

Universidad del Valle de Guatemala
FACULTAD DE CIENCIAS Y HUMANIDADES



**IMPLEMENTACIÓN DE UN
RADIOTELESCOPIO**

TRABAJO DE GRADUACIÓN EN MODALIDAD
MEGAPROYECTO PRESENTADO POR:
MAYRA YUCELY BEB CAAL
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENCIADA EN
INGENIERÍA MECATRÓNICA
ANA LUCIA DIEGUEZ GONZALEZ Y
JOSÉ ANTONIO MÉNDEZ GIONO
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENCIADOS EN FÍSICA
KEVIN EMANUEL GODÍNEZ ORTIZ Y
CARLOS DANIEL SAGASTUME GONZALEZ
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENCIADOS EN
INGENIERÍA ELECTRÓNICA

GUATEMALA
2017

**IMPLEMENTACIÓN DE UN
RADIOTELESCOPIO**

Universidad del Valle de Guatemala
FACULTAD DE CIENCIAS Y HUMANIDADES




**IMPLEMENTACIÓN DE UN
RADIOTELESCOPIO**

TRABAJO DE GRADUACIÓN EN MODALIDAD
MEGAPROYECTO PRESENTADO POR:
MAYRA YUCELY BEB CAAL
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENDIADA EN
INGENIERÍA MECATRÓNICA
ANA LUCIA DIEGUEZ GONZALEZ Y
JOSÉ ANTONIO MÉNDEZ GIONO
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENCIADOS EN FÍSICA
KEVIN EMANUEL GODÍNEZ ORTIZ Y
CARLOS DANIEL SAGASTUME GONZALEZ
PARA OPTAR AL GRADO DE LICENCIADOS EN
INGENIERÍA ELECTRÓNICA

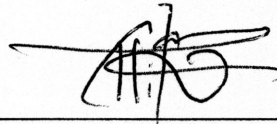
GUATEMALA
2017

Vo.Bo.:

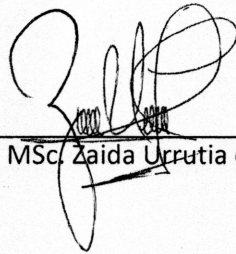


Dr. Eduardo Rubio

Directores de Departamentos:



MSc. Carlos Esquit Hernández



MSc. Zaida Urrutia de Gutiérrez

Fecha de aprobación: Guatemala, 6 de enero de 2017

Agradecimientos

Se extiende un agradecimiento al Doctor Eduardo Rubio por brindar su asesoría y experiencia para la realización de este proyecto. Se agradece también a la Universidad del Valle de Guatemala por apoyar con el financiamiento del este proyecto. A la empresa Aceros de Guatemala por la donación del material para la construcción del reflector parabólico de la antena.

Se agradece al ingeniero Luis Díaz Coto por brindar su asesoría para el módulo de diseño y montura de la antena. Se agradece también al Señor Edgar Rene Castillo Cardona por su supervisión en la manufactura de la antena en el Taller de Metal Mecánica de la UVG, al departamento de Ingeniería Mecánica por prestar el taller de Metal Mecánica para la manufactura de la antena, al Señor Dany Escobar por la supervisión de planos del diseño de la antena y al Ingeniero Rolando Paz por permitir hacer uso de sus datos de tránsito Solar.

Índice general

Lista de figuras	XXVIII
Lista de cuadros	XXX
Resumen	XXXI
I. Introducción	1
II. Objetivos	7
A. General del proyecto	7
B. Objetivos por módulo	7
1. Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica	7
a. General	7
b. Específicos	7
2. Módulo de montura de la antena	7
a. General	7
b. Específicos	7
3. Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica	8
a. General	8
b. Específicos	8
4. Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz	8
a. General	8
b. Específicos	8
5. Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08	9
a. General	9
b. Específicos	9
III. Justificación	11
IV. Teoría básica de antenas	13
A. La teoría electromagnética y sus orígenes:	13
B. Las contribuciones de Oersted, Ampere y Faraday	14
C. Las ecuaciones de Maxwell	16
D. Ley de Gauss para el campo Eléctrico:	17
E. Ley de Gauss para el campo Magnético:	18

F.	Ley de inducción de Faraday:	18
G.	Ley de Ampere:	18
H.	La ecuación de onda electromagnética	19
I.	Orígenes de la radioastronomía	22
J.	La antena en un radio telescopio	23
K.	Definición de antena	23
L.	Parámetros de las antenas	25
	1. Regiones de campo	26
	2. Patrón de radiación	27
	3. Lóbulos en el patrón de radiación	29
	4. Densidad de potencia de radiación	29
	5. Intensidad de radiación	30
	6. Ancho de Haz	30
	7. Directividad	30
	8. Eficiencia	31
	9. Ganancia	31
	10. Ancho de banda	32
	11. Polarización	32
	12. Apertura efectiva	33
	13. Impedancia de entrada	33
	14. Impedancia de entrada en modo de recepción	34
M.	Tipos de antenas	36
	1. Antenas conformadas por un cable conductor	36
	2. Antenas dipolo	36
	3. Antenas de apertura	36
	4. Antenas Microstrip	37
	5. Arreglos de antenas	38
	6. Antenas de lentes	38
	7. Antenas con reflector	38
N.	Amplificadores de bajo ruido <i>Low Noise Amplifier</i> LNA	39
V.	Construcción y montura de un antena astronómica	41
	A. Marco teórico	41
	1. Tipos de montura:	41
	a. Montura fija	41
	b. Montura móvil	41
	2. Conceptos importantes de astronomía:	42

a.	Coordenadas astronómicas	42
b.	Esfera celeste	42
c.	Montura con coordenada altacimutal	43
d.	Montura con coordenada ecuatorial	44
3.	Conceptos importantes de materiales	45
a.	Los aceros	46
b.	Aceros simples	46
c.	Relación de esfuerzo-deformación del acero estructural	47
d.	Materiales dúctiles	47
e.	Módulo de elasticidad	47
f.	Fragilidad del acero	48
g.	Carga permisible y esfuerzo permisible (factor de seguridad)	48
h.	Deformación máxima permisible:	48
i.	Corrosión	48
4.	Conceptos importantes de ingeniería estructural	48
a.	Clasificación de estructuras	49
b.	Tipos de estructuras	49
c.	Tipos de cargas	50
d.	Principio de superposición de cargas	54
e.	Combinación de cargas para diseño estructural	56
5.	Máquinas de corte	57
a.	Fresadora	57
b.	Sistema de amarre de la fresadora	58
6.	Conceptos importantes de soldadura	58
a.	Soldadura por arco eléctrico	58
b.	Método TIG	59
7.	Pinturas anticorrosivas:	59
8.	Análisis por elementos finitos	60
9.	Pararrayos	60
a.	Rayo ó descarga atmosférica	60
b.	Lugares donde se debe utilizar un sistema de pararrayos	61
c.	Normativas para pararrayos	62
d.	Protección contra el rayo	62
e.	Análisis de riesgo de rayo	62
f.	Elección del nivel de protección	65
VI.	Procesamiento de la señal	67

A.	Señales	67
B.	Teorema de muestreo	68
C.	Ruido eléctrico	68
D.	Tipos de ruido	69
1.	Ruido no correlacionado	69
a.	Ruido externo	69
b.	Ruido interno	70
2.	Ruido correlacionado	71
3.	Ruido blanco	72
4.	Ruido coloreado	73
E.	Descripción de una señal	73
1.	Herramientas estadísticas	74
a.	Media y varianza de funciones aleatorias	74
2.	Estimación de relación señal/ruido	74
a.	Estimación del SNR en el dominio del tiempo	75
b.	Estimación del SNR en el dominio de la frecuencia	75
3.	Decibeles	76
F.	Filtros digitales	76
1.	Filtros de Respuesta Impulsional Finita (FIR)	77
2.	Filtros de Respuesta Impulsional Infinita (IIR)	78
3.	Gráfica de polos y ceros	79
G.	Correlación	80
VII.	El Sol en radio	83
A.	Cantidades astronómicas relevantes	83
B.	Radiación térmica (cuerpo negro)	84
C.	Radiación no térmica	85
1.	Bremstrahlung	85
2.	Radiación de plasma	85
3.	Ciclotrón	86
4.	Sincrotrón	86
D.	Componentes de la radiación Solar	87
VIII.	Procesamiento y análisis de una señal astronómica Solar	89
A.	Señales en la antena	89
B.	Series de potencia en el tiempo	90
C.	Relación del flujo a la potencia recibida	95
D.	Transformada de Fourier	98

E.	Covarianza y coeficientes de correlación	99
IX.	Historia de los púlsares	101
1.	Cómo se cree que emiten.	101
X.	Detección de púlsares	105
A.	Sistemas binarios de púlsares	107
B.	Diagrama PPdot	107
XI.	Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica	109
A.	Metodología	109
1.	Consideraciones generales	109
2.	Diseño teórico de antenas	110
3.	Simulaciones	110
4.	Construcción de antena de alimentación del sistema	111
5.	Medición de ganancia de un dipolo de media onda	111
6.	Medición de ganancia de una antena con reflector parabólico	112
B.	Resultados y discusión	112
1.	Diagrama del sistema a implementar	113
2.	Selección de softwares utilizados para la simulación y caracterización teórica del sistema	113
3.	Simulación de antena dipolo de media onda con FEKO Studio	113
4.	Resultados obtenidos con Feko Studio	120
5.	Simulación de antena dipolo de media onda con CST Studio 2016	120
6.	Resultados obtenidos	124
7.	Simulación de reflector parabólico alimentado con antena dipolo de media onda	128
8.	Simulación con CST Studio	131
9.	Análisis del espectro electromagnético en frecuencias cercanas a los 407.5 MHz	134
10.	Construcción de antena dipolo de media onda	135
11.	Pruebas de funcionamiento de la antena diseñada	138
12.	Medición de la señal electromagnética sin la antena dipolo	139
13.	Medición de la señal electromagnética con la antena dipolo	141
14.	Medición de la señal electromagnética con la antena dipolo y un reflector parabólico	144
15.	Formas de producir una señal cercana a los 407.5 MHz que se intentaron implementar	146
16.	Circuito RLC con transistor Mosfet	147
17.	Uso de una Raspberry Pi 2B	147
18.	Uso de un NI USRP 2922	147

19. Uso de un transmisor de RF	148
20. Mediciones con una señal de 434 MHz	151
21. Mediciones con reflector parabólico cilíndrico	154
22. Caracterización basada en los resultados de las simulaciones	157
23. Ganancia calculada en las pruebas realizadas	159
24. Costos de implementación de un sistema profesional de caracterización de antenas	161
25. Selección del amplificador de bajo ruido (LNA) que se utilizará en el proyecto	162
XII. Módulo de diseño y montura de la antena	165
A. Metodología	165
1. Caracterización de antena parabólica	165
2. Elección de tipo de montura	165
3. Análisis del estado de la antena recibida por donación	166
4. Diseño de antena y elección de material	166
5. Análisis de estructura por elementos finitos	166
6. Construcción de antena y restauración de montura	166
B. Resultados	167
1. Elección del tipo de antena	167
2. Análisis del estado de la antena recibida por donación	167
3. Diseño de antena y elección de material	169
a. Diseño experimental	169
b. Análisis mecánico de la parábola con su respectiva montura	174
c. Reacciones en los apoyos	186
4. Manufactura de la antena	189
5. Factor de seguridad y desplazamiento máximo permisible	192
6. Anclaje al edificio J	193
7. Evaluación de necesidad de un pararrayos	200
8. Costos:	201
C. Discusión	202
XIII. Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica	207
A. Metodología	207
B. Resultados y análisis	208
1. Muestreo de una señal	208
2. Simulación de una señal con ruido	216
3. Diseño de filtros	218
4. Aplicación de filtros a nuestra señal	224

