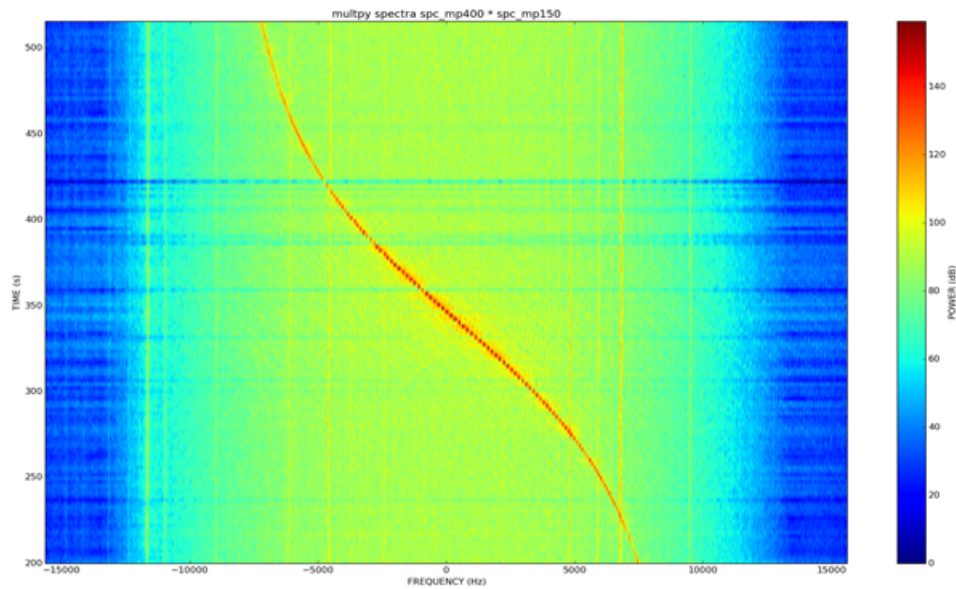


Figura 99: Espectrograma resultante de la cross-correlacion en amplitud, Fuente: Elaboración propia

En el espectrograma resultante se modifica el valor de potencia para que el mínimo valor sea 0 dB. Se puede ver que en la Figura anterior, los niveles de las interferencias decaen y los niveles de la señal deseada aumentan. Estos niveles son utilizados para formar la función arco tangente que causa el efecto Doppler.

La información de la frecuencia de la señal se lleva escalada (por el factor de $3/8$) al espectro de 150MHz para que este pueda ser filtrado.

sobre la posición dada se busca, en un rango ± 10 bins, el punto de potencia más elevado y se toma para su posterior filtrado. En este caso el pase del satélite solo fue recepcionado en su parte final. Para poder retornar la señal al dominio del tiempo, se aplica la transformada inversa de Fourier de tiempo reducido de la señal ya filtrada por el filtro pasabanda de unos 30Hz de ancho de banda.

Como se mencionó en la sección 4.4, se debe considerar que esta diferencia tiene el aporte

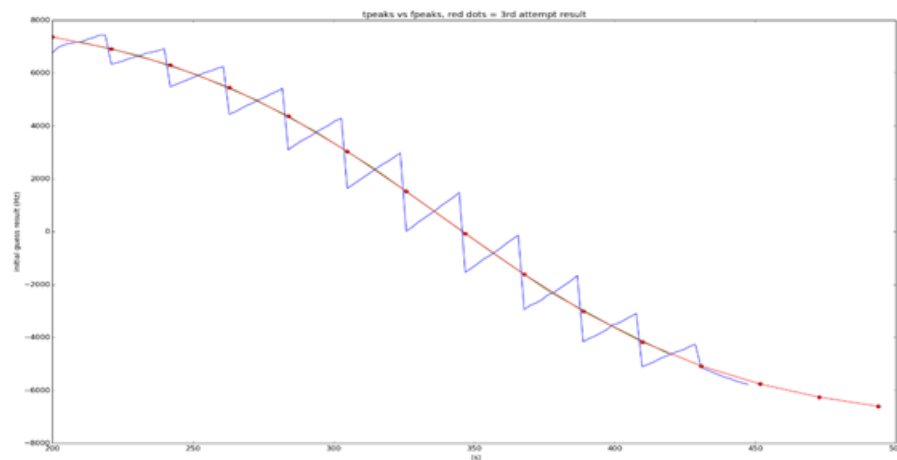


Figura 100: Ubicación de las frecuencias centrales para el filtro pasa banda sobre el cross-espectrograma de la señal de 400MHz. Fuente : Elaboración Propia

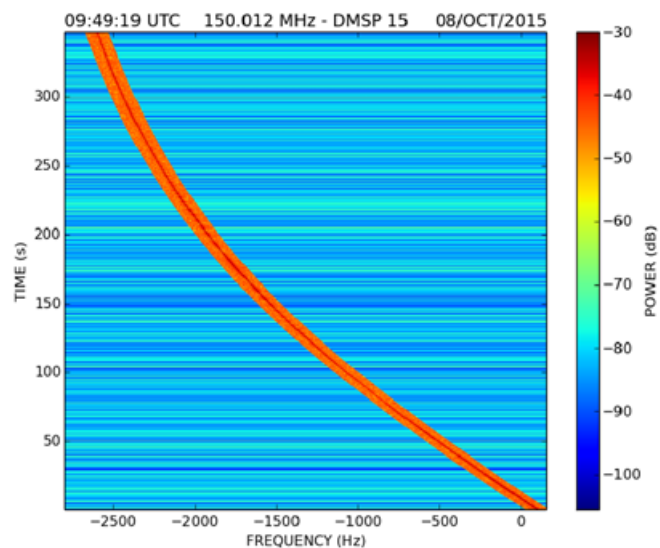


Figura 101: Ubicación de las frecuencias en el espectro de la señal de 150MHz, Fuente: Elaboración propia

de la diferencia de fases del equipo, por lo que se puede restarla para obtener la diferencia de fases real.

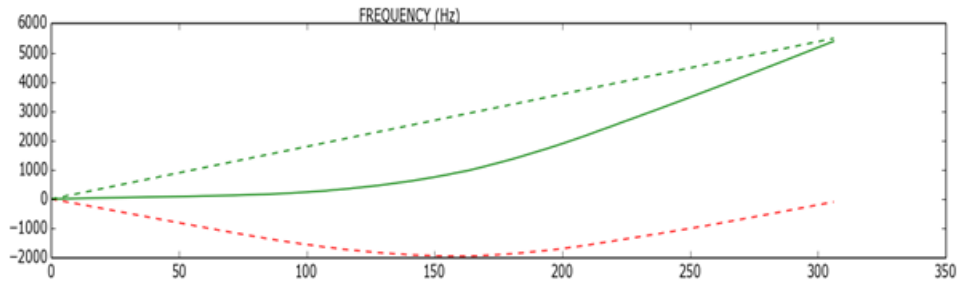


Figura 102: Diferencia de fases original (verde solida), el aporte del equipo (verde punteada) y la diferencia de fases calibrada (roja punteada), Fuente: Elaboración propia

Estos fueron los primeros resultados, en donde la forma de la diferencia de fase tiene la forma esperada.

5.6.3. Resultados

Cuando se ha calculado la diferencia de fases, se procede a calcular el TEC relativo, para ello se multiplico todo por una constante la cual toma en consideración igualar a la ecuación 2.17.

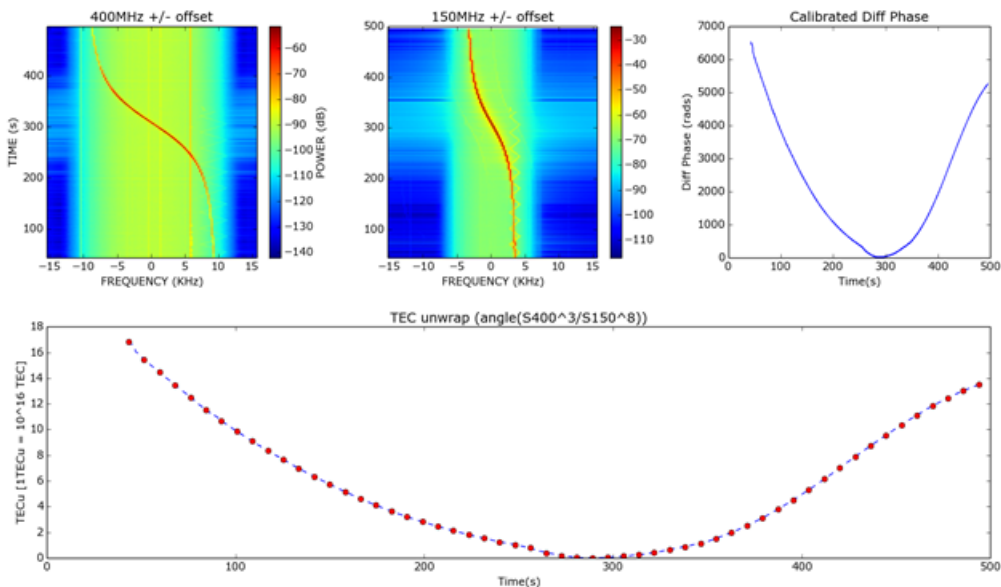


Figura 103: Resultado : Cassiope 8:11 PM LT - 5 de Junio del 2016, Fuente: Elaboración propia

En este grupo de imágenes de la Figura (103) se puede ver en la parte superior, de izquierda a derecha, espectrograma de 400 MHz , espectrograma de 150MHz y Diferencia

de fases. En la parte posterior se puede ver el TEC relativo obtenido de la diferencia de fases. Para este ejemplo se uso los datos del satélite Cassiope que paso a las 8:11 PM LT el 5 de Junio del 2016

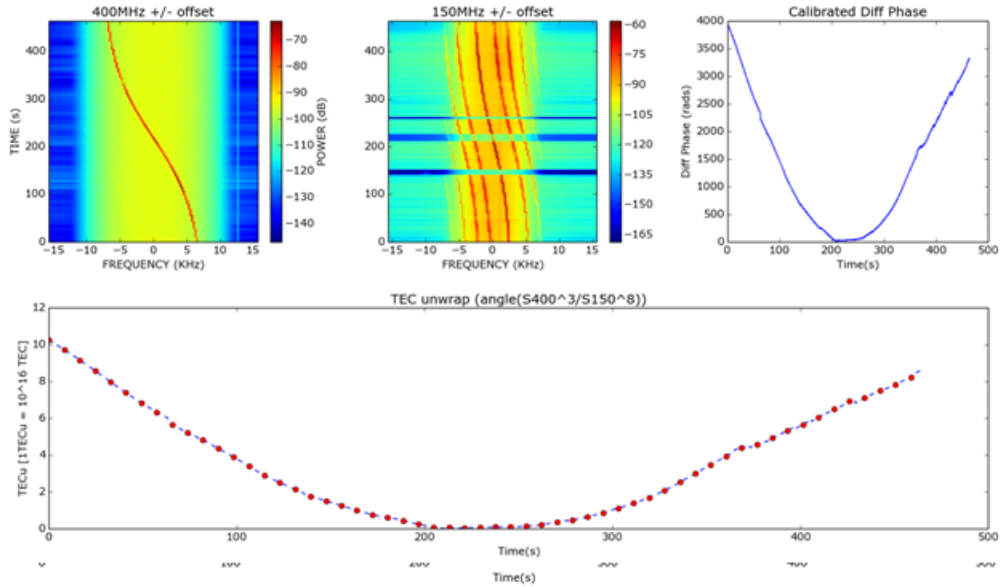


Figura 104: Resultado : Cosmos 2407 5:49 PM LT- 10 de Octubre del 2016, Fuente: Elaboración propia

Se puede apreciar que aunque la portadora tenga bandas laterales, esto no dificulta al calculo del rTEC.