5.	Análisis por correlación	227
6.	Aplicación de un filtro MA	228
7.	Resultados de adquisición de datos	231
XIV.	Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz	233
A.	Metodología	233
1.	Captura de datos	234
2.	Análisis de la señal recibida	237
a.	Observaciones Solares de continuo y espectro	237
b.	Observación de un tránsito Solar de archivo	239
c.	Metodología para la medición de la temperatura Solar	239
B.	Resultados y discusión	241
1.	Prueba de validez de observaciones Solares 6/12/2016	241
2.	Observaciones Solares de continuo 6/12/2016	242
3.	Observaciones Solares de espectro y continuo 14/12/2016	245
4.	Observaciones de tránsito Solar de archivo 6/1/2012	249
5.	Resumen de observaciones	250
XV.	Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08	251
A.	Metodología	251
1.	Sensitividad del radiotelescopio	251
2.	Simulación de señal	254
3.	Análisis de señal	255
a.	Periodograma	255
b.	Transformada rápida de Fourier	260
B.	Resultados y Discusión	261
XVI.	Conclusiones	267
A.	Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica	267
B.	Módulo de diseño y montura de la antena	267
C.	Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica	268
D.	Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz	268
E.	Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08	269
XVII.	Recomendaciones	271
XVIII.	Bibliografía	275

XIX. Anexos	283
A. Código: Procesamiento digital de la señal	283
B. Código: Simulación y procesamiento de una serie de tiempo de ruido Gaussiano	292
C. Código: Crea las figuras de continuo del radiotelescopio y GOES utilizadas para las observaciones del 6/12/2016	298
D. Código: Calcula la covarianza y coeficientes de correlación de dos señales	300
E. Código: Crea las figuras de espectro y continuo del radiotelescopio y continuo del GOES utilizadas para las observaciones del 14/12/2016	302
F. Código: Crea las figuras del tránsito Solar, ajuste Gaussiano del mismo y devuelve los parámetros del ajuste	305
G. Planos: Módulo de diseño y montura de la antena	307

Índice de figuras

IV.1.	Algunas aplicaciones de la teoría electromagnética en la actualidad	13
IV.2.	Alessandro Volta y su batería de corriente continua.	14
IV.3.	Oersted, Ampere y Faraday.	15
IV.4.	James Clerk Maxwell (1831-1879) considerado uno de los científicos más brillantes que ha existido.	16
IV.5.	Oliver Heaviside y Heinrich Rudolf Hertz principales responsables de llevar las ecuaciones de Maxwell a la forma en que las conocemos en la actualidad.	17
IV.6.	El espectro electromagnético.	21
IV.7.	Grote Reber (1911-2002) pionero en el área de radioastronomía.	23
IV.8.	Ilustración de como se comporta un conjunto de cargas moviendose en un conductor.	24
IV.9.	Diagrama de conexión de una antenna básica para propagar transmitir ondas electromagnéticas hacia el ambiente.	25
IV.10.	Regiones de campo	26
IV.11.	Fronteras de las regiones de campo	27
IV.12.	Patrón de radiación omnidireccional de un dipolo de media onda	28
IV.13.	Patrón de radiación directivo	28
IV.14.	Generalidades del patrón de radiación.	29
IV.15.	Ilustración de HPBW y FNBW	30
IV.16.	Equivalente de thevenin para el circuito de una antena, linea de transmisión y fuente ideal.	34
IV.17.	Equivalente de thevenin en modo de recepción simplificado	34
IV.18.	Antena dipolo de media onda.	36
IV.19.	Antena de apertura tipo cuerno.	37
IV.20.	Antena Microstrip elaborada en el software Antenna Magus	37
IV.21.	Arreglos de antenas para radio astronomía <i>Very Large Array</i> VLA que es un arreglo variable que consiste de 27 antenas.	38
IV.22.	Funcionamiento de algunas antenas de lentes.	38
IV.23.	Reflector parabólico alimentado por antena tipo cuerno piramidal	39

IV.24.	Reflector parabólico cilíndrico utilizado por Heinrich Hertz en sus experimentos para demostrar las propiedades de las ondas de radio. Cada reflector tanto el emisor como el receptor tenía un dipolo como antena de alimentación.	39
V.1.	Representación convencional de la esfera celeste.	42
V.2.	Representación del movimiento de traslación de la Tierra.	43
V.3.	Coordenada Altacimutal.	43
V.4.	Coordenada ecuatorial.	44
V.5.	División de materiales de ingeniería.	45
V.6.	Diagrama de esfuerzo-deformación para acero.	47
V.7.	Factor de desplazamiento por ASCE 7-10, <i>Seismic Design Requirements for Nonbuilding Structures</i>	48
V.8.	Tipos de perfiles.	49
V.9.	Tipos de armaduras.	50
V.10.	Coefficiente de exposición, AGIES NSE2-2010 " <i>Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección</i> ".	51
V.11.	Coefficiente de presión para la estructura, AGIES NSE2-2010 " <i>Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección</i> ".	52
V.12.	Presión de remanso del viento AGIES NSE2-2010 " <i>Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección</i> ".	53
V.13.	Velocidad Básica del Viento (km/h) AGIES NSE2-2010 " <i>Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección</i> ".	53
V.14.	Gráfica de esfuerzo vs deformación de un material perfectamente elástico.	55
V.15.	Ejemplo de superposición de cargas.	55
V.16.	Efectos totales como la suma de efectos de cargas parciales en una viga.	56
V.17.	Fresadora y sus partes.	57
V.18.	Sistema de amarre de la fresa.	58
V.19.	Soldadura por arco eléctrico.	58
V.20.	Soldadura por el método TIG.	59
V.21.	Ejemplo de un fenómeno de descarga.	61
V.22.	El nivel ceraunico N_k expresa el valor anual medio del numero de días de tormentas (cuando se escucha el fragor del trueno en un lugar determinad).	62
VI.1.	Onda electromagnética.	67
VI.2.	Ejemplo de magnitud del espectro de un ruido rojo.	73
VI.3.	Ejemplo de magnitud del espectro de un ruido café.	73
VI.4.	SNR dominio de frecuencia.	75

VI.5.	Comportamiento en magnitud de un filtro pasa bajas.	77
VI.6.	Ganancia de paso de un filtro pasa bajas tipo FIR.	78
VI.7.	Ejemplos de estabilidad e inestabilidad en filtros. Del lado derecho gráfica de la respuesta impulsional en el dominio del tiempo, del lado izquierdo gráfica de polos en el plano Z.	80
VI.8.	Áreas de estabilidad e inestabilidad en el plano Z.	80
VII.1.	Densidad de flujo de las componentes de espectro Solar y del centro de nuestra galaxia por frecuencia y longitud de onda.	88
VIII.1.	1000 muestras de ruido gaussiano modelando el voltaje de entrada	91
VIII.2.	Distribución del ruido de la Figura VIII.1	91
VIII.3.	1000 muestras de ruido gaussiano elevado al cuadrado modelando el voltaje de salida	92
VIII.4.	Distribución del ruido de la Figura VIII.3	92
VIII.5.	Modelo del voltaje de salida con media móvil de 50 datos	93
VIII.6.	Modelo del voltaje de salida con media móvil de 100 datos	93
VIII.7.	Distribución del voltaje de salida con media móvil de 50 datos	94
VIII.8.	Distribución del voltaje de salida con media móvil de 100 datos	94
IX.1.	Modelo que ejemplifica las líneas de campo magnético y los jets en los polos de una estrella de neutrones	102
IX.2.	Modelo que ejemplifica la propuesta de la magnetósfera planteada por Goldreich-Julian	103
X.1.	Perfil integrado del púlsar PSR 2217+47 observado desde 1983 hasta 1992. . .	105
X.2.	Frecuencia de emisión de un electrón individual y su decaimiento	106
X.3.	Diagrama PPdot	108
XI.1.	Diagrama general del sistema a implementar en el módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica.	112
XI.2.	Cambio de unidades de medida a centímetros.	113
XI.3.	Generación de la variable lambda sin factor de corrección.	114
XI.4.	Creación de los dos brazos del dipolo.	114
XI.5.	Generación de los puertos conectados a los brazos de la antena.	115
XI.6.	Simulación de antena dipolo con puertos conectados a los brazos.	115
XI.7.	Proceso de selección de señal variante en el tiempo que alimenta a la antena. .	116
XI.8.	Selección de frecuencias a analizar.	116

XI.9.	Selección de patrón de campo lejano.	117
XI.10.	Visualización del sistema luego de agregar el patrón.	117
XI.11.	Selección de impedancia como 75Ω	118
XI.12.	Selección de parametros de malla que cubra la geometría.	119
XI.13.	Selección de parametros de malla que cubra la geometría.	119
XI.14.	Diseño del dipolo terminado en CAD Feko.	120
XI.15.	Patrón de radiación del dipolo en términos de la ganancia simulado en Feko studio (dB) a una frecuencia de 407.5 MHz.	120
XI.16.	Ventana de creación de nuevo proyecto en CST Studio	121
XI.17.	Introducción de los parámetros de la antena	121
XI.18.	Menú de edición de cilindros insertados.	122
XI.19.	Menú de selección de material.	123
XI.20.	Selección del puerto de alimentación del dipolo.	123
XI.21.	Diseño de antena dipolo terminado en CST Studio.	124
XI.22.	Parámetro S11 que nos muestra la frecuencia a la que la antena transmite de forma más óptima, donde L es la longitud en mm.	124
XI.23.	Parámetros S11 para distintas longitudes de los brazos de la antena dipolo (Longitud en mm).	125
XI.24.	Parámetro S11 con la longitud de los brazos del dipolo optimizada a 0.95% (Longitud en mm).	126
XI.25.	Gráfica de los cambios en potencia radiada, potencia aceptada por el sistema, potencia perdida en el material conductor y potencia de entrada al sistema con respecto a la frecuencia.	126
XI.26.	Gráfica de voltajes estacionarios VSWR.	127
XI.27.	Patrón de radiación en dBi de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.	127
XI.28.	Patrón de radiación en dBi de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.	127
XI.29.	Patrón de radiación en dB de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.	128
XI.30.	Estructura diseñada en Feko Cad Studio	128
XI.31.	Directividad del sistema con reflector parabólico alimentado por un dipolo de media onda.	129
XI.32.	Antena dipolo de media onda diseñada en Feko Studio	129
XI.33.	Reflector parabólico alimentando con dipolo de media onda en V.	130
XI.34.	Patrón de radiación 3D de ganancia en dB.	130

XI.35.	Parámetros introducidos para generar el reflector parabólico en CST Studio.	131
XI.36.	Reflector parabólico alimentado con una antena dipolo de media onda construido en CST Studio.	131
XI.37.	Patrón de radiación simulado con CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.	132
XI.38.	Patrón de radiación en coordenadas polares simulado con CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.	133
XI.39.	Parámetro S11 del sistema compuesto del reflector y la antena dipolo.	133
XI.40.	Análisis del espectro electromagnético a una frecuencia central de 407.5 MHz y un ancho de banda de 20 MHz.	134
XI.41.	Análisis del espectro electromagnético a una frecuencia central de 94.9 MHz.	135
XI.42.	Cable coaxial, del cuál se utilizará el conductor de cobre para crear los brazos de la antena dipolo de media onda.	136
XI.43.	Proceso de construcción de la antena dipolo.	137
XI.44.	Señal sinusoidal de 1V de amplitud y una frecuencia de 21.37MHz generada para la experimentación.	138
XI.45.	Espacio para medición de la señal emitida por la antena dipolo, se colocaron marcas en cada uno de los puntos en donde se realizaron las mediciones.	139
XI.46.	Cable coaxial expuesto colocado en el lugar en donde se realizarán las mediciones con la antena dipolo, a una altura de 65 cm.	140
XI.47.	Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente sin utilizar la antena dipolo.	141
XI.48.	Antena dipolo conectada al generador de señales, a una altura de 65cm.	142
XI.49.	Conector N-BNC utilizado para hacer la conexión.	142
XI.50.	Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente utilizando la antena dipolo.	143
XI.51.	Reflector parabólico utilizado con la antena dipolo utilizada como alimentador, a una frecuencia de 20MHz.	144
XI.52.	Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente utilizando la antena dipolo y un reflector parabólico de 1.5m.	145
XI.53.	Circuito RF para oscilar a una frecuencia de 400MHz.	147
XI.54.	NI USRP 2922 del Departamento de Ingeniería Electrónica de la UVG.	148
XI.55.	Error que se obtiene al intentar cargar un esquema de LabView al USRP 2922.	148
XI.56.	Transmisor RF de modulación ASK utilizado para generar la señal electromagnética a 434 MHz.	149
XI.57.	Transmisor RF con un conector BNC para acoplarse a la antena.	149

XI.58.	Transmisor RF con un conector BNC conectado a una placa de desarrollo Arduino Uno.	150
XI.59.	Placa SDR utilizada para visualizar la señal electromagnética generada con el emisor RF.	150
XI.60.	Gráfica producida con el software SDR Sharp, en donde se puede observar que se generó una señal electromagnética a una frecuencia central de 433.937MHz, en la parte superior se puede observar la gráfica analizada en el dominio de la frecuencia y en la parte inferior se puede notar el comportamiento de la señal en el tiempo.	151
XI.61.	Potencia radiada a 434MHz comparada con la potencia radiada a 407.5MHz, con los marcadores 1 y 2 se puede observar la potencia radiada a ambas frecuencias.	151
XI.62.	Espacio en donde se realizaron las pruebas a 434MHz.	152
XI.63.	Conector BNC colocado para realizar las pruebas de emisión.	152
XI.64.	Mediciones realizadas con el conector BNC al aire libre.	153
XI.65.	Antena dipolo de media onda.	154
XI.66.	Mediciones realizadas con la antena dipolo de media onda.	154
XI.67.	Simulaciones del patrón de radiación de un reflector cilíndrico realizadas en CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.	155
XI.68.	Reflector cilíndrico construido.	156
XI.69.	Mediciones realizadas con arreglos y reflector parabólico cilíndrico.	156
XI.70.	Patrón de radiación de ganancia de la antena dipolo de media onda diseñada.	157
XI.71.	Patrón de radiación de la antena parabólica diseñada, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.	158
XI.72.	Patrón de radiación de la antena con reflector cilíndrico diseñada, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.	158
XI.73.	Componentes cotizados.	162
XI.74.	LNA utilizado en el proyecto, con una frecuencia central de 408MHz, una ganancia de 17dB y una figura de ruido NF de 0.35dB.	163
XII.1.	Parámetros de la antena	165
XII.2.	Corrosión que sufre la antena.	166
XII.3.	Antena recibida de donación.	167
XII.4.	Deterioro de la antena recibida por donación.	168
XII.5.	Mal estado de los pétalos de la antena recibida por donación.	169
XII.6.	Esfuerzos F_y y F_u de aceros estructurales.	170
XII.7.	Diseño de un pétalo de la parábola.	172
XII.8.	Diseño de la parábola con 9 pétalos.	173

XII.9.	Diseño final de la antena con su montura.	173
XII.10.	Simulación de la carga muerta en la parábola y montura de la antena.	174
XII.11.	Desplazamiento que se obtuvo de la simulación de carga muerta.	175
XII.12.	Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de carga muerta.	175
XII.13.	Tensión de torsión que se obtuvo de la simulación de carga muerta.	176
XII.14.	Torsión normal que se obtuvo de la simulación de carga muerta	176
XII.15.	Factor de seguridad de la simulación de carga muerta	177
XII.16.	Simulación de la carga de viento en la parábola y montura de la antena.	178
XII.17.	Desplazamiento en mm que se obtuvo de la simulación de viento.	178
XII.18.	Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de viento.	179
XII.19.	Tensión de Torsión que se obtuvo de la simulación de viento.	179
XII.20.	Tensión de corte en Y que se obtuvo de la simulación de viento.	180
XII.21.	Tensión de corte en X que se obtuvo de la simulación de viento.	180
XII.22.	Tensión normal que se obtuvo de la simulación de viento.	181
XII.23.	Factor de seguridad al simular Carga Muerta más viento.	181
XII.24.	Simulación de la carga de sismo en la parábola y montura de la antena.	183
XII.25.	Desplazamiento que se obtuvo de la simulación de sismo.	183
XII.26.	Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de sismo.	184
XII.27.	Tensión de torsión que se obtuvo de la simulación de sismo.	184
XII.28.	Tensión de corte en Y que se obtuvo de la simulación de sismo.	185
XII.29.	Tensión de corte en X que se obtuvo de la simulación de sismo.	185
XII.30.	Tensión normal que se obtuvo de la simulación de sismo.	186
XII.31.	Factor de seguridad con carga muerta y sismo	186
XII.32.	Primer pétalo	189
XII.33.	Puntos de soldadura para unión de piezas de la antena parabólica.	190
XII.34.	Unión de piezas del primer pétalo de la antena.	191
XII.35.	Primer pétalo soldado completamente.	192
XII.36.	Primer pétalo en proceso de pintado.	192
XII.37.	Primer pétalo terminado.	192
XII.38.	Resultado de sugerencia de Placa para el anclaje al edificio J.	193
XII.39.	Resultados de compresión de la Placa para el anclaje al edificio J.	195
XII.40.	Resultados de tensión de la placa para el anclaje al edificio J.	196
XII.41.	Parámetros utilizados para la simulación del anclaje al edificio J.	197
XII.42.	Simulación del anclaje al edificio J	197
XII.43.	Resultante de cargas del anclaje al edificio J.	198
XII.44.	Carga de tracción del anclaje al edificio J.	198

XII.45.	Esfuerzo Cortante del anclaje al edificio J.	199
XII.46.	Cargas combinadas de tracción y cortante del anclaje al edificio J.	199
XIII.1.	Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.	208
XIII.2.	Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 1$ GHz.	209
XIII.3.	Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 8$ GHz.	209
XIII.4.	Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.	210
XIII.5.	Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 1$ GHz.	211
XIII.6.	Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 8$ GHz.	211
XIII.7.	Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.	213
XIII.8.	Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz.	213
XIII.9.	Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 8$ GHz.	214
XIII.10.	Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.	214
XIII.11.	Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz.	215
XIII.12.	Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 8$ GHz.	215
XIII.13.	Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz con ruido Gaussiano.	217
XIII.14.	Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz con ruido Gaussiano.	217
XIII.15.	Respuesta en magnitud del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	219
XIII.16.	Respuesta en fase del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	219
XIII.17.	Polos y ceros del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	220
XIII.18.	Respuesta a impulso del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	220
XIII.19.	Respuesta a función escalón del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	221
XIII.20.	Respuesta en magnitud del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	222
XIII.21.	Respuesta en fase del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	223
XIII.22.	Polos y ceros del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	223
XIII.23.	Respuesta a impulso del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	224

XIII.24.	Respuesta a función escalón del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.	224
XIII.25.	Resultado en el dominio del tiempo de someter la señal de prueba a nuestro filtro ventana de Hamming.	225
XIII.26.	Resultado en el dominio de frecuencia de someter la señal de prueba a nuestro filtro ventana de Hamming.	225
XIII.27.	Resultado en el dominio del tiempo de someter la señal de prueba a nuestro filtro Butterworth.	226
XIII.28.	Resultado en el dominio de frecuencia de someter la señal de prueba a nuestro filtro Butterworth.	227
XIII.29.	Respuesta en magnitud del filtro MA	228
XIII.30.	Respuesta en fase del filtro MA	229
XIII.31.	Polos y ceros del filtro MA	229
XIII.32.	Respuesta a impulso del filtro MA	230
XIII.33.	Respuesta a función escalón del filtro MA	230
XIV.1.	Configuración del FUNcube dongle para la toma de mediciones	234
XIV.2.	Configuración de Spectravue para el uso del FUNcube dongle	235
XIV.3.	Configuración de Spectravue para el procesamiento de la señal	235
XIV.4.	Configuración de Spectravue para la captura de datos	236
XIV.5.	Ejemplo del formato de tos datos de salida de Spectravue.	237
XIV.6.	Observación del continuo de potencia del Sol a 405MHz el 6 de diciembre de 2016 a UTC 21:20:00 inclinando el reflector hacia y en contra del Sol	242
XIV.7.	Observación del continuo de potencia del Sol a 405MHz el 6 de diciembre de 2016 de UTC 18:30:00 a 19:00:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES	243
XIV.8.	Observación del continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 6 de diciembre de 2016 de UTC 19:21:59 a 19:35:08 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES por 70 minutos	244
XIV.9.	Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 18:41:00 a 18:45:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES	245
XIV.10.	Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 18:47:00 a 18:57:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES	247

XIV.11.	Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 19:00:00 a 19:20:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES	247
XIV.12.	Potencia recibida de un tránsito del Sol a 12GHz el 6 de enero del 2012 de UTC 23:27:02 a 23:49:36 (Datos cortesía del Ingeniero Rolando Paz)	249
XV.1.	Diagrama de sensibilidad PSR B0950+08	252
XV.2.	Diagrama de sensibilidad para PSR B1929+10	253
XV.3.	Diagrama de sensibilidad para PSR B0531+21	253
XV.4.	Diagrama de sensibilidad para PSR B2016+28	254
XV.5.	Código que genera la simulación de señal esperada	255
XV.6.	Simulación de señal	256
XV.7.	Simulación de señal, observación de diez segundos	256
XV.8.	Código de la función <i>pico</i>	258
XV.9.	Código de Python que obtiene los puntos máximos	259
XV.10.	Código de Python para estadística	259
XV.11.	Código de Python para la TTF	260
XV.12.	Periodograma	261
XV.13.	Espectro de potencias	262

Índice de cuadros

V.1.	Coficiente C1: Entorno de estructura	64
V.2.	Coficiente C2: Tipo de estructura.	64
V.3.	Coficiente C3: contenido de la estructura.	64
V.4.	Coficiente C4: ocupación de la estructura	65
V.5.	Coficiente C5: consecuencias de una filmación en la continuidad del servicio. . .	65
XI.1.	Lista de frecuencias cercanas a 407.5MHz y la potencia en dBm de la señal. . .	135
XI.2.	Cuadro de resultados sin la antena dipolo a una frecuencia de 20MHz.	146
XI.3.	Cuadro de resultados con la antena dipolo a una frecuencia de 20MHz.	146
XI.4.	Cuadro de resultados sin la antena parabólica y dipolo a una frecuencia de 20MHz.	146
XI.5.	Parámetros más importantes de la antena dipolo a 407.5 MHz.	157
XI.6.	Parámetros del reflector parabólico de 4.9m a 407.5 MHz.	157
XI.7.	Parámetros del reflector cilíndrico de 4.9m, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.	158
XI.8.	Ganancia obtenida con la antena dipolo a 20MHz.	160
XI.9.	Ganancia obtenida con la antena dipolo y un reflector parabólico de 1.5m a 20MHz.	160
XI.10.	Ganancia obtenida con la antena dipolo a 434MHz.	160
XI.11.	Directividad obtenida con la antena dipolo y un reflector cilíndrico a 434MHz.	161
XI.12.	Costo de implementación de una cámara de caracterización de antenas.	162
XII.1.	Datos de la antena parabólica.	165
XII.2.	Tabla de materiales utilizados en el diseño de la parábola.	171
XII.3.	Constantes seleccionadas para el factor de viento.	177
XII.4.	Constantes seleccionadas para el factor de sismo.	182
XII.5.	Fuerzas encontradas en los apoyos de la montura.	188
XII.6.	Máximos y mínimos de las reacciones de los 4 apoyos de la montura.	188
XII.7.	Tipo de reacción que se tiene.	189
XII.8.	Constantes utilizadas	200
XII.9.	Costo total del módulo	201
XIV.1.	Coficientes de correlación de las observaciones del 14 de diciembre del 2016 correspondientes a las figuras XIV.9, XIV.10 y XIV.11.	248

XIV.2.	Datos obtenidos del ajuste Gaussiano al tránsito de la Figura XIV.12 y del tiempo de la observación	249
XIV.3.	Resumen de observaciones	250
XV.1.	Determinación del período de una fuente pulsante utilizando el método de periodograma y conociendo que el período teórico de la fuente es de 0.4123 segundos. La observación se realizó durante diez segundos.	261
XV.2.	Análisis estadístico del período de pulso, aumentando por un factor de diez la duración de la toma de datos, comenzando con diez segundos.	262
XV.3.	Determinación del período de una fuente pulsante utilizando la Transformada Rápida de Fourier y conociendo que el período teórico de la fuente es de 0.4123 segundos. La observación se realizó durante diez segundos.	263

Resumen

El presente trabajo de graduación tuvo como objetivo principal la implementación de un radiotelescopio en la Universidad del Valle de Guatemala. Este mismo reunió a estudiantes tanto de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica, Licenciatura en Ingeniería Electrónica y Licenciatura en Física. Con la antena a construir se espera poder realizar tanto trabajos de investigación como trabajos con fines didácticos. Es un proyecto pionero en Guatemala y abre las puertas para colaboración entre instituciones, investigadores y alumnos de pregrado. En este trabajo de graduación se realizaron tanto análisis de actividad solar y el software necesario para la detección y el análisis de púlsares. Además de el diseño tanto físico como electrónico de nuestro instrumento de medición.