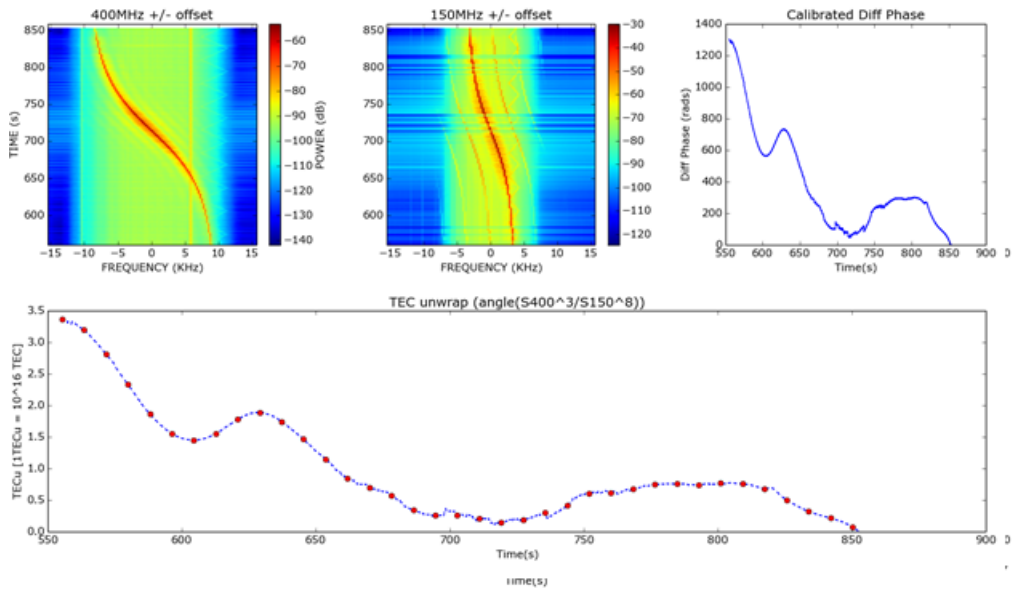


Figura 105: Resultado :Cassiope 1:17 AM UT-15 de Junio del 2016, Fuente: Elaboración propia

En este ejemplo (Figura 105) se usó los datos del satélite Cassiope que pasó a las 1:17 AM UT el 15 de Junio del 2016. Así mismo se puede ver que los niveles de TECus han decrecido por encontrarse de noche, en donde el nivel de electrones desciende.

5.7. Comparación de Resultados

Después de obtener los primeros resultados, surge la pregunta, de cómo saber si los datos son correctos. Para ello se contó con una estación analógica que instaló la institución Naval Research Laboratory(NRL). De donde se pueden sacar los datos de los satélites que son registrados y esperar que algunos pases de satélite coincidan para que se pueda comparar algunos de los datos obtenidos con la estación digital con algunos de esta estación analógica.

5.7.1. Estación Analógica del NRL

El receptor analógico fue parte de un experimento llamado Equatorial Vortex Experiment, que tenía como objetivo realizar algunas mediciones de la ionosfera Ecuatorial. Este receptor fue parte de un arreglo de receptores puestos en Perú para una reconstrucción tomográfica. (Hei et al., 2014). Algunos de los resultados se muestran a continuación en Figura 106.

Esta se encuentra ubicada en el Radio Observatorio de Jicamarca y pertenece al área de CIELO. De esa manera se comenzó a grabar continuamente los pases con mayor enfoque en el satélite Cassiope que es el que más datos tiene en la estación receptora del NRL. Estos datos fueron comparados y al inicio por simple inspección se puede apreciar que ambos resultados tienen un alto nivel de correlación. Sin embargo se usó la métrica del error relativo para poder cuantificar la diferencia de estos resultados. Un ejemplo de los datos usados son del satélite Cassiope que pasó a las 3:30 UT el día 4 de Junio del 2016.

Otro ejemplo son los datos usados del satélite Cassiope que pasó a las 3:30 UT el día 4 de Junio y de otro pase del mismo satélite que pasó a las 3:43 UT el día 3 de Junio del 2016.

Al enfocarse solo en los resultados se puede observar otras dos comparaciones (véase Figuras 110 y 111) pertenecientes al mismo satélite.

5.7.2. Validación de objetivos específicos y conclusiones

Finalmente se elaborará una tabla en donde se evaluarán los resultados de objetivos propuestos inicialmente en esta tesis. Como se verá algunos de estos objetivos fueron parcialmente alcanzados, sin embargo su nivel de cumplimiento no es impedimento para que el sistema deje de operar o opere en malas condiciones. (véase gráfico 112).

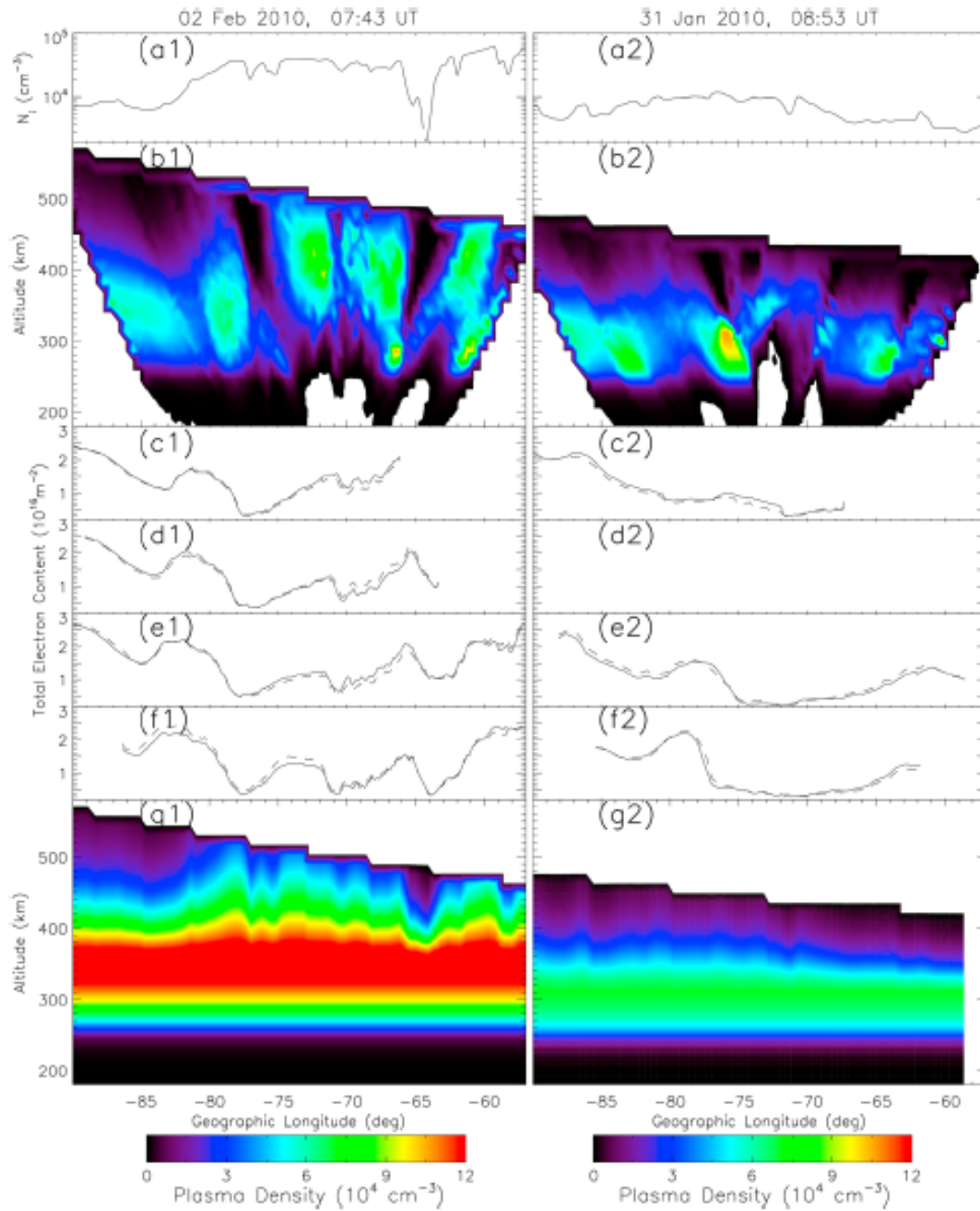


Figura 106: Tomografía realizada por la cadena de receptores de la NRL. Se puede visualizar en las secciones C1-C2,D1-D2,E1-E2,F1-F2, los valores de TEC medidos por las diversas estaciones receptoras. Fuente: (Hei et al., 2014)



Figura 107: Sistema Receptor Analógico para la detección de TEC relativo y centelleos,
Fuente: Elaboración propia

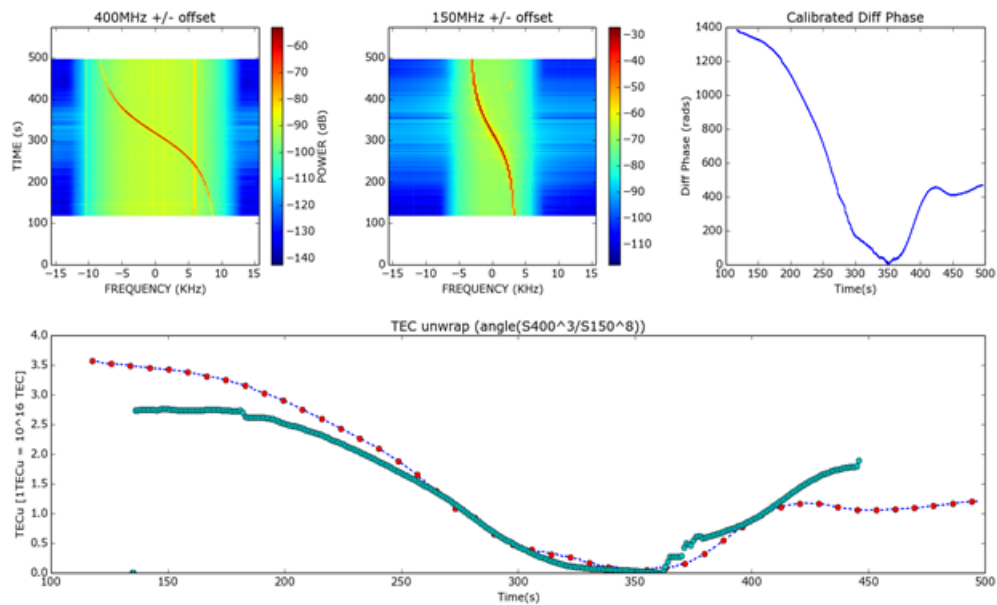


Figura 108: Resultado del TEC relativo hallado por el sistema(puntos rojos) y el TEC relativo hallado por la estación analógica(puntos verdes), Fuente: Elaboración propia

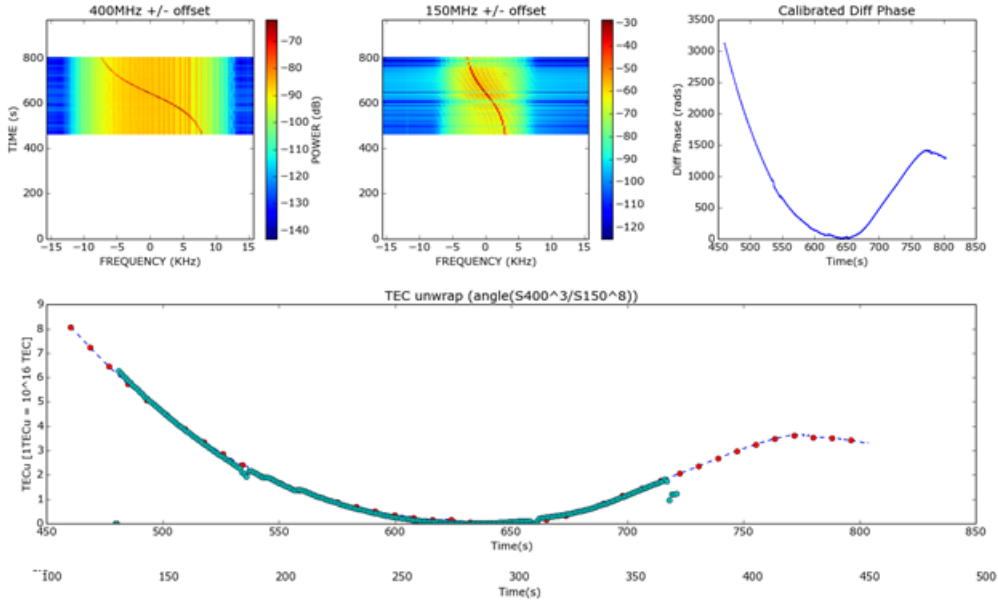


Figura 109: Resultado del TEC relativo hallado por el sistema(puntos rojos) y el TEC relativo hallado por la estación analógica(puntos verdes), Fuente: Elaboración propia

Los objetivos que se consideran parcialmente alcanzados son los relacionados a las antenas Cuadrifilares Helicoidales. En este se trató de alcanzar una ROE menor a 1.4, sin embargo esto no se logró para la antena de 400 MHz la cual resultó 1.77. La antena de 150MHz si llegó a tener un ROE de 1.25. Considerando que son antenas hechas localmente los niveles de ROE son bastante aceptables.