Para la realización de este proyecto fue necesario seguir los siguientes pasos: diseño teórico de la antena, fase de diseño y construcción, adquisición de datos, procesamiento de señales e interpretación de la señal. Por esto, se dividió el mismo en diferentes módulos de trabajo que son: Diseño y caracterización de una antena parabólica, diseño y montura de la antena, análisis de la señal de una antena astronómica, observación y caracterización del espectro electromagnético del sol a 405 MHz e interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08.

En los siguientes capítulos se presenta la base teórica del proyecto, tanto de la fase de construcción como los objetos de análisis. Luego, se presenta cada módulo presentará sus resultados y el análisis de los mismos. Al final este proyecto, se logró diseñar una antena y montura que cumple los estándares de diseño estructural con un factor de seguridad en condiciones extremas de viento y sismo de 1.45, esta misma tiene una ganancia de 20.8 db. Con respecto al procesamiento de la señal se determinó que el filtro FIR diseñado por ventadas de Hamming logra rechazar frecuencias no deseadas además de brindar resultados satisfactorios en el dominio del tiempo. Luego, se logró hacer observaciones del Sol a 405 MHz y un ancho de banda de 96 kHz. Así mismo, se podrán observar los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1133+16, PSR B1929+10 y PSR B0950+08. Entre las recomendaciones más importantes está el realizar un nuevo diseño para la montura con un sistema de posicionamiento automático y el realizar observaciones de larga duración (tránsito por el zenit aproximadamente 12 horas) para aumentar la precisión de la toma de datos.

I. Introducción

A grandes rasgos, la astronomía trata de observar emisiones de diversos tipos provenientes de objetos celestes. Estas emisiones llegan a la tierra en forma radiación electromagnética, radiación gravitacional y rayos cósmicos. La radiación electromagnética, luz, es uno de los tipos de emisión observados más importantes, producida siempre que se aceleren cargas eléctricas, lo que ocurre en una gran diversidad de procesos. Esta está caracterizada por su frecuencia y longitud de onda, en el vacío esta se desplaza a una velocidad constante, conocida como la velocidad de la luz, $c = 3 \times 10^8 m/s$. Esta radiación se subdivide en varios tipos de acuerdo a su frecuencia, las ondas de radio son las de menor frecuencia, seguida, en orden ascendente de frecuencia, por el espectro de microondas, infrarrojo, luz visible, rayos-x y rayos gamma. Como su nombre indica las ondas de radio son las de interés para la radioastronomía.

La radioastronomía ha aportado resultados importantes a la ciencia desde su nacimiento a finales de los la década de 1920, cuando Karl Jansky estaba investigando las causas de perturbaciones de radio atmosféricas, que interferían con la radiotransmisión a largas distancias. En esta investigación, Jansky encontró que la radiación que estaba interfiriendo con señales terrestres provenía del espacio y no de fuentes locales, así dando inicio a las observaciones de radio en la astronomía. (Southworth 1956)

Entre los aportes más importantes de la radioastronomía se incluyen las observaciones de la línea del espectro del hidrógeno de 21cm, realizadas por un grupo Holandés integrado por Hendrik C. van de Hulst, Jan Oort y C.A. Muller. Estas permitieron elucidar la forma espiral de nuestra galaxia, la Vía Láctea, observando las emisiones del hidrógeno neutro, elemento sumamente abundante en el universo. Así se determinó la estructura de los brazos espirales, característica que ahora se considera distintiva de nuestra galaxia y se consolidó a la radioastronomía como una rama útil e imprescindible de la astronomía. (Van de Hulst, Muller y Oort 1954)

Otro resultado posterior y de gran importancia es el descubrimiento del fondo cósmico de microondas en 1964 por Arno Penzias y Robert Wilson de laboratorios Bell, el cual proviene de radiación electromagnética del universo joven. Se considera una evidencia importante de la validez de la teoría del Big Bang, presentando un fondo de radiación isotrópico a gran escala. El descubrimiento del mismo les ganó un premio Nobel a ambos científicos en 1978. (Wilson 1979)

Cabe mencionar otros descubrimientos de gran importancia, los pulsares, por Jocelyn Bell Burnell y Antony Hewish, en 1967. Estos objetos son estrellas de neutrones que están altamente magnetizadas y giran rápidamente, lo que ocasiona que estas tengan un "beam" de emisión de

radiación electromagnética en los polos. Se observan en radiofrecuencias como pulsos periódicos, que se originan cuando el "beam" de estos se intercepta con la tierra. Este descubrimiento le ganó el premio Nobel a Hewish en 1974, controversialmente ya que Bell, quien hizo el descubrimiento inicial era su estudiante de doctorado. (Burnell 2004) (Hewish, *et al.* 1968)

Como última contribución relevante de la radioastronomía a la ciencia que considero cabe mencionar es el descubrimiento de radiogalaxias con núcleos activos denominados quásares (quasi-stellar radio source). Estos emiten radiación electromagnética muy fuerte en el espectro de radio. El astrónomo Maarten Schmidt realizó trabajo pionero en la observación y clasificación de estas fuentes. (Schmidt, M. 1968)

Con el propósito de detectar ondas de radio provenientes del espacio se han construido radiotelescopios. Los radiotelescopios son aparatos receptores de ondas de radio, utilizados para observar astros y medir la potencia de la radiación recibida de estos a una o varias frecuencias. La astronomía en radio tiene la ventaja de ser posible de realizar en observatorios terrestres ya que, así como la luz visible, las ondas de radio espaciales pueden penetrar la atmósfera de la Tierra.

En general un radiotelescopio consiste de tres partes. La antena es el aparato que reacciona a la radiación incidente, produciendo por lo general un voltaje. Esta puede contar con un reflector con el propósito de concentrar la radiación incidente en el elemento activo. Cuenta también con un "Front-end", que consisten en aparatos amplificadores y filtros que procesan la señal analógica de acuerdo a lo que se busca medir. La tercera parte, "Back-end", se encarga de producir los resultados, usualmente almacenando la medición en archivos digitales.

En la actualidad existen radiotelescopios de gran tamaño, en la búsqueda de mejores instrumentos de medición que permitan la detección de una diversidad de fuentes de radio astronómicas. Entre los radiotelescopios de mayor importancia está el de Arecibo, el cual cuenta con el reflector singular de 305 metros de diámetro. Uno de aún mayor área de recolección es el FAST (Five-hundred-metre Aperture Spherical Telescope) en China, cuya construcción culminó en el 2016. Cabe mencionar también el GBT (Green Bank Telescope), el cual es el radiotelescopio completamente dirigible más grande del mundo, con una apertura de 110 por 100 metros. (Kellermann 2016)

En la actualidad muchos observatorios radioastronómicos optan por la construcción de múltiples antenas en lugar de una sola de gran tamaño. Un ejemplo de dichas formaciones de antenas es el VLA (Very Large Array), el cual es considerado el radiotelescopio más poderoso del mundo en términos de versatilidad, resolución y sensibilidad, consistiendo en 27 antenas parabólicas de 25 metros de diámetro, con la ventaja de que cuenta con la resolución equivalente a una antena de 36 km. Otros ejemplares de este tipo de observatorios incluyen el Westerbork Synthesis Radio Telescope, el Australian Telescope Compact Array, Giant Metrewave Radio Telescope (GMRT) entre otros. Un proyecto potencial es el Square Kilometer Array (SKA), el cual de construirse sería

50 veces mas sensible que cualquier otro radiotelescopio. (Kellermann 2016)

En la mayoría de los casos, debido a la permeabilidad de la atmósfera a las ondas de radio, hay poca necesidad de observatorios espaciales de radio. En casos de longitudes de onda muy largas, las cuales pueden ser distorsionadas por la ionosfera de la tierra, y longitudes de onda muy cortas, distorsionadas por el vapor de agua en la atmósfera. Otro caso en donde es conveniente un observatorio espacial es para eliminar completamente radiación del suelo, en el caso de desearse una muy alta precisión. El primer satélite para radioastronomía es el Ariel 2, resultado de una colaboración entre Estados Unidos y el Reino Unido, lanzado en 1964. Otros ejemplares de satélites radioastronómicos incluyen el VSOP, el Submillimeter Wave Astronomy Satellite (SWAS) y Odin. (Kellermann 2016)

Este megaproyecto nació como una iniciativa del Departamento de Física de la Universidad Del Valle de Guatemala, para incentivar la investigación científica en los estudiantes y en general en la sociedad guatemalteca. En nuestro país y en la región centroamericana son muy pocas las personas que se dedican a la investigación científica y menos en el campo de la radioastronomía, se considera que es muy importante que los futuros profesionales guatemaltecos tengan la habilidad de poder producir investigaciones y publicaciones científicas de calidad y generar nuevos conocimientos, de esta forma se podrá contribuir con el desarrollo científico del país y de la humanidad.

Para llevar acabo el proyecto se dividió en 7 módulos, los cuales son: Módulo de Diseño y Caracterización de una Antena Parabólica, Módulo de Diseño y Montura de la Antena, Módulo Sistema de Posicionamiento para una Antena Parabólica, Módulo Modulo RF Front END y Adquisición de datos para una señal de 405MHz a 410MHz, Módulo Análisis de la señal de una Antena Astronómica, Módulo Observación y caracterización del espectro electromagnético del sol a 405 MHz, Módulo de Interpretación de la senal a 410 MHz de los púlsares PSR *B2016+28*, PSR *B0531+21*, PSR *B1929+10* y PSR *B0950+08*.

En el módulo de Diseño y Caracterización de una Antena Parabólica, se estudió la teoría de antenas que es una amplia rama de la ciencia, y en la actualidad se ha realizado mucha investigación y avances en este campo debido principalmente al auge de las tecnologías de comunicación inalámbrica. En el campo de la radioastronomía el diseño de antenas juega un papel muy importante, pues la antena de un radiotelescopio es su pieza más importante, ya que sin ella no se podrían coleccionar las ondas electromagnéticas provenientes del espacio que son estudiadas por los científicos. La finalidad de este modulo es diseñar una antena para detectar señales electromagnéticas provenientes del espacio teniendo una frecuencia central de observación de 407.5 MHz y un ancho de banda de 10 MHz.

El método seguido para el diseño consistió en realizar una investigación orientada a poder adquirir los conocimientos básicos sobre antenas y luego realizar un diseño teórico muy básico. Para complementar el diseño teórico se realizaron simulaciones con herramientas de diseño de

antenas como FEKO, CST Studio, Antenna Magus entre otras. Estas herramientas facilitan el proceso de diseño y la comprensión del funcionamiento real de la antena diseñada.

Al concluir con el diseño teórico y las simulaciones en software se plantea una pequeña metodología para encontrar de manera experimental ganancia, patrón de radiación, directividad y apertura de haz de la antena diseñada. También se muestran experimentos realizados con la antena dipolo que alimentará el reflector parabólico y pruebas con un reflector parabólico tipo Offset diseñado para transmisiones satelitales en la banda Ku (12 GHz - 18 GHz).

Entre las conclusiones más importantes de esta investigación se puede destacar que el diseño de una antena es un proceso que requiere de sumo cuidado y criterio en sus diferentes etapas. Debido a que si no se toman en cuenta algunos factores o no se realiza la simulación de forma adecuada la antena podría comportarse de forma muy distinta a como se comporta en la simulación y en el diseño teórico.

También se puede decir que para caracterizar una antena de la mejor manera se requiere de espacios libres de interferencia y equipos especializados, por lo que en esta investigación únicamente se hacen algunos experimentos para obtener una aproximación de los principales parámetros siendo estos resultados no muy exactos.

Para el Módulo de Diseño y Montura de la Antena se encargó de la realización de un diseño de la parábola y montura que se utilizará en para el Radiotelescopio que será instalado en la Universidad del Valle de Guatemala. Para implementar un Radiotelescopio, se necesita de un soporte, en este caso una montura, este servirá para sujetar la antena (Parábola) del Radiotelescopio y así permitir el seguimiento a los objetos que se desean observar. Para esto se deben seguir criterios de diseño para estructuras. Se utilizó una metodología que consta de 6 pasos: Caracterización de la Antena parabólica, elección de tipo de montura, análisis del estado de la antena recibida por donación, diseño de antena y elección de material, análisis de estructura por elementos finitos y construcción y restauración de la antena. Entonces se presentan los pasos de diseño que se siguieron así también los resultados obtenidos, en los cuales se presentan los criterios de ingeniería que se tomaron para el diseño, las simulaciones para comprobar que se tienen un factor de seguridad aceptable para la estructura así como también el tipo de anclaje que se realizará.

Además toda antena ya sea para un radiotelescopio o para usos comerciales tiene un haz de visión. Este debe ser apuntado al objetivo emisor de ondas para que la antena pueda obtener dichas señales y posteriormente redirigirlas al foco. Mantener la antena en una posición fija limita la toma de datos a momentos específicos del día y del año. Por lo que un módulo capaz de mantener la antena en la trayectoria de una estrella en todo momento es altamente beneficioso. Se necesitan motores de alto torque, así como cajas reductoras capaces de soportar grandes esfuerzos. Esto porque la antena tiene una masa aproximada de 400 Kg. Por otro lado el sistema de control debe ser de respuesta suavizada y lenta. Al mover un objeto de dimensiones tan grandes como este la

inercia tiende a crecer demasiado, por lo que al llevar una velocidad moderada e intentar frenar el movimiento angular de la antena, esta podría superar el torque máximo esperado. Por último, al tener un haz de aproximadamente 17 grados, la resolución espacial necesaria para asegurar que el objeto a ver este en este rango debería ser un tercio de este valor o mayor. Con estas consideraciones se puede empezar al diseñar el mecanismo de posicionamiento.

Puesto que nuestra percepción del espectro electromagnético resulta ser muy pobre a simple vista, se utilizan dispositivos sensibles a otras ondas electromagnética fuera del campo visual del ser humano para poder estudiarlas. Para esto se debe de utilizar equipo de electrónica con gran capacidad de muestreo y de esta forma obtener datos discretos que representen a nuestra señal analógica de estudio. Estos datos luego deberán ser sometidos a un procesamiento de señales digitales para obtener una versión de los mismos más centrada en los aspectos que se deseen estudiar. Estableciendo la clasificación del ruido según su fuente y sus características en frecuencia. Continuamos determinando las diferentes formas en las que se puede proceder a expresar las señales electromagnéticas, como lo es su relación Señal/Ruido y su expresión en gráficas por medio de decibeles. Además de conocer métodos de análisis de señales como lo es la transformada discreta de Fourier y utilizarlo en los datos obtenidos de nuestra antena.

Por medio del software MATLAB se busco cómo representar una señal en el dominio del tiempo. Luego se agregaron perturbaciones que representarán los elementos de ruido que podrían añadirse a nuestra señal de estudio. Esto con el propósito de someter dicha señal a diferentes filtros y observar su comportamiento. Por lo tanto, por medio de código se realizó el diseño de filtros. Por el método de Ventanas de Hamming, uno tipo FIR y uno Butterworth de tipo IIR. Logrando observar cómo un filtro pasabanda con frecuencia de corte en 400 MHz y 410 MHz; de tipo FIR diseñado por el método de ventanas de Hamming resulta ser el más adecuado al momento de realizar tanto el análisis en frecuencia como en el dominio temporal de la señal de salida. Siendo este filtro el candidato a aplicarle a la señal obtenida de la antena.

El módulo Observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405 MHz, se analizó el Sol ya que es indiscutiblemente el astro de mayor importancia para la vida terrestre. Es una esfera de plasma cuya energía es producida mediante la fusión de átomos de hidrógeno en su núcleo. Siendo un sistema tan complejo, en el Sol se puede observar mucha actividad asociada a diversos fenómenos físicos. En Sol cuenta con una atmósfera, subdividida en varias regiones, la fotosfera, cromosfera y corona, y una magnetosfera, lo que resulta en un objeto activo e interesante de observar. Ya que el Sol es la estrella más cercana a nuestro planeta es uno de los objetos de mayor interés para la astronomía, es ampliamente estudiado y así uno de los mejor conocidos. Las observaciones de la actividad Solar, clima Solar, también son importantes ya que predecir la ocurrencia y potencia de tormentas Solares, las cuales pueden interferir con dispositivos electrónicos y radiocomunicaciones, previene potenciales incidentes.

El Módulo de Interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR *B2016+28*, PSR *B0531+21*, PSR *B1929+10* y PSR *B0950+08*, analizó púlsares ya que son objetos magnetizados que giran sobre su eje a una gran velocidad y en su mayoría emiten radiación en longitudes de onda radio. Se cree a partir de las observaciones que la radiación se concentra en los polos y es cada vez que los polos apuntan a la Tierra que recibimos un pulso, este modelo de pulsar se conoce como dipolo des-alineado (Lyne, Andrew y Graham-Smith 2012).

El objetivo de este trabajo de graduación es lograr determinar si los púlsares pueden ser detectados por el radiotelescopio propuesto, al captar su señal y analizarla es posible obtener el período y otras propiedades del púlsar. Al determinar el período de un púlsar y las variaciones temporales de este es posible estimar además el campo magnético y su edad. El campo magnético más potente detectado en la Tierra es de 91.4 Teslas (Helmholtz Association of German Research Centres 2011), que fue producido por una bobina de 200 kilogramos en el High Magnetic Field Laboratory en Dresden. Por otro lado, un objeto convencional como una refrigeradora produce 0.05 Teslas. Ya a un campo magnético de 100 Teslas un metal como el cobre estaría sufriendo una presión que equivale a 40,000 veces la presión al nivel del mar, en el caso del cuerpo humano, no somos buenos conductores, pero a un campo magnético con un orden de magnitud de 10^{11} T las fuerzas nucleares que unen nuestro electrones, protones y neutrones se verían revocadas por la fuerza magnética, destruyendo nuestra estructura más básica (Helmholtz Association of German Research Centres 2011). El campo magnético de un púlsar es de aproximadamente 10^{11} T (Bignami 2003), por lo que cualquier ser vivo muy cercano a un pulsar se vería reducido a partículas elementales.

En el siguiente informe se presenta un Marco Teórico general de todo el Megaproyecto, además se muestran por capítulos cada uno de los módulos que se trabajaron, en esto se describen las metodologías que se utilizaron, resultados y discusión de resultados.

II. Objetivos

A. General del proyecto

Construcción e implementación de un radiotelescopio para la recepción de ondas electromagnéticas provenientes del espacio con frecuencias cercanas a los 400 MHz.

B. Objetivos por módulo

1. Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica.

a. General. Diseño teórico de una antena para la recepción de ondas electromagnéticas provenientes del espacio, a frecuencias entre 402.5 MHz y 412.5 MHz. Se busca que la antena entregue una señal de salida con una frecuencia central de 407.5 MHz, con un ancho de banda de 10 MHz y una ganancia de 20 dB la cuál se conectará a la etapa de digitalización de la señal.

b. Específicos.

- Hacer una revisión de la literatura involucrada en la elaboración y diseño de antenas, para poder diseñar la antena que se utilizará en el proyecto.
- Elaborar un diseño teórico de la antena que se utilizará en el proyecto, especificar los parámetros de la antena diseñada y verificar que cumpla con los requisitos del proyecto.
- Plantear la metodología para poder caracterizar la antena diseñada, de manera experimental.

2. Módulo de montura de la antena.

a. General. Diseñar y reconstruir una antena y la montura que soporte de un Radiotelescopio, que será instalado en la Universidad del Valle de Guatemala, como parte del Megaprayocto.

b. Específicos.

- Diseñar y reconstituir una montura para un radiotelescopio con movimiento altacimutal.
- Diseñar y reconstituir una montura que soporte una parábola con una masa aproximadamente de 355kg y un radio aproximado de 5m.

- Qué el diseño de la montura para el Radiotelescopio mitigue vibraciones causadas por el sismo y viento.
- Qué el diseño de la montura para el Radiotelescopio garantice el funcionamiento ante diversos factores climáticos.

3. Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica.

a. General. Brindar una señal representativa de los astros a investigar.

b. Específicos.

- Caracterizar y definir los tipos de ruido.
- Realizar simulaciones de ruido por software.
- Observar por medio de simulaciones el comportamiento del ruido al someterlo a diferentes tipos de filtros.
- Conocer las diferentes herramientas matemáticas para el análisis de señales.
- Por medio de software se realizará el procesamiento de la señal proveniente de la antena brindando como resultado datos exportables para su estudio desde una perspectiva astronómica.

4. Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz.

a. General. Observar, analizar y caracterizar el espectro electromagnético del Sol en una banda de 405 a 410 MHz mediante la observación de este astro con un radiotelescopio construido por participantes de este proyecto.

b. Específicos.

- Obtener una distribución de voltajes contra tiempo de la antena.
- Procesar los datos crudos obtenidos a manera de obtener un valor proporcional a la potencia recibida por la antena.
- Obtener la distribución de razón señal a ruido para observaciones Solares.
- Obtener datos de potencia en función de la frecuencia del espectro de radio que emite Sol con el radiotelescopio.
- Identificar fenómenos astrofísicos como llamaradas Solares y emisiones de plasma que le dan origen a lo observado con el radiotelescopio.

- Comparar los resultados de las observaciones con antecedentes de proyectos similares ya realizados.

5. Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08.

a. General. Obtener la sensibilidad del equipo de detección y así saber qué púlsares podrán ser visibles entre las latitudes 0 grados y 28 grados y realizar el software de análisis que permita la determinación del período de los diferentes púlsares, utilizando el lenguaje de programación Python.

b. Específicos.

- Realizar una simulación de la señal esperada para un púlsar, modelando esta con una función Gaussiana.
- Comparar características observaciones de los púlsares detectados con las características teóricas obtenidas de la literatura.
- Detectar PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08 por medio de datos observacionales obtenidos de un radiotelescopio si esta antena es de tránsito. De lo contrario es posible detectar varios otros púlsares.