Otro de los objetivos que se consideran parcial es el correspondiente al diseño de los filtros resonadores el cual el resultado difiere del indicador en el Ancho de Banda de los

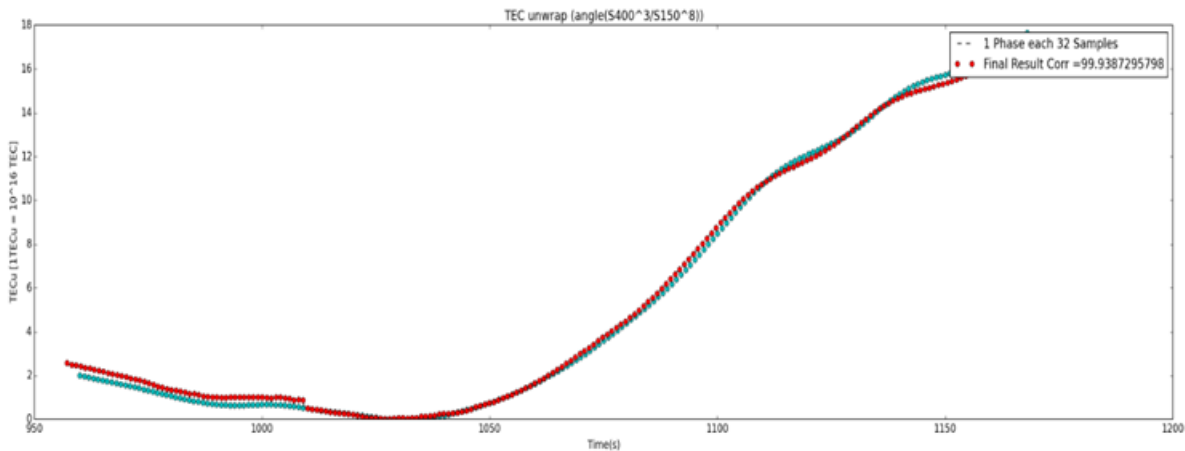


Figura 110: Resultado del TEC relativo hallado por el sistema(puntos rojos) y el TEC relativo hallado por la estación analógica(puntos verdes), Fuente: Elaboración propia

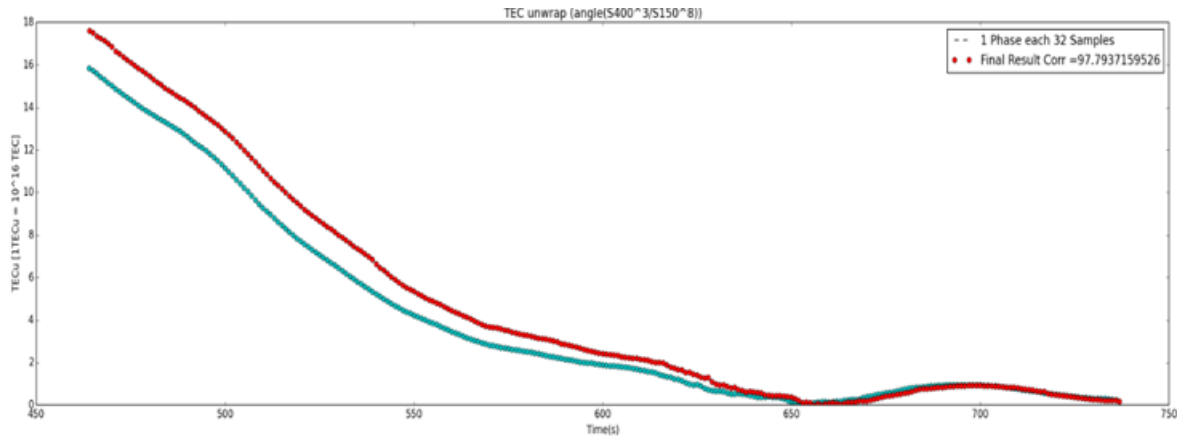


Figura 111: Resultado del TEC relativo hallado por el sistema(puntos rojos) y el TEC relativo hallado por la estación analógica(puntos verdes), Fuente: Elaboración propia

mismos, en donde se obtuvieron 3 MHz y 4 MHz de ancho de banda para las frecuencias de 150 MHz y 400 MHz respectivamente. Se podría alcanzar menor ancho de banda a costa de aumentar la pérdida en los mismos, sin embargo se considera mejor preservar el nivel de la señal a ruido antes que reducir el ancho de banda que de por sí ya esta bastante angosto para el propósito.

Por todo lo expresado anteriormente, se concluye :

Que todos los elementos diseñados, implementados e integrados a la cadena del sistema receptor, tienen que cumplir su función para que este sistema funcione. No es posible obtener resultados sin que las antenas no se encuentren sintonizadas o los amplificadores no operen correctamente. Así mismo se concluye que la técnica empleada tiene resultados esperados los cuales han sido comparados y verificados con otro instrumento aledaño el cual capta algunos satélites en común y realiza las mismas mediciones.

Objetivo	Indicador	Resultado
Diseñar e implementar antenas de tipo Helicoidal Quadrifilar para las frecuencias de 150 MHz y 400MHz, las cuales serán usadas junto a sus simetrizadores (BALUNS).	Las antenas Quadrifilares Helicoidales, adaptadas con su respectivo simetrizador, mostraran una Razón de Onda Estacionaria (ROE) menor a 1.4, lo cual indicara una buena adaptación de impedancias entre esta y la línea de recepción.	Ambas antenas fueron diseñadas y adaptadas correctamente véase sección 5.1
Diseñar e implementar los simetrizadores para las antenas Helicoidales Quadrifilares, que permitan adaptar las impedancias de las antenas a la impedancia de la línea de recepción.		
Seleccionar y evaluar los amplificadores de bajo ruido LOW NOISE AMPLIFIER para asegurar sus características principales, como ganancia, rango dinámico y ancho de banda	Los amplificadores o LNA del inglés Low Noise Amplifier deberán poseer una ganancia característica de $+24 \pm 1$ dB y $+17 \pm 1$ dB para las frecuencias de 150MHz y 400MHz respectivamente, un ancho de banda alrededor de 7MHz y un rango dinámico que acepte la mínima señal emitida.	Los pre amplificadores tienen la ganancia necesaria véase sección 5.3
Diseñar e implementar filtros pasabanda a 150 MHz y 400 MHz, con menos de -3dB de pérdidas en amplitud a las frecuencias en cuestión.	Los filtros implementados deberán tener una pérdida menor a 3 ± 0.5 dB a las frecuencias de resonancia en cuestión y un ancho de banda de 1.5 ± 1 MHz. Así mismo los niveles de onda reflejada deberán ser bajos por lo que deberán tener una ROE < 1.4	Filtros pasabanda tienen la pérdida establecida, El ancho de banda es mayor sin embargo esta bien para su propósito.
Evaluar los requerimientos de la segunda etapa de amplificadores para asegurar sus características principales, como ganancia, rango dinámico y ancho de banda.	La segunda etapa de amplificadores deberá tener alrededor de 30 ± 1 dB a más, de ganancia para las frecuencias en cuestión y un rango dinámico que acepte como mínimo -100dBm a ambas frecuencias	Los amplificadores dan la ganancia deseada véase sección 5.4
Diseñar e implementar los limitadores de voltaje para proteger al radio receptor definido por software (SDR por sus siglas en inglés), de posibles elevaciones en la amplitud de la señal que afecten su buen funcionamiento	El limitador de voltaje truncará las señales que entran al SDR antes de llegar a 2 voltios pico a pico (Vpp).	El limitador diseñado cumple sus objetivos véase sección 5.5
Implementar un programa que encienda y/o apague el sistema de recepción cada vez que se determine que un satélite o nanosatélite se encuentre orbitando cerca al Observatorio de Jicamarca.	El sistema de almacenamiento indicará de que los datos se han almacenado correctamente en la base de datos con una confiabilidad mayor al 90% de las veces.	El indicador es a nivel de Software véase sección 4.4
Implementar un programa para el almacenamiento de las señales digitalizadas obtenidas por el sistema de recepción utilizando la herramienta de Python.	El sistema mostrará un indicador de que el tiempo de la señal emitida es aceptable para comenzar a almacenar los datos recibidos con una confiabilidad de más del 90% de las veces.	La validación es un proceso interno en el software véase 4.4.2
Implementar el flujo de proceso para el procesamiento de señales digitalizadas guardadas por el sistema de almacenamiento, que determine la diferencia de fases entre las señales captadas por la estación receptora	El sistema indicará de que los datos han sido procesados correctamente en más de un 90% de las veces.	Los resultados se han validado con otra estación analógica véase sección 5.6.4

Figura 112: Objetivos e indicadores que miden cualitativamente el nivel de cumplimiento de estos. Fuente: Elaboración propia

Anexo A

El problema de determinar las posiciones de los satélites es el mismo que se plantea al encontrar la posición de los planetas y de la Luna en función del tiempo en cualquier instante. La similitud se debe a que dichos cuerpos carecen de sistemas de propulsión y se ven afectados por el mismo tipo de fuerzas gravitacionales. Para poder determinar las posiciones de los cuerpos celestes usamos las leyes de Kepler y los parámetros de Kepler, los cuales establecen que las órbitas de los planetas describen elipses, en las cuales, uno de sus focos se encuentra el Sol. La forma real de la órbita de un satélite de Comunicaciones dependerá de la situación y la velocidad con la que este sea lanzado al espacio.

A continuación se describirá el conjunto de parámetros que hacen posible las soluciones a las ecuaciones de Kepler para determinar las posiciones de los satélites. Estos parámetros llamados parámetros Keplerianos permiten definir las órbitas de los satélites tomándose a la Tierra como referencia. Estos parámetros se pueden agrupar en tres grupos principales:

- Parámetros que definen la forma de la órbita.

Excentricidad: Como cualquier elipse la excentricidad define la relación que existe entre ejes mayor (a) y menor (b).

$$e = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2} \quad (\text{A.1})$$

- Parámetros que definen la posición de la órbita en relación a la Tierra.

La inclinación Orbital es el ángulo que contiene la inclinación del plano orbital con el plano ecuatorial. De esto se desprenden dos tipos de órbitas, las polares que se encuentran cercanas a los 90° grados y las ecuatoriales cuyos ángulos rondan los 0°.

Plano orbital, el cual es el plano que contiene a la elipse de la trayectoria u órbita del satélite y tiene el centro de la Tierra como punto de referencia.

Ángulo de Perigeo (ARGP) : El ángulo de Perigeo permite trasladar y referenciar la elipse sobre el plano orbital, en otras palabras permite definir sus focos para poder trazarla y ubicarla alrededor de la Tierra.

- Parámetros que definen la posición del satélite en esa órbita en cada momento.

Época ó Epoch Time: El conjunto de parámetros Keplerianos se definen para un momento específico, este momento temporal es llamado época, y es representado en el tiempo UT (Universal Time).

Velocidad Orbital (N0 Mean Motion): Este parámetro suele expresar la velocidad orbital por el número de vueltas al día que el satélite da a la Tierra y suele estar entre 1 y 16. Además, debido a que la velocidad del satélite y la distancia a la Tierra tienen una precisa relación, este parámetro se utiliza para hallar directamente la distancia a la cual se encuentra el satélite.

Angulo de Posición (Mean Anomaly M0 o MA): Cuando se tiene localizada la órbita del satélite, lo único que falta es determinar en qué punto de la misma se encuentra temporalmente (Epoch Time). Se toma como referencia la posición de perigeo con 0°.

Estos parametros estan directamente relacionados con las leyes de Kepler, las cuales se mencionan.