III. Justificación

La importancia de realizar este proyecto radica en que la ciencia, como disciplina, es parte esencial de la sociedad, ya que permite y fomenta el avance del conocimiento humano, el cual a su vez, permite el desarrollo de nuevas tecnologías y potencialmente así mejorar la calidad de vida de las personas. Tomando esto en cuenta, aunque parezca un esfuerzo fútil el realizar ciencia en ámbitos no directamente relacionados con la vida diaria, el potencial para la aplicación de ésta en el futuro, no solo es posible, sino necesario.

Debido a la gran cantidad de investigación ya realizada en este tema en el extranjero, la justificación para este proyecto en Guatemala radica en la aplicación didáctica de los resultados, métodos y dispositivos obtenidos durante el mismo. Contar con este proyecto para futuras demostraciones y referencia es ventajoso para cualquier estudiante o persona interesada en áreas relacionadas al mismo, como radioastronomía, ingeniería electrónica y mecánica.

Es importante considerar también que la motivación principal de este proyecto está en su función como trabajo de graduación de los participantes del mismo, estudiantes de la Universidad del Valle de Guatemala. Por lo anterior, el proyecto debe demostrar que el estudiante puede aplicar los conocimientos que éste obtuvo durante sus estudios en un contexto de desarrollo tecnológico y científico, haciéndolo merecedor del título de educación superior para el cual es candidato.

La situación de la investigación científica en un país en vías de desarrollo como Guatemala también se debe considerar. La física como ciencia natural es un tema muy poco frecuentado en el ámbito académico del país. Un proyecto como éste sienta un precedente para futuros proyectos similares, los cuales en conjunto contribuyen a el crecimiento de esta importante causa académica. El crecer en el área científica representa un objetivo en sí mismo, siendo la calidad y cantidad de ciencia realizada un indicador de desarrollo de cualquier país e institución educativa.

El poco apoyo que la ciencia, en especial la física, ha recibido en Guatemala es una de las causas que esta tenga poca prevalencia en instituciones educativas. El realizar proyectos concretos como este puede sentar un precedente que prueba que sí se puede invertir y trabajar en proyectos puramente científicos en el futuro y obtener beneficios. Esto puede cumplir con el propósito de interesar a autoridades pertinentes en invertir y promover el estudio en campos como la física y otras ciencias naturales.

La importancia de la divulgación científica también es parte importante de este proyecto. Demostraciones con el mismo cumplen el propósito de introducir la idea de la astronomía como ciencia a personas que probablemente nunca antes han contemplado su importancia. Esto puede despertar

el interés en jóvenes que puedan optar por carreras científicas en el futuro.

En el aspecto puramente técnico del proyecto, su factibilidad radica en que el espectro de radio, junto con el visible, son los únicos dos a los cuales la atmósfera terrestre es lo suficientemente permeable para facilitar su detección desde estaciones basadas en tierra. La ventana que las ondas de radio tienen para pasar la atmósfera incluye desde frecuencias de 10MHz hasta 1THz. Frecuencias menores a 10Mhz son reflejadas por la ionosfera de la tierra y mayores a 1THz son absorbidas por el gas atmosférico. Esto hace que gran parte del espectro de radio sea accesible desde estaciones terrestres, haciendo un proyecto de observación con bajo presupuesto factible.

Tomando en cuenta todo lo descrito en esta sección, el realizar este proyecto tiene el propósito de realizar ciencia para propósitos didácticos, permanecer como referencia para proyectos similares y el de comprobar el conocimiento obtenido por sus participantes durante su educación universitaria. La observación con un radiotelescopio relativamente simple es una manera factible de lograr resultados científicos utilizables con fines didácticos y de divulgación. Debido a que cumple con los puntos anteriores es justificable que el proyecto que se realiza sea el proyecto de graduación de los estudiantes participantes en el mismo.

IV. Teoría básica de antenas

A. La teoría electromagnética y sus orígenes:

El magnetismo y la electricidad son fenómenos conocidos por el ser humano desde hace miles de años, en la actualidad la teoría electromagnética es la teoría más exitosa de la física moderna. Para la sociedad moderna es imprescindible el uso de los principios básicos de la teoría electromagnética ya que los aplicamos en múltiples aspectos de nuestra vida cotidiana, como en el caso de las telecomunicaciones que son posibles debido al conocimiento que se ha alcanzado sobre las ondas electromagnéticas y la forma de manipularlas para enviar y recibir información. También se puede mencionar la generación de energía basándonos en la inducción electromagnética, las aplicaciones del electromagnetismo en el área de medicina, o bien el electromagnetismo y su uso para almacenar información. La teoría electromagnética ha permitido también entender el universo mediante la implementación de modernos observatorios de radioastronomía entre otras muchas aplicaciones que se le ha dado.

Figura IV.1: Algunas aplicaciones de la teoría electromagnética en la actualidad



(a) Radio base de telefonía móvil



(b) Radio telescopio de Arecibo



(c) Turbina para la generación de electricidad

Todos estos avances no hubieran sido posibles sin los conocimientos que se han ido alcanzando a lo largo de la historia, es allí donde juegan un papel muy importante cuatro ecuaciones que cambiaron el mundo y nuestro entendimiento sobre electricidad y magnetismo, cuatro ecuaciones sin las cuales el estilo de vida que llevamos no podría darse y que han contribuido enormemente al desarrollo científico y tecnológico de la humanidad. Estas son las ecuaciones planteadas por James Clerk Maxwell (1831-1879) y son la base teórica sobre la que se fundamenta la teoría electromagnética y sus ramas como la teoría de antenas.

Es importante aclarar que aunque a estas cuatro ecuaciones se les denomine “ Las Ecuaciones de Maxwell ” hubieron muchos otros científicos detrás de su concepción, fueron varios descubrimientos previos los que llevaron a que Maxwell pudiera sintetizar las primeras 20 ecuaciones que luego fueron reducidas a las cuatro ecuaciones que conocemos en la actualidad.

La teoría electromagnética tuvo sus orígenes en el siglo XIX, a principios de ese siglo se habían alcanzado varios conocimientos en el campo de la electricidad, la óptica y el magnetismo pero eran disciplinas que se mantenían separadas y no se notaba entre ellas ninguna relación. Según (Beléndez 2016) uno de los eventos que contribuyó a cambiar esa concepción del mundo fue la invención de la batería de corriente continua que fue inventada por Alessandro Volta al rededor del año 1800, este invento fue muy importante para los científicos de la época debido a que ahora podían tener una fuente constante de fluido eléctrico con la que podrían realizar diversos experimentos.

Figura IV.2: Alessandro Volta y su batería de corriente continua.



Además, los descubrimientos tanto de los campos magnéticos que se producen por corrientes eléctricas realizado por Hans Christian Oersted y André-Marie Ampere en 1820 como la generación de corriente eléctrica a partir de campos magnéticos realizados por Michael Faraday aunado a los conocimientos ya existentes como la ley de Coulomb fueron la base para la constitución de la teoría electromagnética y las ecuaciones que la describen (Beléndez 2016) .

B. Las contribuciones de Oersted, Ampere y Faraday

Hans Christian Oersted (1777-1851) comenzó a realizar experimentos con las baterías voltaicas de Alessandro Volta y fue así que en el año de 1820 se dio cuenta de que una corriente eléctrica a través de un conductor era capaz de mover una aguja imantada que se encontraba cercana al conductor. Ese fue el descubrimiento de que una corriente eléctrica producía fenómenos de carácter magnético lo que daba lugar a pensar que la electricidad y el magnetismo no eran ramas independientes.

Por su parte André-Marie Ampère (1775-1836) un destacado científico de la época comenzó a trabajar en este campo cuando se enteró de los descubrimientos de Oersted, sus primeros experimentos se realizaron buscando responder a la pregunta: “ Si una corriente eléctrica producía efectos magnéticos sobre un imán, por qué no podría producir efectos magnéticos sobre otra corriente eléctrica? ” (Beléndez 2016), los resultados a los que Ampère llegó fueron los siguientes: dos corrientes paralelas se atraen o se repelen dependiendo de si sus sentidos son iguales u opuestos. Ampère afirmaba que el magnetismo es electricidad en movimiento y que los fenómenos magnéticos dependen sólo de la existencia y del movimiento de cargas eléctricas (Beléndez 2016).

Tanto Oersted como Ampère hicieron descubrimientos basándose en el fenómeno físico de que una corriente eléctrica produce un fenómeno magnético, Michael Faraday (1791-1867) en cambio tuvo descubrimientos en el proceso inverso es decir obtener una corriente eléctrica como efecto de un campo magnético.

Faraday era un científico experimental, hizo varios descubrimientos basados en sus experimentos y Maxwell se basó en algunos de esos experimentos para postular sus ecuaciones más adelante. En 1821 Faraday repitió el experimento de Oersted pero esta vez colocando un imán al rededor de un conductor, comprobando que la fuerza ejercida por la corriente sobre el imán era de naturaleza circular ya que parecía que el conductor era afectado por infinitas líneas de fuerza circulares y concéntricas, de esta forma fue que acuñó el concepto de campo magnético. En el año de 1831 consiguió generar una corriente eléctrica a partir de un campo magnético descubriendo el fenómeno que ahora conocemos como inducción electromagnética. También realizó otros aportes como el concepto de campo y líneas de campo que fueron usados por Maxwell más adelante (Pérez 2016).

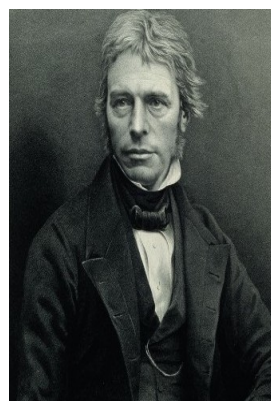
Figura IV.3: Oersted, Ampère y Faraday.



(a) Hans Christian Oersted
(1777-1851)



(b) André-Marie Ampère
(1775-1836)



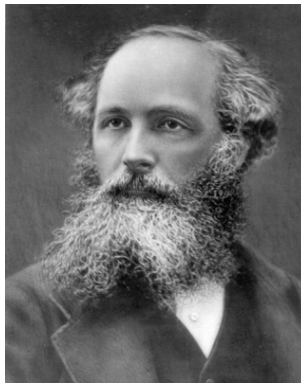
(c) Michael Faraday (1791-
1867)

C. Las ecuaciones de Maxwell

Las cuatro ecuaciones de Maxwell como las conocemos en la actualidad explican todo lo relacionado con electromagnetismo, explican la naturaleza de la luz, como se atraen y repelen las cargas, la forma en que una corriente eléctrica afecta al espacio a su alrededor, la forma en que se transmite un campo a través de un medio, como se relacionan dos corrientes cercanas entre sí, entre otros aspectos (Beléndez 2016).

James Clerk Maxwell (1831-1879) fue un científico teórico que tuvo la capacidad de unificar los experimentos realizados por varios científicos como Faraday, Oersted, Ampere, Gauss, Coulomb entre otros, todos estos científicos habían hecho aportes importantes al campo de la teoría electromagnética, los cuales fueron estudiados por Maxwell quien logró resumir los resultados de todos esos experimentos en una de las obras más importantes del mundo científico. En 1873 publicó su obra *Tratado Sobre la Electricidad y el Magnetismo* en esta obra Maxwell logró unificar todos los fenómenos conocidos hasta el momento sobre electricidad y magnetismo. Fue el fruto de años de investigación y de publicaciones previas, una obra que describía su teoría en dos volúmenes ambos con más de 500 páginas en la cual se llegaba a 20 ecuaciones para describir el electromagnetismo (Gómez 2012).

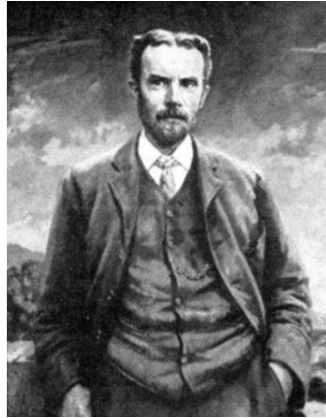
Figura IV.4: James Clerk Maxwell (1831-1879) considerado uno de los científicos más brillantes que ha existido.



Casi 10 años después en 1884, Oliver Heaviside (1850-1925) quien había estudiado el *Tratado Sobre la Electricidad y el Magnetismo* de Maxwell hizo una publicación en la que reducía las 20 ecuaciones originalmente propuestas en el trabajo de Maxwell a 4 ecuaciones más fáciles de entender y más elegantes utilizando conceptos matemáticos estudiados por Heaviside. Posteriormente Heinrich Hertz colaboró refinando las ecuaciones de Heaviside llegando a las ecuaciones que se conocen en la actualidad: la ley de Gauss del campo eléctrico, la ley de Gauss del campo magnéti-

co, la ley de Faraday-Henry de la inducción electromagnética y la ley de Ampere-Maxwell (Gómez 2012).

Figura IV.5: Oliver Heaviside y Heinrich Rudolf Hertz principales responsables de llevar las ecuaciones de Maxwell a la forma en que las conocemos en la actualidad.



(a) Oliver Heaviside (1850-1925)



(b) Heinrich Rudolf Hertz (1857 - 1894)

D. Ley de Gauss para el campo Eléctrico:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \rho / \xi_0 \quad \text{Ley de Gauss} \quad (\text{IV.1})$$

Donde \vec{E} es el vector de campo eléctrico, ρ es la densidad de carga y ξ_0 es la permitividad dieléctrica del vacío.

La idea básica de esta ley nace de la ley de Coulomb que básicamente afirma que dos cargas se pueden atraer o repeler con una fuerza directamente proporcional al producto de ambas cargas e inversamente proporcional a la distancia que las separa (Gómez 2012).

En la ley de Gauss se puede observar la relación que existe entre el campo eléctrico y las cargas que lo generan, matemáticamente dice que la divergencia del campo eléctrico es igual a la densidad de carga eléctrica dividida dentro de la constante dieléctrica del vacío. Esto se puede interpretar como la existencia de monopolos eléctricos, es decir la existencia de “ fuentes ” de cargas negativas y positivas.

Indica que el campo eléctrico sale o entra de una carga eléctrica, por convención se dice que el campo eléctrico sale de la carga cuando es positiva y entra a la carga cuando es negativa por lo que

las líneas de campo eléctrico nacen en las cargas positivas y mueren en las negativas (Gómez 2012).

E. Ley de Gauss para el campo Magnético:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Ley de Gauss para el magnetismo} \quad (\text{IV.2})$$

Donde \vec{B} es el campo magnético

Lo más importante de esta ecuación es que nos indica que las líneas de campo magnético no tienen principio ni fin y son siempre cerradas, lo que nos lleva a la conclusión de que no existen los monopolos magnéticos, por ejemplo: si partimos un imán en dos mitades cada una de estas dos mitades se volverá un nuevo imán más pequeño con su polo norte y sur, lo que conlleva a deducir que no existe la carga magnética y que las líneas de campo magnético no tienen inicio ni final (Gómez 2012).

F. Ley de inducción de Faraday:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Ley de Faraday} \quad (\text{IV.3})$$

Una de las conclusiones más importantes a las que podemos llegar partiendo de esta ecuación es que un campo magnético variante en el tiempo es capaz de inducir un campo eléctrico, incluso en ausencia de cargas el campo generado tendrá un rotacional en sentido opuesto al cambio en el campo magnético que lo generó. lo que genera una corriente eléctrica en un conductor que se encuentre cercano a la fuente del campo magnético, este es el principio en el que se basan para obtener energía eléctrica a partir de energía mecánica (Gómez 2012).

G. Ley de Ampere:

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \xi_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J} \quad \text{Ley de Ampere} \quad (\text{IV.4})$$

donde J es la densidad de corriente y μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío.

Esta ecuación fue propuesta originalmente por Ampere sin el segundo término del lado derecho de

la ecuación (IV.4), al principio como fue propuesta por Ampere describía la relación entre el campo magnético y la corriente que lo origina, es decir que quienes producen los campos magnéticos son también las cargas eléctricas pero en este caso son cargas en movimiento, sin embargo Maxwell se dio cuenta de algo que había permanecido oculto, comenzó con descubrir una inconsistencia matemática de la ecuación original de Ampere cuando las corrientes eran variables por que entraba en conflicto con otras ecuaciones de la teoría electromagnética. Para solucionar este problema fue que Maxwell introdujo otro término adicional, las llamadas corrientes de desplazamiento. Se dio cuenta de que al hacer cambiar un campo eléctrico en el tiempo también induciría un campo magnético lo que lo llevó a la ecuación que se presenta a continuación (Pérez 2016).

H. La ecuación de onda electromagnética

Un aspecto importante de las ecuaciones de Maxwell es que predicen que la interacción entre los campos magnéticos y los campos eléctricos generan ondas que se propagan por el espacio, uno de los aportes más importantes de Maxwell es que una vez obtenidas sus ecuaciones fue capaz de manipularlas para lograr demostrar que estas describen una ecuación de onda, en la época de Maxwell este tipo de ecuaciones (las ecuaciones de onda) habían sido amplia mente estudiadas debido al interés por las ondas mecánicas (Griffiths 2012).

Partimos de las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \rho / \xi_0 \text{ (Ley de Gauss)}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \text{ (Ley de Gauss para el magnetismo)}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \text{ (Ley de Faraday)}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \xi_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \text{ (Ley de Ampere)}$$

Si no tomamos en cuenta cargas y corriente eléctrica $\vec{J} = 0$ y $\rho = 0$ las ecuaciones de Maxwell se convierten en:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \tag{IV.5}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \tag{IV.6}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{IV.7}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \xi_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{IV.8})$$

Si aplicamos el rotacional en ambos lados de las ecuaciones (IV.7) y (IV.8) obtenemos las siguientes expresiones:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \vec{\nabla} \times \left(-\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\right)$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{B}) = \vec{\nabla} \times \left(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\right)$$

Las cuales se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t}(\vec{\nabla} \times \vec{B})$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{B}) = \mu_0 \xi_0 \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\vec{\nabla} \times \vec{E})$$

Si sustituimos tanto $\vec{\nabla} \times \vec{B}$ como $\vec{\nabla} \times \vec{E}$ de las ecuaciones (IV.7) y (IV.8) obtenemos:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2})$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{B}) = \mu_0 \xi_0 (-\frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2})$$

Utilizando la identidad vectorial $\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{v}) = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{v}) - \vec{\nabla}^2 \vec{v}$ llegamos a las siguientes expresiones:

$$\vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \vec{\nabla}^2 \vec{E} = -(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2})$$

$$\vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{B}) - \vec{\nabla}^2 \vec{B} = -(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2})$$

Si sustituimos tanto (IV.5) como (IV.6) obtenemos

$$0 - \vec{\nabla}^2 \vec{E} = -(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2})$$

$$0 - \vec{\nabla}^2 \vec{B} = -(\mu_0 \xi_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2})$$

Reordenando las expresiones anteriores llegamos a:

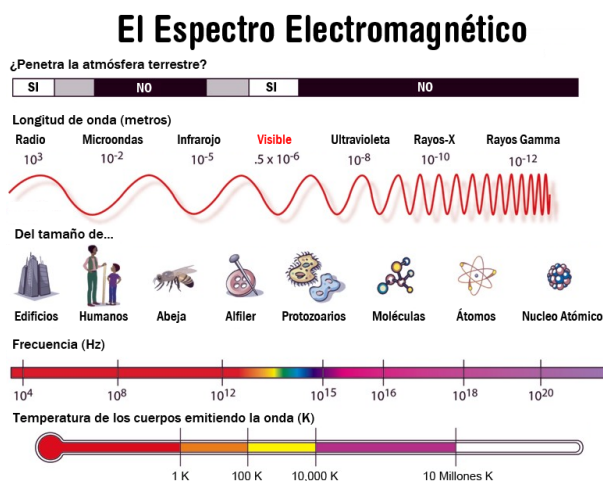
$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0} \nabla^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{IV.9})$$

$$\frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} - \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0} \nabla^2 \vec{B} = 0 \quad (\text{IV.10})$$

Observando tanto (IV.9) como (IV.10) podemos notar que ambas describen una ecuación de onda, y es así como se deduce la ecuación de onda electromagnética a partir de la forma simplificada de las ecuaciones de Maxwell. Algo interesante es que la teoría predice que las ondas electromagnéticas se propagan a la velocidad de la luz en el vacío y que no requieren un medio material para propagarse. En este documento no se entrará en detalle en el estudio de la forma en que se producen las ondas electromagnéticas ya que para nuestros propósitos sólo basta con saber que las cargas eléctricas al ser aceleradas originan ondas electromagnéticas para obtener más información sobre estos temas se pueden revisar (Villaluso 2016) y (Griffiths 2012) que son libros muy completos sobre estos temas.

Los campos eléctricos y magnéticos son perpendiculares entre si y perpendiculares a al vector de propagación el cuál indica la dirección de la propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio, las cuales tienen características que las diferencian entre si como su longitud de onda, frecuencia y energía que contienen. La luz visible también es un conjunto de ondas electromagnéticas con ciertas longitudes de onda. Estas son parte de lo que llamamos el espectro electromagnético en el que se tienen clasificados los distintos tipos de onda electromagnética que el ser humano conoce hasta la actualidad. Las ondas electromagnéticas se clasifican según su longitud de onda en varios tipos como las ondas de radio, microondas, infrarrojas, la luz visible, rayos ultravioleta, rayos x y rayos gamma (Villaluso 2016).

Figura IV.6: El espectro electromagnético.



Como se puede observar en la Figura IV.6 existen varios tipos de onda electromagnética algunas

tienen longitudes de onda del tamaño de edificios y otras del tamaño de átomos e inclusive del tamaño del núcleo atómico, algunas atraviesan la atmósfera y otras no lo logran.

Como ya ha dicho, la luz visible es una parte del espectro electromagnético, cuando Galileo apuntó al cielo con su telescopio óptico quedó asombrado con lo que observó y a lo largo de la historia la humanidad fue mejorando los telescopios ópticos para tratar de comprender más a detalle lo que hay en nuestro universo, fue así como fuimos adquiriendo más conocimientos sobre lo que hay fuera de nuestro planeta.

A medida que se fue alcanzando más conocimiento y se entendió qué es la luz y que son las ondas electromagnéticas los científicos se dieron cuenta de que también se puede estudiar el universo no sólo en el espectro visible sino también en partes del espectro que no son perceptibles para el ojo humano. Es así como surgió el interés por explorar la información proveniente del universo en otras partes del espectro electromagnético, en especial la región de las ondas de radio. Las ondas de radio son un tipo de radiación con longitudes de onda mayores a las de la luz visible (longitudes de onda λ entre 100 micrómetros y 100 kilómetros) por lo tanto no son percibidas por el ser humano y se usan comúnmente en telecomunicaciones (Rusell 2015).

I. Orígenes de la radioastronomía

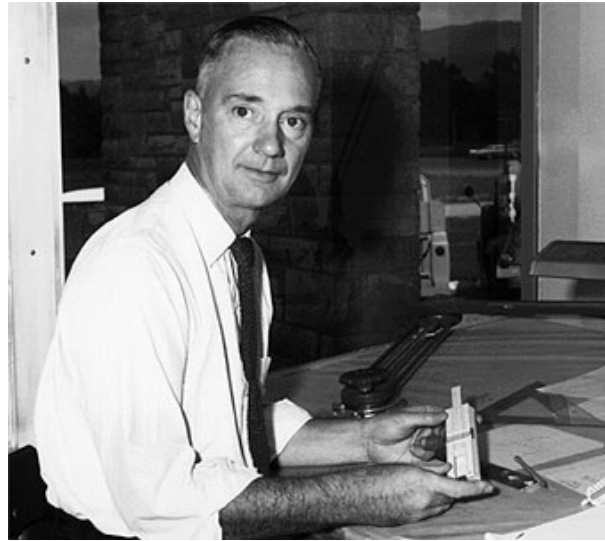
A la rama de la astronomía encargada del estudio de las radiaciones que emiten los cuerpos celestes se le llama radioastronomía.