- 1° Ley de Kepler: “La órbita del satélite es plana y describe una elipse con un foco en el centro de la masas de la tierra”. Esta ley es aterrizada en la siguiente ecuación:

$$r = a \frac{1 - e^2}{1 + e \cos \rho} \quad (\text{A.2})$$

Donde:

a = Radio mayor de la elipse

e = Excentricidad de la elipse

ρ = Ángulo del vector de posición del satélite respecto al centro de la tierra

- 2° Ley de Kepler: “El radio vector que une el centro de la tierra con la posición del satélite barre áreas iguales en tiempos iguales”. Lo que nos quiere decir que la velocidad del satélite no será constante durante toda su trayectoria.
- 3° Ley de Kepler: “Los cuadrados de los periodos orbitales de dos satélites tienen la misma relación que los cubos de sus distancias medias al centro de la tierra”. La relación entre el periodo de rotación y el eje mayor se ve reflejada en la siguiente ecuación:

$$T = 2\pi \sqrt{\left(\frac{a^3}{K}\right)} \quad (\text{A.3})$$

Siendo K la constante de Kepler $K = 3,99.1014[\text{m/s}]$

De las tres leyes anteriores se puede obtener la velocidad lineal del Satélite:

$$V = 2\pi\sqrt{K\left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a}\right)} \quad (\text{A.4})$$

Aparte de las leyes de Kepler para describir el movimiento de los cuerpos celestes es de aplicación importante las leyes de gravitación universal, de las cuales se puede calcular el periodo de rotación del satélite:

$$T^2 = \frac{4\pi^2}{G.M}a^3 \quad (\text{A.5})$$

Donde :

M = M es la masa de la tierra

G = constante de Gravitación Universal]

a = eje mayor de la elipse

No se calculan las trayectorias con las leyes de Kepler para evitar cálculos engorrosos, por lo que las trayectorias se estiman de la información de los TLE con las librería PyEphem que utiliza esta información para determinar la ubicación de los satélites en tiempo real. La información viene en 2 líneas las cuales vienen a tener el siguiente significado:

01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
1		2	5	5	4	4	U		9	8	0	6	7	A				0	8	2	6	4	.	5	1	7	8	2	5	2	8	
1		2				3			4		5		6				7	8														

34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	
-	.	0	0	0	0	2	1	8	2			0	0	0	0	0	-	0		-	1	1	6	0	6	-	4		0			2	9	2	7	
9										10										11										12	13					14

Figura A1: Descripción de la línea 1 del TLE. Fuente (NORAD, 2017)

01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
2		2	5	5	4	4			5	1	.	6	4	1	6		2	4	7	.	4	6	2	7		0	0	0	6	7	0	3	
1	2						3									4						5											

35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
1	3	0	.	5	3	6	0		3	2	5	.	0	2	8	8		1	5	.	7	2	1	2	5	3	9	1	5	6	3	5	3	7
6								7									8								9						10			

Figura A2: Descripción de la línea 2 del TLE (NORAD, 2017).

Parámetros de TLE - Primera línea

- 1. Columnas 01-01: Número de la línea TLE.
- 2. Columnas 03-07: Número del Satélite.

- 3. Columnas 08-08: Clasificación, U= Unclassified.
- 4. Columnas 10-11: Designador Internacional- últimos 2 dígitos del año de lanzamiento.
- 5. Columnas 12-14: Designador Internacional- Número de lanzamiento en el año.
- 6. Columnas 15-17: Número de turno de lanzamiento.
- 7. Columnas 19-20: Epoca - últimos 2 dígitos del año.
- 8. Columnas 21-32: Epoca - Día del año y porción del día.
- 9. Columnas 34-43: Primera derivada del **Mean Motion** (Velocidad angular para completar una órbita asumiendo velocidad constante) dividido por 2.
- 10. Columnas 45-52: Segunda derivada del Mean Motion dividida por 6.
- 11. Columnas 54-61: Término de arrastre del parámetro BSTAR (Forma de modelar el arrastre del satélite(Roehrich and Roerich,))
- 12. Columnas 63-63: Dígito que indica el tipo de efemérides.
- 13. Columnas 65-68: Número de TLE's generados para este objeto.
- 14. Columnas 69-69: Dígito para detección de error (Checksum).

Segunda línea

- 1. Columnas 01-01: Número de la línea TLE.
- 2. Columnas 03-07: Número del Satélite.
- 3. Columnas 09-16: Inclinação [Grados].
- 4. Columnas 18-25: RAAN [Grados]..
- 5. Columnas 27-33: Excentricidad (Decimales).
- 6. Columnas 35-42: Ángulo de Perigeo (ARGP).
- 7. Columnas 44-51: Mean Anomaly (Ángulo para calcular la posición de un cuerpo en una órbita elíptica).
- 8. Columnas 53-63: Mean Motion [Revoluciones por día].
- 9. Columnas 64-68: Número de revolución en la epóca.
- 10. Columnas 69-69: Dígito para detección de error (Checksum).

Anexo B

Es a partir de la velocidad de fase, la cual es un parámetro que se encuentra dado por la longitud de onda λ y el periodo T como $V_p = \lambda/T$, esta velocidad de fase representa que tan rápido se desplaza la fase de una onda de radio mientras pasa el tiempo. Esta relación también se puede representar en términos de la frecuencia angular (w) y del número de onda(k), como $V_p = w/k$. Para explicar de dónde viene esta relación imaginemos una onda Cosenoidal, $A\cos(kx - wt)$, que parte de una fuente en un tiempo “t”, la onda producirá $wt/2\pi = ft$ oscilaciones. Al mismo tiempo la onda inicial se habrá propagado a una distancia x de la fuente, en donde entraran todas aquellas oscilaciones, $kx = wt$, Siendo la velocidad de propagación $v = x/t = w/k$. Formalmente la fase es $\Theta = kw - wt$, Sin embargo desde que $w = -d\Theta/dt$ y $k = +d\Theta/dx$, la velocidad de la fase queda $v = dx/dt = w/k$. Esta velocidad de fase viaja inversamente proporcional a la velocidad del medio como $V_p = c/n$, donde n es el índice refractivo del medio.(Cardama et al., 2016, p.~60)

Así mismo en la ionósfera, el índice refractivo del medio es dada por la ecuación Magneto iónica de Appleton-Lassen:

$$n^2 = 1 - \frac{\frac{w_p^2}{w^2}}{1 - i\frac{v}{w} - \frac{\frac{w_H^2}{2w^2}\sin^2\theta}{1 - \frac{w_p^2}{w^2} - i\frac{v}{w}} - \frac{1}{1 - \frac{w_p^2}{w^2} - i\frac{v}{w}} \left(\frac{1}{4} \frac{w_H^8}{w^8} \sin^4\theta + \frac{w_H^2}{w^2} \cos^2\theta \left(1 - \frac{w_p^2}{w^2} - i\frac{v}{w} \right)^2 \right)^{0,5}} \quad (\text{B.1})$$

Donde n es el índice refractivo complejo, v es la frecuencia de los electrones libres, $w = 2\pi f$ es la frecuencia radial, f es la frecuencia del beacon $w_p = \sqrt{\frac{N_e \cdot e^2}{\varepsilon_o \cdot m_e}}$, es la frecuencia del plasma de electrones [rad/s], N_e es la densidad del electrón (m^{-3}), e es la carga del electrón, ε_o es la permeabilidad en el espacio libre, m_e es la masa del electrón, $w_H = 2\pi f_h = \frac{B_o|e|}{m}$ es la frecuencia de giro del electrón, B_o es la fuerza del campo magnético del ambiente y θ es el ángulo entre el vector del campo magnético y el vector de la onda electromagnética. Sin embargo, debido a las características de las bajas frecuencias usadas en los satélites beacon VHF y UHF, es posible despreciar las colisiones neutrales de los electrones y el campo

magnético, aproximando el índice de refracción n a: (Kudeki, 2013, p.~182)

$$n = (1 - \frac{w_p^2}{w^2})^{1/2} \quad (\text{B.2})$$

Se conoce que por debajo de los 50 km, el índice de refracción del plasma se acerca a 1 mientras el número de electrones se acerca a 0. Lo que nos da a entender que el índice de refracción de la atmosfera neutral comienza a crecer significativamente como la densidad del aire incrementa. El índice de refracción de la baja atmosfera n_{tr} , de las onda de radio con frecuencias menores a 20GHz, se asume que es no dispersivo y puede ser aproximado a la presión, la temperatura y la humedad del aire usando la siguiente formula (Vierinen et al., 2013).

$$n_{tr} = 1 + 10^{-6} (77,68 \frac{Pd}{T} + 71,30 \frac{Pw}{T} + 3,75,10^{-5} \frac{Pw}{T^2}) \quad (\text{B.3})$$

Donde Pd es la presión parcial del aire húmedo (hPa), T es la temperatura en Kelvin y Pw es la presión parcial del vapor de agua. Para efectos prácticos de este trabajo representaremos el índice de refracción de la siguiente forma:

$$n_{tr} = 1 + \Delta n_{tr} \quad (\text{B.4})$$

Donde la pequeña perturbación del índice de refracción Δn_{tr} es equivalente al segundo término de la ecuación B.4

Asumiendo el caso donde la onda electromagnética que se propaga del nanosatelite a la estación receptora a lo largo del eje z una distancia L , donde el nanosatelite se encuentra en $z = 0$, y con velocidad de fase $V_p(z)$, la amplitud del campo eléctrico puede ser expresado como:

$$E(L, t) = E_o \cos(w(t - \int_0^L \frac{dz}{V_p(z)})) \quad (\text{B.5})$$

De la expresión anterior podemos determinar la fase $E(L, t) = E_o \cos(\Theta'(t))$ de una señal en una estación receptora como una dependencia del tiempo y distancia $L(t)$ a la que se encuentra el satélite, de la siguiente forma :

$$\Theta'(t) = wt - \frac{w}{c} \int_0^{L(t)} n(z) dz \quad (\text{B.6})$$

Siempre y cuando la estación receptora esté calibrada a la frecuencia central w y sincronizada con el tiempo GPS, se pueden cancelar sustraer los términos wt , quedando:

$$\Theta(t) = \Theta'(t) - wt = -\frac{w}{c} \int_0^{L(t)} n(z) dz \quad (\text{B.7})$$

Es necesario convertir la expresión anterior en función de la densidad del electrones $N_e(z)$, por lo cual usaremos la forma aproximada del índice de refracción, de la ecuación B.2 , para lograr este objetivo.

$$N_e(z) = \frac{-\epsilon_o m_e w^2}{e^2} (n(z)^2 - 1) \quad (\text{B.8})$$

Al aproximar la expresión anterior a través de un polinomio de Taylor y expandido alrededor de $n(z) = 1$, podemos obtener

$$Ne(z) = \frac{-2\varepsilon_o m_e w^2}{e^2} (n(z) - 1) \quad (\text{B.9})$$

Lo cual es una buena aproximación cuando $w \gg wp$. Teniendo esto como base, podemos obtener una expresión para $n(z)$

$$n(z) = 1 - \frac{e^2}{2\varepsilon_o m_e w^2} Ne(z) \quad (\text{B.10})$$

Anexo C

Listing 1: Codigo de Configuración de USRP

```
#!/usr/bin/env python
#####
# Gnuradio Python Flow Graph
# Title: Top Block
# Generated: Thu Feb 16 09:59:38 2017
#####
#Imports de Librerias de python, Gnuradio, numpy, datetime, etc
from gnuradio import blocks
from gnuradio import eng_notation
from gnuradio import gr
from gnuradio import uhd
from gnuradio.eng_option import eng_option
from gnuradio.fft import window
from gnuradio.filter import firdes
from optparse import OptionParser
import time, math, os
import multiprocessing
import numpy as np
from datetime import datetime
from datetime import timedelta

# Imports de otros scripts hechos en python
import ConfigFile as c
import stuffr
import SignalProcess1

#Clase que inicializa y configura el USRP y la TVRX2.0
'''
#1) Configuracion del format de entrada de datos, en este caso complejo 32 bits
#2) Configuracion del GPS para sincronizacion de la toma de datos
#3) Configuracion de la tarjeta hija de adquisicion
#4) Configuracion de la tasa de muestreo
#5) Configuracion de la frecuencia central Canal 0
#6) Configuracion de la ganancia adicional del Canal 0
#7) Configuracion del ancho de banda canal 0
#8) Configuracion de la frecuencia central Canal 1
```

```

#9) Configuración de la ganancia adicional del Canal 1
#10) Configuración del ancho de banda canal 1
#11) Configuración del directorio del canal 1
#12) Configuración del directorio del canal 0
'''
class top_block(gr.top_block):
    def __init__(self, rawdatadir, filename, starttimearg, stoptimearg):
        gr.top_block.__init__(self, "TopBlock")
        self.uhd_usrp_source = uhd.usrp_source(device_addr =
            "", stream_args=uhd.stream_args(cpu_format="fc32", channels=range(2)))
        #1 self.uhd_usrp_source.set_clock_source('gpsdo', uhd.ALL_MBOARDS)
        self.uhd_usrp_source.set_time_source('gpsdo', uhd.ALL_MBOARDS)

#2
        self.uhd_usrp_source.set_subdev_spec("A:RX1A:RX2", 0)
#3 self.uhd_usrp_source.set_samp_rate(1.25e6)
        #4 self.uhd_usrp_source.set_center_freq(400e6, 0)
        #5 self.uhd_usrp_source.set_gain(0, 0)
        #6 self.uhd_usrp_source.set_bandwidth(10e6, 0)
        #7 self.uhd_usrp_source.set_center_freq(150e6, 1)
        #8 self.uhd_usrp_source.set_gain(0, 1)
        #9 self.uhd_usrp_source.set_bandwidth(10e6, 1)
        #10 self.blocks_file_sink_150 = blocks.file_sink(gr.sizeof_gr_complex*1,
            rawdatadir+'/RAW_150-'+filename, False)
        #11 self.blocks_file_sink_150.set_unbuffered(False)
            self.blocks_file_sink_400 = blocks.file_sink(gr.sizeof_gr_complex*1,
                rawdatadir+'/RAW_400-'+filename, False)
        #12 self.blocks_file_sink_400.set_unbuffered(False)
            #####
            # Connections
            #####
        self.connect((self.uhd_usrp_source, 0), (self.blocks_file_sink_400, 0))
        self.connect((self.uhd_usrp_source, 1), (self.blocks_file_sink_150, 0))
        self.uhd_usrp_source.set_start_time(uhd.time_spec(float(starttimearg)))

        def get_time(self):
            return self.uhd_usrp_source.get_mboard_sensor('gps_time')
#Funcion que genera la adquisicion en una ventana
#de tiempo, se alcanza el tiempo inicial y final

def SignalAcquire0(starttime, stoptime, datadirpath):
    #Converting againg to datetime type
    stdate= datetime.strptime(starttime, '%Y-%m-%d_%H:%M:%S')
    etdate= datetime.strptime(stoptime, '%Y-%m-%d_%H:%M:%S')
    #Converting to float type
    st = (stdate-datetime(1970,1,1)).total_seconds()
    et = (etdate-datetime(1970,1,1)).total_seconds()
    #Converting to int
    st = int(math.ceil(st))
    et = int(math.ceil(et))

```

```

rec = top_block(datadirpath,starttime.replace('_', '-'),st,et)
rec.start()
while(etdate-datetime.utcnow.timestamp(float(rec.get_time()))>
=timedelta(seconds = 0)):
    pass
rec.stop()
rec.wait()

#Funcion que llama a la adquisicion, por cada lista de intervalos de grabacion
#que venga de Prepare2NxtRecInterval()

def RecordIntervals(lista):
    dirpath=os.path.dirname(os.path.abspath(__file__))
    UTNOW = datetime.utcnow.timestamp(time.time())

    for line in lista:
        if UTNOW<datetime.strptime(line.split()[0]+'
#####'+line.split()[1], '%Y-%m-%d_%H:%M:%S'):
            SignalAcquire0(line.split()[0]+'
#####'+line.split()[1],line.split()[2]+'
#####'+line.split()[3],c.datadir+'/'+line.split()[0])
            multiprocessing.Process(target=SignalProcess1.Raw2Dec,
            args=(c.datadir+'/'+line.split()[0],line.split()[0]
            + '_' +line.split()[1])).start()

#Funcion main, en caso se quiera probar indenpendientemente este script

if __name__ == '__main__':
    parser=OptionParser(option_class=eng_option)
    parser.add_option("-s", "--starttime", type="str",
    default=datetime.utcnow.timestamp(time.time()+30.0).strftime
    ('%Y-%m-%d_%H:%M:%S'),help="set_starttime_for_the_recorder")
    parser.add_option("-e", "--stoptime", type="str",
    default=datetime.utcnow.timestamp(time.time()+60.0).strftime
    ('%Y-%m-%d_%H:%M:%S'),help="set_stoptime_for_the_recorder")
    parser.add_option("-p", "--path", type="str",
    default=c.datadir, help="set_data_path")
    (options, args) = parser.parse_args()
    #Converting againg to datetime type
    stdate= datetime.strptime(options.starttime, '%Y-%m-%d_%H:%M:%S' )
    etdate= datetime.strptime(options.stoptime, '%Y-%m-%d_%H:%M:%S')
    #Converting to float type
    st = (stdate-datetime(1970,1,1)).total_seconds()
    et = (etdate-datetime(1970,1,1)).total_seconds()
    #Converting to int
    st = int(math.ceil(st))
    et = int(math.ceil(et))
    rec = top_block(options.path,options.starttime.replace('_', '-'),st,et)
    rec.start()

```

```
while(etdate-datetime.utcnow.timestamp(float(rec.get_time()))>=
timedelta(seconds = 0)):
    pass
rec.stop()
rec.wait()
```

Anexo D

Observable GPS N° 1-Código El primer observable, llamado Código, parte de la diferencia de los retardos o tiempos dT_{ionf1} y dT_{ionf2} que tardan las señales desde la antena del satélite(ubicación A), instante de transmisión, hasta la antena del receptor(Ubicación B), instante de recepción.

$$D_{SE} = c.dT_{ionf1} \quad (D.1)$$

Donde, c es la velocidad de la Luz.

El TEC es proporcional a la diferencia de los retardos ionosféricos de dos señales.

Idealmente ambas señales deberán llegar en el mismo instante, sin embargo la diferencia es debida a la modificación de la trayectoria (originalmente es la línea de vista) que producen los distintos índices de refracción presentes en cada subcapa ionosférica (E,D,F) sobre las señales transmitidas.

El valor dT_{ion} es calculado bajo la correlación de los códigos generados por el receptor y el transmisor. El código recibido del satélite se correlaciona con el mismo código generado por el receptor, estos se desplazan en el tiempo hasta que se produce una máxima correlación (véase Figura D1). El desplazamiento que ha tenido que incorporarse al código de la estación receptora para que coincida con el código proveniente del satélite, multiplicado por la velocidad de la luz, es lo que se conoce como pseudodistancia o pseudorange. Estos tiempos se comparan para determinar la diferencia de retardos entre ambas señales y de esa forma calcular el TEC. Por lo antes mencionado, se sabe que esta no es la distancia real, pues la propagación de la señal ha sido afectada por los efectos de la tropósfera y la ionósfera, entre otros, y porque además el código que se genera a partir del reloj del transmisor y la réplica del código que se genera en el receptor a partir de otro reloj, no necesariamente se generan con los relojes sincronizados. En el caso del observable código, el TEC es proporcional a la diferencia del tiempo de retardo ionosférico sobre dos frecuencias. La pseudodistancia contiene altos niveles de ruido por lo que para reducir su comportamiento oscilante y suavizar los resultados, se realiza otra medición basada en las fases de las señales. La integración de esta técnica se le llama “Nivelación de fase de portadora”.

Observable GPS- Diferencia de Fase El segundo observable GPS, es la fase de la señal que se obtiene al multiplicar la señal procedente del satélite con la que se genera en el

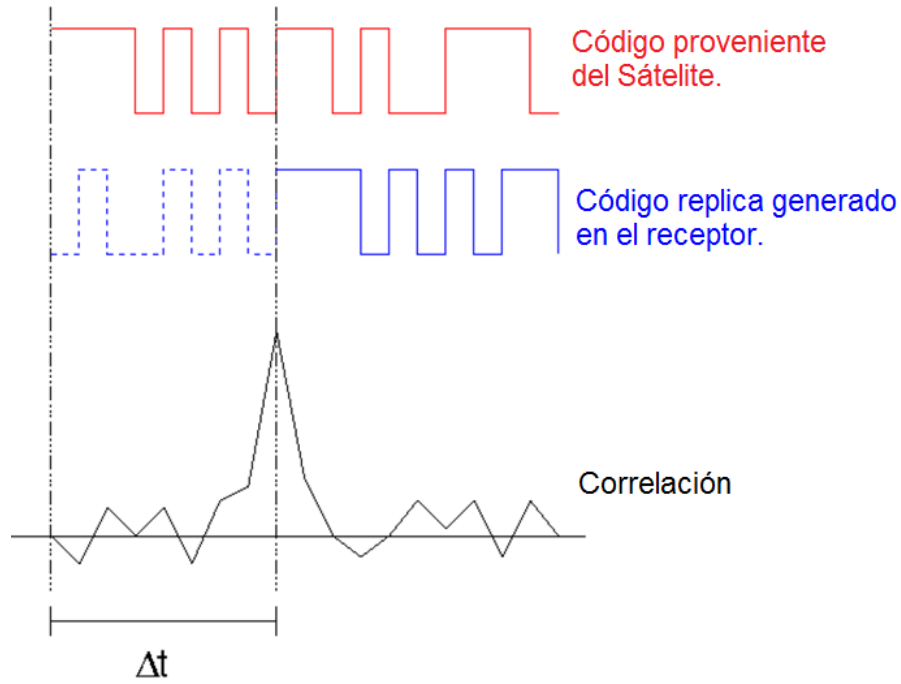


Figura D1: Correlación de la Señal de GPS contra la generada localmente, Fuente: (ESA, 2016)

receptor (Ver figura D2). Previo a la multiplicación de las señales, la señal proveniente es corregida del efecto doppler (Norsuzila et al., 2008). Al estar midiendo fases, hay un indeterminado número de ciclos asociado a cada medida, que no es posible conocer. (ver figura D3). Este problema, que solo aparece en la primera medida puesto que a partir de aquí se hace un seguimiento continuado de la señal, se conoce como ambigüedad inicial. Si por alguna causa hay una pérdida momentánea de señal, vuelve a aparecer la ambigüedad en la primera fase medida. A la diferencia entre esta nueva ambigüedad y la ambigüedad anterior se la conoce como salto de ciclo, y corresponde a un número entero de ciclos. Hay una ambigüedad inicial para cada par satélite - receptor. No se fuerza que este número sea entero, porque hay unos retardos instrumentales en los satélites y en los receptores que pueden superponerse a este término (Norsuzila et al., 2008).

En la figura D2, la señal proveniente del satélite L1 viene con su fase θ_1 . Al multiplicarla por una señal de referencia con fase θ_2 se genera la suma y la diferencia de ambas señales, la señal proveniente de la suma es filtrada y la información de fases se obtiene de la diferencia.

Ambos observables son afectados por el comportamiento dispersivo de la ionosfera, pero antepuesto con diferentes signos, por lo que el valor absoluto del retardo ionosférico puede ser descrito como (Kudeki, 2008, p.~38):

$$dT_{ion} = \frac{1}{2f^2} \int dz f_p^2(z) = \frac{80,6}{2f^2} \int N_e dz \quad (D.2)$$

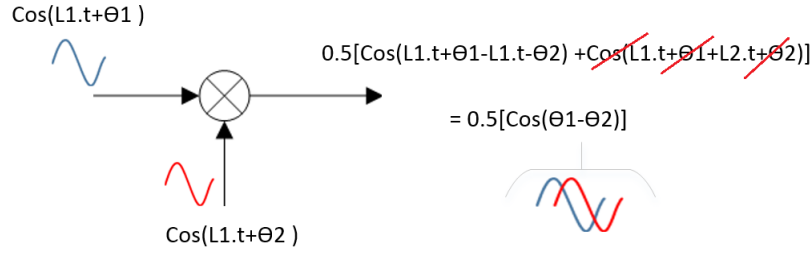


Figura D2: Señal Satelital L1 multiplicada por otra generada localmente, Fuente: Elaboración propia

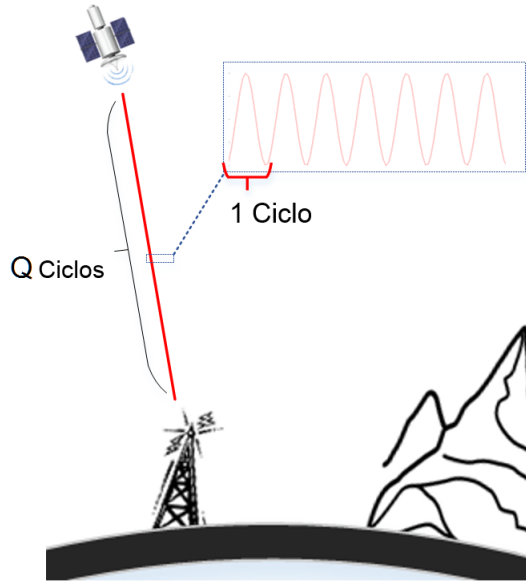


Figura D3: Existen N ciclos de la señal entre el satélite y el receptor, Fuente: Elaboración propia

Donde la frecuencia de plasma f_p es reemplazada por $80,6 N_e$. f es la frecuencia de la señal y N_e es la densidad de electrones en cada diferencial de la altura (dz).

Este retardo es caracterizado por el Contenido Total de Electrones, donde si se sustituye $TEC = \int N_e dz$, queda:

$$dT_{ion} = \frac{40,3}{f^2} TEC [m] \quad (D.3)$$

Esta expresión se puede representar en unidades de distancia, como en la ecuación D.3, o en unidades de tiempo dividiendo todo el término derecho entre la velocidad de la luz.

$$\Delta\tau = \frac{40,3}{c.f^2} TEC [s] \quad (D.4)$$

Un receptor de doble frecuencia puede medir las diferencias en los retardos ionosféricos entre las frecuencias L1 (1575.42 MHz) y L2 (1227.60 MHz), el cual generalmente asume que dichas señales viajan a través del mismo canal o camino a través de la ionosfera (ver

figura D4), por lo que el retardo de inósferico entre ambas señales puede ser obtenido como :

$$P_1 - P_2 = 40,3.TEC\left(\frac{1}{f_2^2} - \frac{1}{f_1^2}\right) \quad (D.5)$$

Donde, P_1 y P_2 son las distancias recorridas por ambas señales emitidas por el satélite. El cálculo del TEC derivado de las mediciones GPS aporta mucho a los estudios ionosféricos, sin embargo sus mediciones integran no solo la región de la ionosfera sino hasta los 20,000 Km de densidad de electrones, que es a donde se encuentran, en promedio, los satélites GPS.

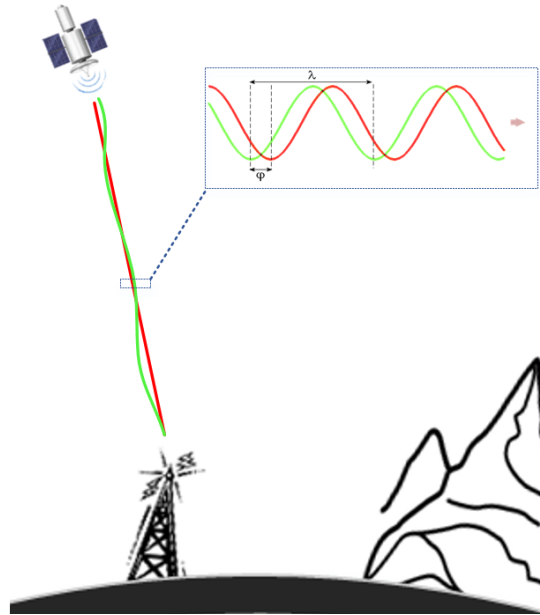


Figura D4: Representación de Trayectorias de señales GPS L1 y L2, Fuente: Elaboración propia

Anexo E

Construcción de filtros resonadores

Este anexo tiene como objetivo aclarar al lector los pasos necesarios para construir el filtro resonador a partir de su diseño en el software Ansoft SV. Como se vio en la sección 5.2 el software nos determina las medidas de la cavidad a construir(ver Figura E.1). En este caso construiremos el filtro pasabanda de 400MHz.

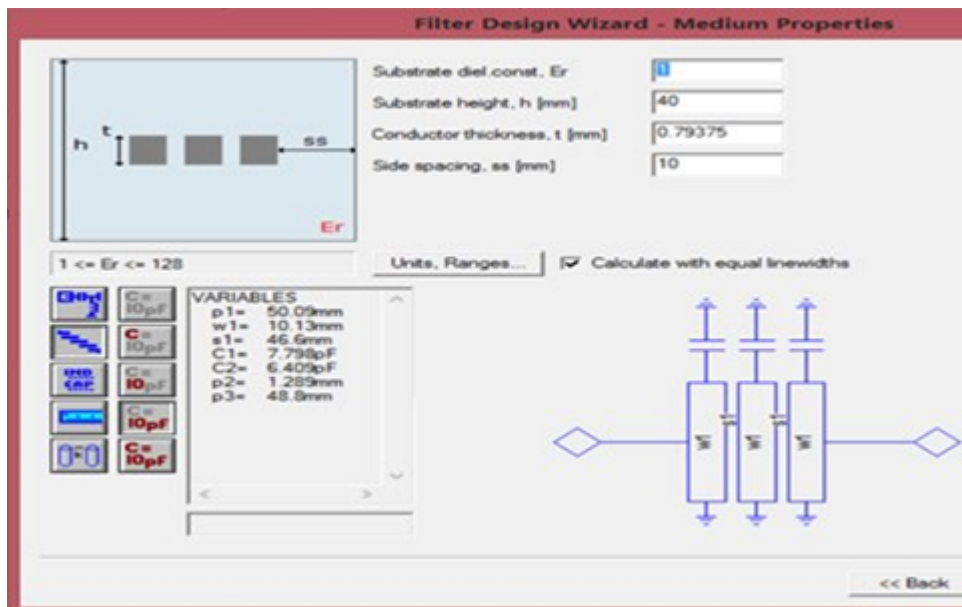


Figura E1: Resultados del diseño de los filtros resonadores mediante el software Ansoft SV,
Fuente : Elaboración Propia

Como se puede apreciar en la Figura E1 , el ancho de nuestros elementos resonadores será alrededor de 1cm su espesor 0.8 mm, la separación entre elementos $s1 = 4.66$ cm, la altura de la cavidad $h = 4$ cm, y la distancia hacia los terminales será de 1.5cm pues no es un factor tan crítico que influya en el diseño. Teniendo estas medidas se puede realizar un modelo a escala mediante cualquier software CAD.

Como se aprecia en la Figura E3, se diseña la cavidad contenedora en 2 partes, considerando los adaptadores, condensadores y elementos resonantes a insertar. Así mismo algunas aletas necesarias para ayudar a la construcción y sujeción de la cavidad. El siguiente paso



Figura E2: Resultados del diseño de los filtros resonadores mediante el software Ansoft SV, en este modelo se puede apreciar los valores de los condensadores que varían entre 6 y 8 pF, Fuente : Elaboración Propia

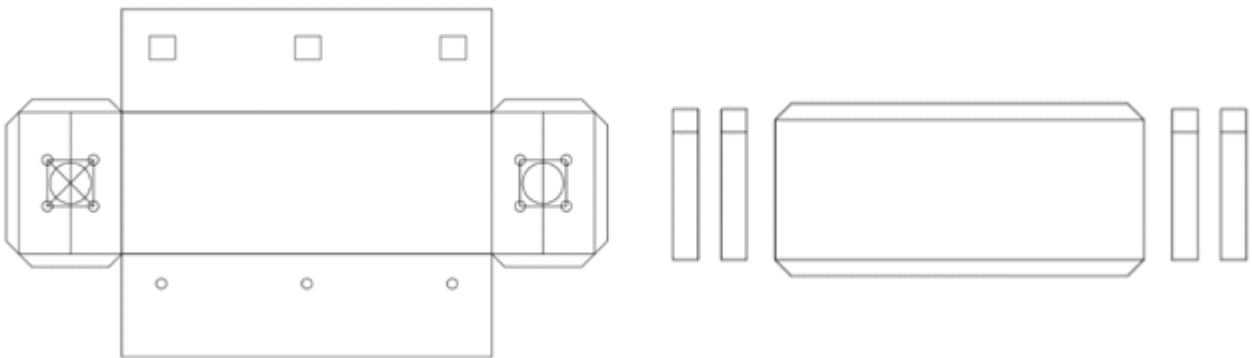


Figura E3: Diseño a Escala de la cavidad resonante a construir, Fuente : Elaboración Propia

sería buscar los materiales necesarios, en este caso una plancha de cobre de 0.8mm o de 1/32" pulgadas.

Los diseños a escala son impresos en papel couche para poder fijarlos a las planchas de cobre mediante calor, como si fueran planchas de fibra de vidrio o baquelita para la fabricación de tarjetas PCB. Una vez ya transferidos los moldes a las láminas de cobre, estas últimas se cortan por todos los bordes (Véase Figuras Los diseños a escala son impresos en papel couche para poder fijarlos a las planchas de cobre mediante calor, como si fueran planchas de fibra de vidrio o baquelita para la fabricación de tarjetas PCB. Una vez ya transferidos los moldes a las láminas de cobre, estas últimas se cortan por todos los bordes (Véase Figuras E5 y E6).

Después de haber doblado y perforado las láminas se procede a la inserción de sus elementos resonantes, conectores elegidos y de los capacitores variables. (Véase Figura 8E)

Los elementos resonantes, son fijados temporalmente con remaches para posteriormente ser soldados en sus 2 extremos, contra la cavidad y el capacitor. Los puntos de alimentación

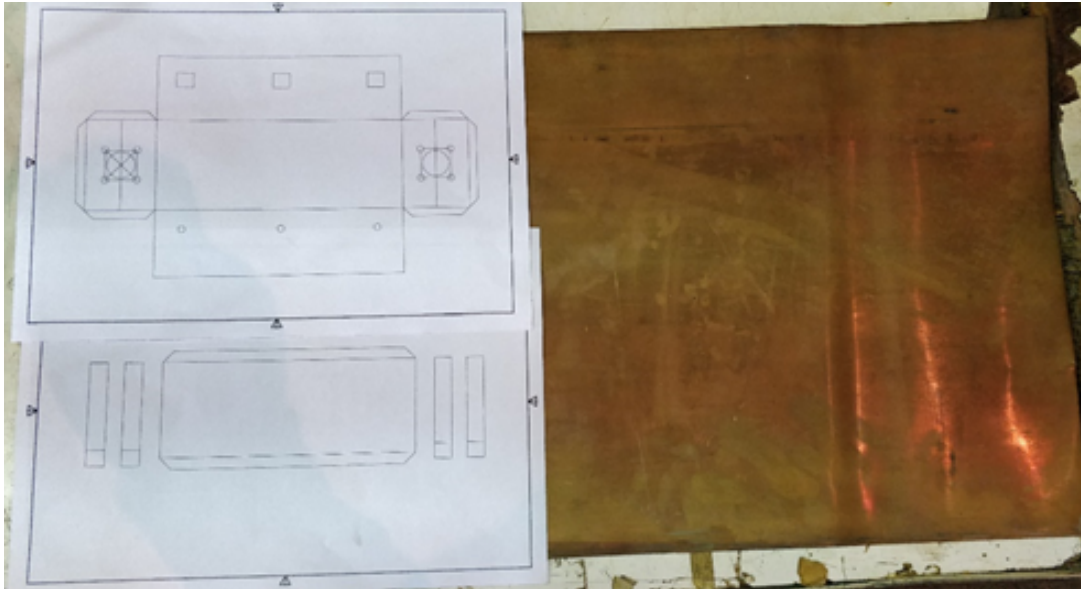


Figura E4: Plancha de cobre y diseños de filtros a escala impresos sobre papel couche, Fuente : Elaboración Propia

con colocados a cierta distancia del inicio del elemento resonante, para asegurar la impedancia de entrada y salida cerca a de los 50 ohms. Este valor se va probando experimentalmente hasta obtener buenos niveles de acoplamiento. En este caso es de 11mm.

Ya fijado los puntos de alimentación, procederemos a realizar una medición previa para fijar los valores de los condensadores variables cerca del valor que se desea.

Para realizar las mediciones, primero se deberá calibrar el Analizador de Redes Vectoriales, que es el elemento que nos ayudará a realizar las mediciones con la medición del parámetro S21, que es Insertion Lost o pérdida de inserción, el cual analizará en el dominio de las frecuencias el comportamiento del filtro.(Vease Figura 11E)

Se puede observar como es que el punto de resonancia esta cerca de los 400MHz y tiene una perdida de 0.98dB en la banda de paso, lo cual indica que su construcción está bien y cerca del punto de operación deseado. A continuación se procede a sellar el filtro y volver a realizar las mediciones con mayor detalle.

En este punto podemos verificar como es que filtro resonante cumple con las especificaciones deseadas, pues tiene la frecuencia de resonancia cerca a los 400MHz, una perdida en la banda de paso de 2dB y un ancho de banda promedio de 7MHz a los -3dB de pérdida

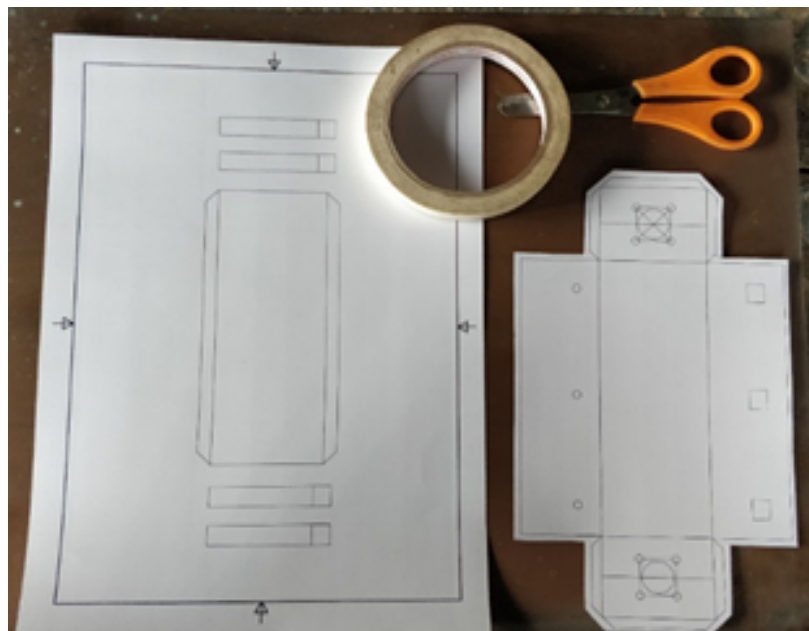


Figura E5: Cortes del molde de la cavidad resonante, Fuente : Elaboración Propia



Figura E6: Cortado de láminas de la cavidad resonante, Fuente : Elaboración Propia

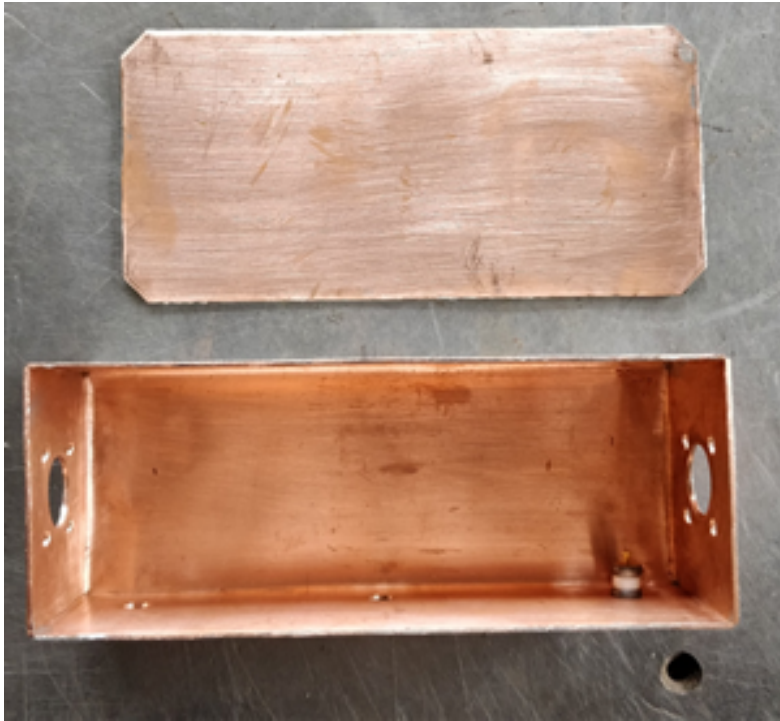


Figura E7: Perforado y doblado de las láminas de la cavidad resonante, Fuente : Elaboración Propia

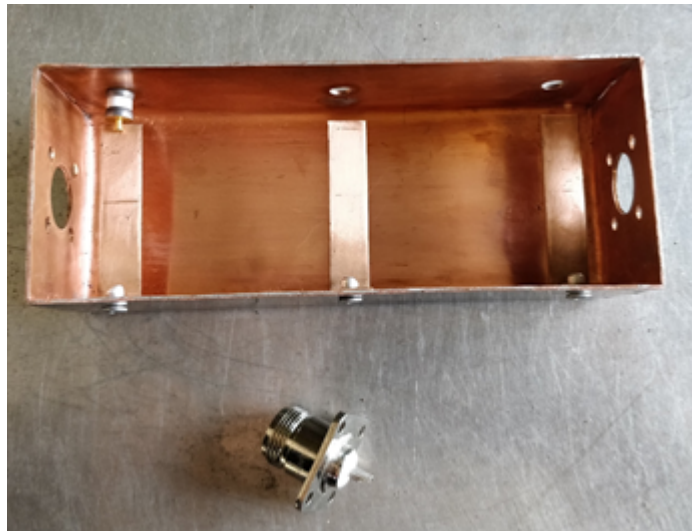


Figura E8: Adecuación de los elementos resonantes, conectores y capacitores, Fuente : Elaboración Propia

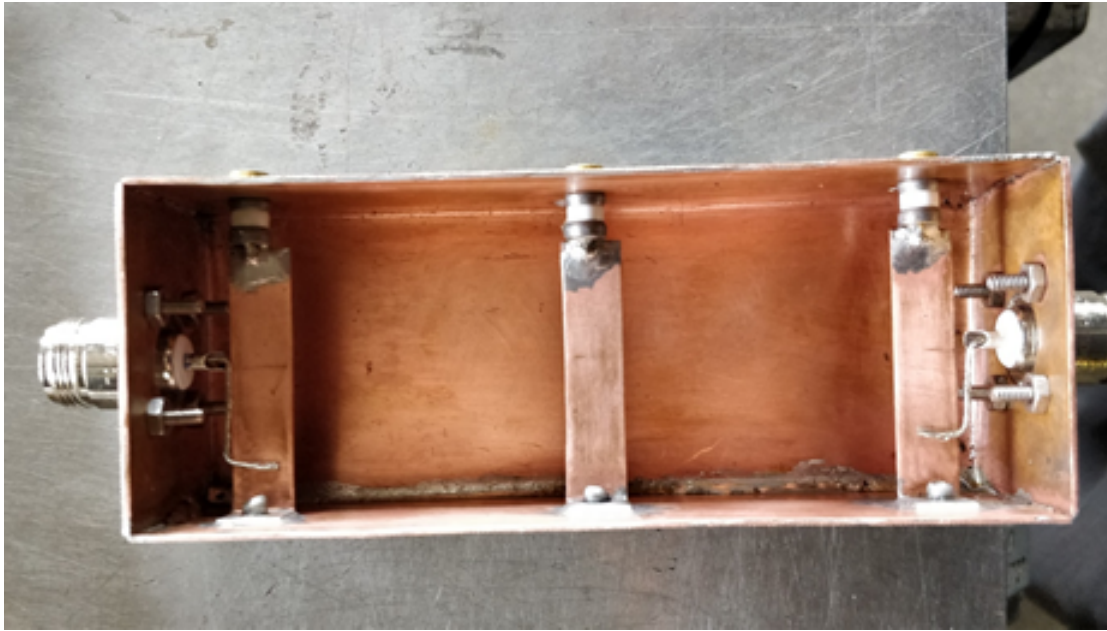


Figura E9: Adecuación de conectores y los puntos de alimentación, Fuente : Elaboración Propia



Figura E10: Filtro Resonante por dentro, sin base, Fuente : Elaboración Propia

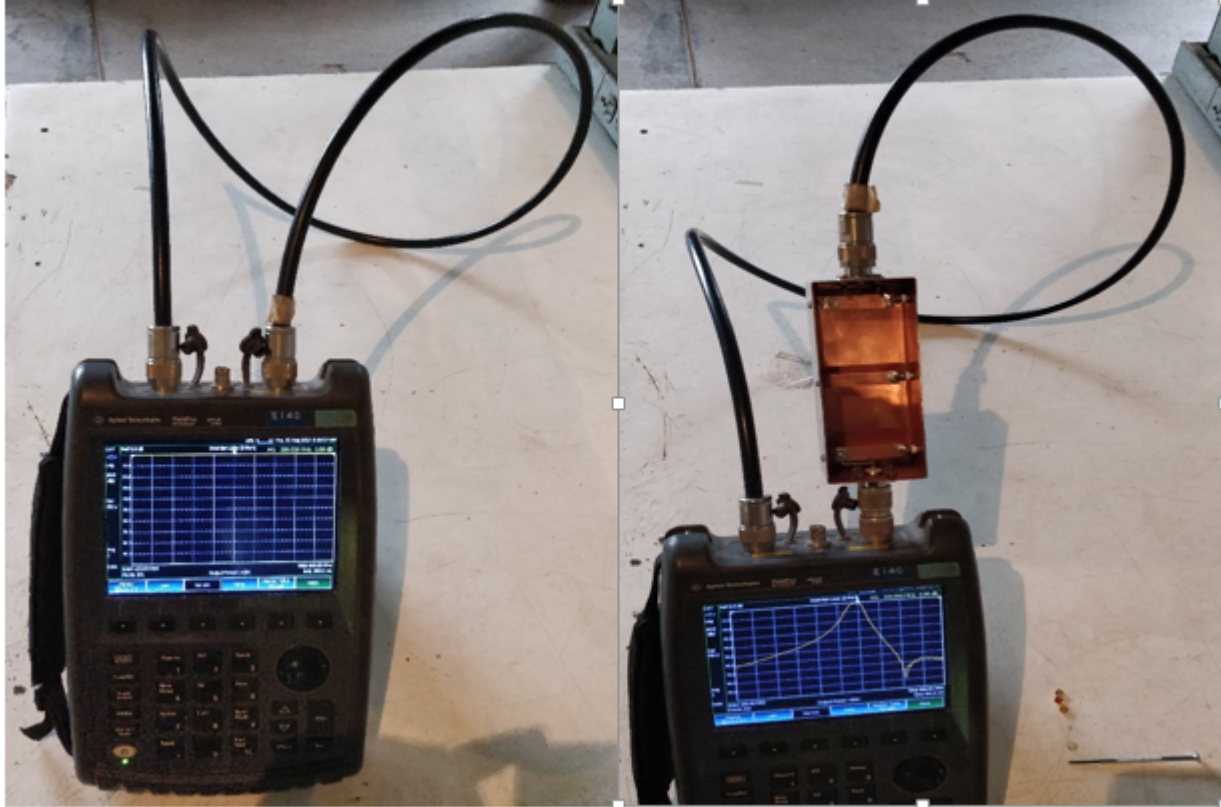


Figura E11: Calibración del Analizador de Redes y Primeras mediciones del filtro resonante con la cavidad abierta con el Analizador de Redes AGILENT EI-140 Model: N9118, Fuente : Elaboración Propia

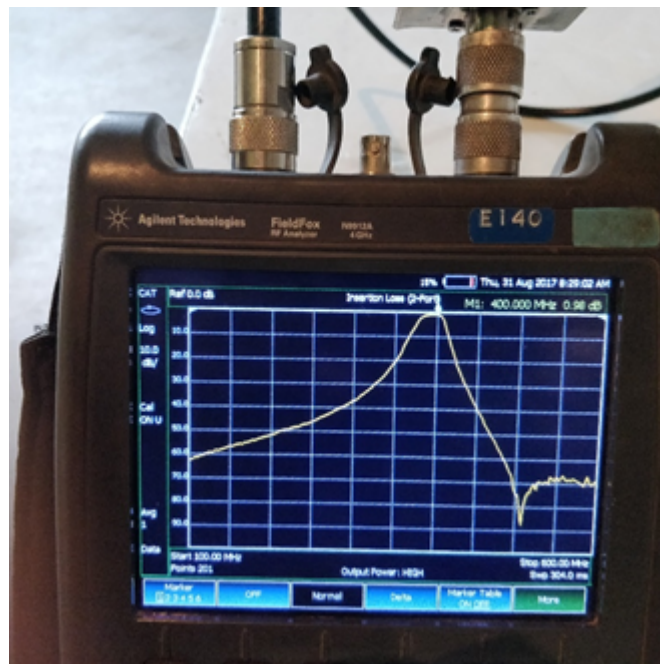


Figura E12: Acercamiento de las mediciones del filtro resonante con cavidad abierta, Fuente : Elaboración Propia

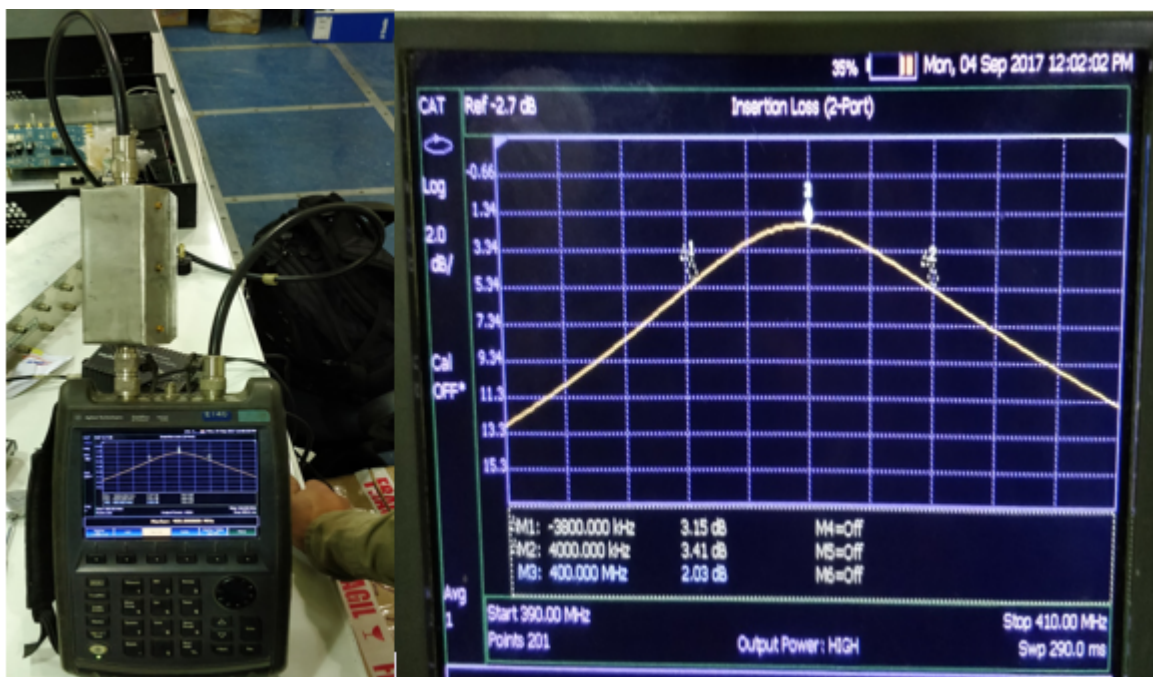


Figura E13: Acercamiento de las mediciones del filtro resonante con cavidad cerrada, Fuente : Elaboración Propia

Bibliografía

- Arca, A. (2016). *Bibliografía de BARNETT, Miles A.F. (1901-1979)*. Dictionary of New Zealand Biography, Recuperado de http://www.histel.com/z_histel/biografias.php?id_nombre=15 [Consulta 8 de Enero 2016].
- ARR, A. R. R. (2016). *Special Frequency GaAsFET Preamplifiers*. TechNote Recuperado de <http://www.advancedreceiver.com/page12.html> [Consulta 15 de Enero 2016].
- Baume, G. (2013). *Capas de la atmósfera*. Recuperado de http://fcaglp.unlp.edu.ar/~observacional/teoricas/notas_2016/c04a-atmosfera.pdf [Consulta 25 de Febrero 2016].
- Bernhardt, P. (1983). *NRL Radio Beacon and Radar Calibration Instruments for Small Satellites*. Naval Research Laboratory, Recuperado de https://cedarweb.vsp.ucar.edu/wiki/images/9/9c/Bernhardt_ss07.pdf [Consulta 10 de Marzo 2017].
- Bernhardt, P. A. *Multi-frequency satellite beacons and receivers for ionospheric irregularity imaging*. Plasma Physics Division, Naval Research Laboratory.
- Bernhardt, P. A. and Siefring, C. L. (2016). *New satellite-based systems for ionospheric tomography and scintillation region imaging*. Plasma Physics Division, Naval Research Laboratory, Recuperado de <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/2005RS003360/pdf> [Consulta 10 de Enero 2016].
- Bidegain, M., Necco, G., and Pisciotano, G. (2011). *CURSO de ELEMENTOS DE METEOROLOGIA Y CLIMA*.
- Cardama, , Jofre, L., Rius, J., Romeu, J., and Blanch, S. (2016). *ANTENAS*. Universidad Politécnica de Catalunya.
- Chien, C. (2001). *Digital radio systems on a chip: a systems approach*. Springer Science & Business Media.
- Crochiere, R. and Rabiner, L. (1983). *Multirate Digital Signal Processing*. Prentice Hall.

- del Carpio, C. (2016). *Diseño de Filtros FIR, Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- ESA (2016). *Baseband Processing*. European Space Agency, Recuperado de http://www.navipedia.net/index.php/Baseband_Processing [Consulta 2 de Febrero 2016].
- Espinoza, J., Chau, J., Valladares, C., and Sheehan, R. (2016). *LISN network Tools for GPS data processing and managing*. Instituto Geofísico del Perú.
- Ettus, R. (2015). Frontends, sub-device specifications, and antenna port selection.
- Ettus, R. (2016). *n200/n210 Product Overview*. Ettus Research, Recuperado de https://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR_1.pdf [Consulta 28 de Enero 2016].
- Hei, M., Bernhardt, P. A., Siefring, C. L., Wilkens, M. R., Huba, J. D., Krall, J. F., Valladares, C. E., Heelis, R. A., Hairston, M. R., Coley, W. R., Chau, J. L., and Jara, C. D. L. (2014). *Radio-tomographic images of postmidnight equatorial plasma depletions*. AGU Radio Science, Recuperado de <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/2013GL056112> [Consulta 27 de Abril 2018].
- Hollander, R. (2016). *Resonant Quadrifilar Helix Antenna*. TechNote 1999-1 Recuperado de <http://www.kunstmanen.net/WKfiles/Techdocs/RQHA/RQHA1999-1eng.pdf> [Consulta 10 de Enero 2016].
- ITU (2009). *Datos de propagación ionosférica y métodos de predicción requeridos para el diseño de servicios y sistemas de satélites*. International Telecommunication Union, Recuperado de https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.531-10-200910-S!!PDF-S.pdf [Consulta 10 de Marzo 2016].
- ITU (2015). *RECOMMENDATION ITU-R P.341-5:THE CONCEPT OF TRANSMISSION LOSS FOR RADIO LINKS*. International Telecommunication Union, Recuperado de http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.341-5-199910-I!!PDF-E.pdf [Consulta 13 de Marzo del 2016].
- ITU (2016a). *RECOMENDACIÓN UIT-R P.372-6 - RUIDO RADIOELÉCTRICO*. International Telecommunication Union, Recuperado de https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.372-6-199408-S!!PDF-S.pdf [Consulta 28 de Febrero 2016].

- ITU (2016b). *RECOMMENDATION ITU-R P.341-5:THE CONCEPT OF TRANSMISSION LOSS FOR RADIO LINKS*. International Telecommunication Union, Recuperado de https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.834-4-200304-S!MSW-S.doc [Consulta 18 de Enero 2016].
- Kemper, G. (2006). *Transformada Discreta de Fourier, Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kemper, G. (2015a). *Digitalización y Reconstrucción de Señales – Parte 1,Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kemper, G. (2015b). *Digitalización y Reconstrucción de Señales – Parte 2,Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kemper, G. (2015c). *Digitalización y Reconstrucción de Señales – Parte 3,Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kemper, G. (2015d). *Diseño de Filtros FIR, Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kemper, G. (2016). *TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT),Procesamiento Digital de Señales*. Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas.
- Kudeki, E. *Applications of Radiowave Propagation*. University of Illinois at Urbana-Champaign.
- Kudeki, E. (2008). *Applications of Radiowave Propagation*. University of Illinois at Urbana-Champaign.
- Kudeki, E. (2010). *Applications of Radiowave Propagation*. University of Illinois at Urbana-Champaign, Recuperado de <https://courses.physics.illinois.edu/ece458/458sp10.pdf> [Consulta 20 de Febrero 2016].
- Kudeki, E. (2013). *Applications of Radiowave Propagation*. University of Illinois at Urbana-Champaign.
- Lohning, M., Hentschel, T., and Fettweis, G. (2017). *Digital Down Conversion in Software Radio Terminals*. Dresden University of Technology, Recuperado de <https://www.eurasip.org/Proceedings/Eusipco/Eusipco2000/SESSIONS/THUAM/P03/CR1348.PDF> [Consulta 01 de Marzo 2017].
- Ludwig, R. and Bretchko, P. (2000). *RF circuit design: theory and applications*. Prentice Hall Upper Saddle River.

- Magdaleno, S. (2012). El impacto de la ionosfera en la navegación por satélite. page 22.
- Manay, I. (2017). *Manual de Pase Solar 25-27 de Octubre del 2017*. Radio Observatorio de Jicamarca.
- Maxwell, M. W. Another look at reflections. pages 4–32.
- Morton, Y. (2016). *High-latitude and Equatorial Ionospheric Scintillation Based on An Event-Driven Multi-GNSS Data Collection System*. Department of Electrical and Computer Engineering Colorado State University, Recuperado de <http://ies2015.bc.edu/wp-content/uploads/2015/05/127-Morton-Paper.pdf> [Consulta 25 de Mayo 2017].
- NOAA (2016). *Status of NOAA current and Future Satellite Programs-Report to CGMS-44*. National Oceanic and Atmospheric Administration, Recuperado de : <https://www.cgms-info.org/Agendas/GetWpFile.ashx?wid=9e950001-8728-d647-87bf-d4dfb8c573a0&aid=15d7f6a2-5322-490f-a9dd-7a10675e22ea> [Consulta 15 de Junio 2018].
- NORAD (2017). *Two-line element set*. Web Oficial del servidor Celestrack, proporciona TLEs a la comunidad científica. Recuperado de <https://www.celestrak.com/NORAD/documentation/tle-fmt.asp>. [Consulta 16 de Enero 2016].
- Norsuzila, Y., Abdullah, M., and Ismail, M. (2008). *Leveling Process of Total Electron Content (TEC) Using Malaysian Global Positioning System (GPS) Data*. Institute of Space Science, Universiti Kebangsaan Malaysia, Recuperado de <http://thescipub.com/pdf/10.3844/ajeassp.2008.223.229> [Consulta 25 de Febrero 2016].
- Oppenheim, A., W.Schafer, R., and Buck, J. R. (2016). *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall.
- Proakis, J. and Manolakis, D. (1996). *Digital Signal Processing 3rd Edition*. Prentice-Hall International INC.
- Pérez, A. *Crónica de una Gesta*. Universidad Politécnica de Madrid.
- Roehrich, F. L. and Roerich, R. L. Spacetrack report no. 3.
- Ryan Curran, Q. L. (1991). *RF to Bits Solution Offers Precise Phase and Magnitude Data for Material Analysis*. West Publishing Company 4th ed.
- Seely, W. L. e. a. (2001). *The RF and Microwave Handbook*. CRC Press LLC.

- Su, L. (2017). *Introduction of Fourier Analysis and Time-frequency Analysis*. Music and Audio Computing Lab, Recuperado de http://mac.citi.sinica.edu.tw/~yang/teaching/lecture02_stft.pdf [Consulta 10 Abril 2018].
- Teodoro, T. C. J. (2003). *PROPAGACIÓN DE RF EN LAS BANDAS: LF, MF, HF, VHF, UHF Y VLF*. Universidad de las Americas -Puebla.
- Vega, C. P. *Antenas*. Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones-Universidad de Cantabria.
- Viader, M. D.-S. (2007). *Diseño e implementación de un filtro paso banda de banda estrecha con topología interdigital a frecuencias uhf y microondas*. Universidad Autonoma de Barcelona, Recuperado de https://ddd.uab.cat/pub/trerecpro/2007/hdl_2072_5340/PFCDuran.pdf [Consulta 11 de Marzo 2016].
- Vierinen, J. (2011). *Beacon satellite receiver for ionospheric tomography*. Sodankyla Geophysical Observatory, Recuperado de <http://www.sgo.fi/j/jitter/report/beacon.pdf> [Consulta 15 de Marzo 2016].
- Vierinen, J., Norberg, J., lehtinen, M. S., Amm, O., Roininen, L., Erickson, P. J., and McKay-Bukowski, D. (2013). *Beacon satellite receiver for ionospheric tomography*. AGU Radio Science, Recuperado de <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/2014RS005434> [Consulta 21 de Febrero 2016].
- Vizmuller, P. (1995). *RF design guide: systems, circuits, and equations*, volume 1. Artech House.
- Vásquez, C. (2007). *OPTIMIZACIÓN DE LA RAZÓN SEÑAL A RUIDO DE UN RECEPTOR A 115 GHZ PARA FINES RADIOASTRÓMICOS*. Universidad de Chile Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas Departamento de Ingeniería Eléctrica.
- Williams, A. B. and Taylor, F. J. (1995). *Electronic filter design handbook*. McGraw-Hill, Inc.
- Woodman, R. (2009). *Spread F – an old equatorial aeronomy problem finally resolved?* Annales Geophysicae, <http://www.ann-geophys.net/27/1915/2009/angeo-27-1915-2009.pdf> [Consulta 20 de Mayo 2016].
- Yamamoto, M. (2016). *Digital beacon receiver for ionospheric TEC measurement developed with GNU Radio*. Research Institute for Sustainable Humansphere, Kyoto University, Recuperado de <http://www.terrapub.co.jp/journals/EPS/pdf/2008e/6011e021.pdf> [Consulta 10 de Mayo 2016].

BIBLIOGRAFÍA

Zarya (2016). *150 and 400 MHz - a Coherent Pairing*. Recuperado de : <http://www.zarya.info/Frequencies/Frequencies150.php> [Consulta 17 de Mayo del 2016].