Los radiotelescopios tienen el propósito de captar las ondas electromagnéticas emitidas por algunos cuerpos celestes en longitudes de onda largas, de esta forma se han hecho grandes descubrimientos como el descubrimiento de radiogalaxias, remanentes de supernovas, pulsares, detección de moléculas prebióticas en estallidos de estrellas entre otros (Coimbra 2016).

No se sabe con certeza quién creó el primer radio telescopio ya que como con muchos otros inventos siempre han habido varias personas trabajando en un mismo campo, según varias fuentes como (Coimbra 2016) el primer radio telescopio que se conoce fue construido en el año de 1937 por un ingeniero estadounidense llamado Grote Reber con una antena de 9 metros de diámetro. Se considera a Reber un precursor de Karl Gulthe Jansky ya que publicó el primer mapa de radio de la Vía Láctea y su diseño de radio telescopio era mejor que el de Jansky.

Muchas ondas electromagnéticas que provienen del espacio no logran alcanzar la superficie terrestre, esto debido principalmente a los componentes de nuestra atmósfera. Para los propósitos de radio astronomía sólo podemos estudiar ciertas ondas electromagnéticas que logran traspasar la atmósfera, al conjunto de ondas electromagnéticas que pueden atravesar la atmósfera se les llama ondas dentro de la ventana de radio que comienza desde longitudes de onda λ cercanas a 20m hasta longitudes de onda de 0.3mm. (Rodríguez 2016).

Figura IV.7: Grote Reber (1911-2002) pionero en el área de radioastronomía.



J. La antena en un radio telescopio

En los radio telescopios el componente más importante es la antena, la antena es como un colector de ondas electromagnéticas con el que nuestro radio telescopio puede observar el universo. La idea central es que mientras mayor diámetro tenga la antena mayor capacidad colectiva tiene y por ende una mayor resolución. En la actualidad los radiotelescopios más poderosos del mundo poseen antenas enormes de varias decenas de metros, como el radiotelescopio Fast del tamaño de 30 campos de fútbol, Arecibo de aproximadamente 305 metros, Green Bank de aproximadamente 100 metros. Existen varias técnicas para lograr una mejor recepción tales como aumentar el tamaño de la antena o crear arreglos de antenas (interferómetros) entre otras (EcuRe 2012).

En esta sección se estudiará la teoría básica de antenas haciendo un énfasis en los conceptos que nos interesan para el diseño del antena de nuestro radiotelescopio.

K. Definición de antena

Una antena es una estructura de transición entre el espacio libre y un dispositivo de guía de onda (en nuestro caso cable coaxial) que transportará la energía electromagnética desde la antena a nuestro dispositivo receptor (Balanis 2005).

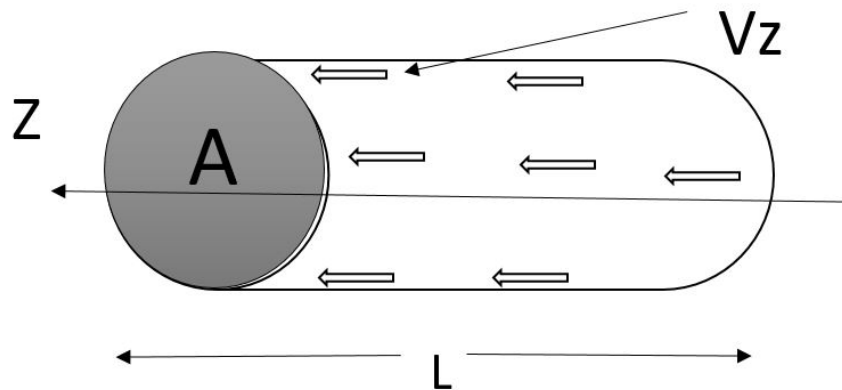
Como se ha mencionado con anterioridad en el ambiente existen ondas electromagnéticas producidas por fuente naturales o por el ser humano, las que se producen de forma natural vienen en su mayoría del espacio exterior y son las ondas electromagnéticas producidas por cuerpos celestes las cuales han viajado por el universo y algunas han atravesado la atmósfera hasta llegar a la superficie terrestre, debido a la distancia que estas señales han viajado son señales muy débiles

y se necesita amplificarlas para poder verlas y estudiarlas, esa es la función de una antena. Las antenas funcionan básicamente debido al fenómeno de inducción electromagnética ya que las ondas electromagnéticas que existen en el ambiente inducen una corriente en un conductor, la energía de la corriente inducida depende principalmente de la energía de la onda electromagnética pero también de la geometría del conductor y de su superficie de contacto, basándose en este fenómeno es que surgen las antenas. Es como si las antenas fueran una especie de gafas que amplifican las señales que existen en nuestro ambiente y si son diseñadas correctamente nos permitirán ver y estudiar muchas señales que de otra forma no podríamos identificar.

Para entender el funcionamiento de una antena vamos a comenzar con un ejemplo de transmisión, es decir vamos a entender como es que por medio de un conductor se puede producir una onda electromagnética, como hemos visto en secciones anteriores de este marco teórico también es posible a partir de un campo electromagnético inducir una corriente eléctrica por lo que si se explica uno de los dos fenómenos el otro se sobre entiende que es el proceso inverso.

Principios de funcionamiento de una antena: Un conductor es un material que tiene la propiedad de facilitar el movimiento de cargas eléctricas y por lo tanto la generación de flujos de corriente. Asumamos un conductor cilíndrico ideal de longitud L y área transversal A , si hacemos pasar por el conductor cargas eléctricas habrá una densidad de carga ρ_s y una densidad de corriente J_s , estas cargas viajan a través del conductor a una velocidad v_z como se ilustra en la Figura IV.8.

Figura IV.8: Ilustración de como se comporta un conjunto de cargas moviéndose en un conductor.



Se puede establecer una relación entre la densidad de corriente, la densidad de carga y la velocidad a la que se mueven las cargas en el conductor de la siguiente forma:

$$J_s = \rho_s v_z$$

Si el cable tiene un radio ideal de 0, el área transversal desaparece se puede representar la corriente en el conductor de la siguiente forma:

$I_z = \rho_l v_z$, donde I_z es la corriente a través del conductor y ρ_l es la carga por unidad de longitud (coulombs/metros).

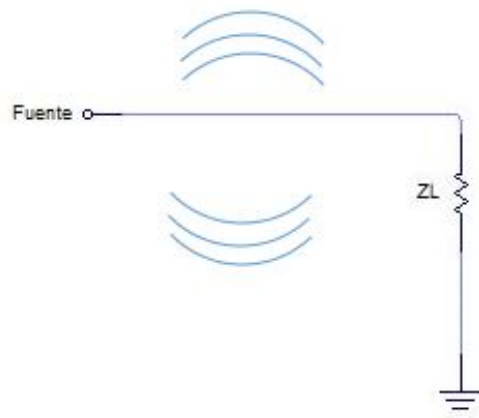
Si la corriente cambia en el tiempo entonces se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{dI_z}{dt} = \rho_l \frac{dv_z}{dt} \quad (\text{IV.11})$$

que es básicamente una relación entre carga y corriente, también es la ecuación fundamental de la radiación electromagnética, ya que comprendiendo que una corriente variante en el tiempo induce un campo electromagnético de (IV.11) se puede deducir que para crear radiación debe haber una corriente variante en el tiempo o una aceleración de cargas. También es importante recordar de la sección de las ecuaciones de Maxwell que las cargas eléctricas son necesarias para generar un campo electromagnético pero no para que este siga existiendo.

El diagrama de una antena básica se ilustra en la Figura IV.9 en donde se puede observar que únicamente se requiere de un conductor conectado a la fuente de la señal y conectado a tierra por medio de una impedancia. La señal que genere la fuente debe ser de corriente variable en el tiempo como por ejemplo una señal periódica.

Figura IV.9: Diagrama de conexión de una antena básica para propagar transmitir ondas electromagnéticas hacia el ambiente.



L. Parámetros de las antenas

Existen varios tipos de antenas y se utilizan en diferentes aplicaciones como por ejemplo transmisiones de TV, transmisiones satelitales etc. La antena seleccionada para cada aplicación depende de sus características.

Para poder seleccionar una antena para alguna aplicación (en nuestro caso radioastronomía) debemos saber los parámetros que las definen, es por esto que en esta sección se definirán algunos de los parámetros más importantes de las antenas, haciendo énfasis en aquellos que nos interesen más para la selección de la antena del radiotelescopio.

1. Regiones de campo. El espacio al rededor de una antena se puede dividir en tres regiones que son:

- Región reactiva de campo cercano:

Es la región de campo más cercana a la antena y tiene la particularidad de que en esta zona predomina el campo reactivo.

- Zona de Fresnel:

se encuentra entre las regiones de campo cercano y campo lejano, y en esta los campos reactivos no predominan y los campos de radiación comienzan a emerger, en esta región el patrón de campo es una función de la distancia con respecto a la antena.

- Región de campo lejano (Fraunhofer):

Es la región del campo de la antena donde la distancia a la antena es lejana e incluso se pueden tomar las ondas electromagnéticas como ondas planas.

Figura IV.10: Regiones de campo



Figura IV.11: Fronteras de las regiones de campo

Regiones de campo	Frontera
Región reactiva de campo cercano	$0 < R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$
Zona de Fresnel	$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda}$
Región de campo lejano	$R > \frac{2D^2}{\lambda}$

En donde R es el radio y nos indica en que región nos encontramos, D es la dimensión mas grande del emisor o receptor, por ejemplo en el caso de una reflector parabólico D es su diámetro y λ es la de la onda electromagnética analizada.

2. Patrón de radiación. El patrón de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en coordenadas espaciales, es común especificarlo para la región de campo lejano en donde se asume que las ondas que emite la antena o las que inciden sobre ella son ondas planas, en el patrón de radiación se detallan propiedades tanto de intensidad de radiación, magnitud de campo, fase o polarización entre otras.

Dentro de los patrones de radiación se tienen tres representaciones muy comunes:

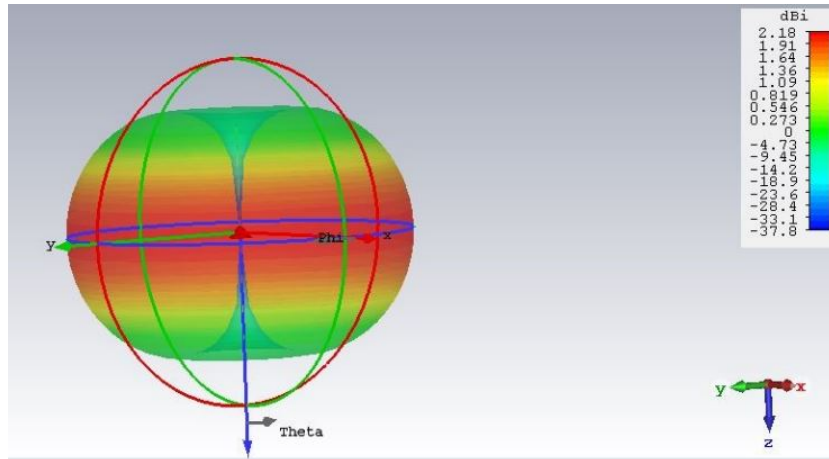
- Patrón de campo: se representa en escala lineal y es una representación gráfica de la magnitud del campo eléctrico o magnético como función de un espacio angular.
- Patrón de potencia en escala lineal: representa una gráfica de el cuadrado de la magnitud del campo eléctrico o magnético como función de un espacio angular.
- Patrón de potencia en dB: Representa la magnitud de el campo eléctrico o magnético en decibels como función de un espacio angular.

La separación entre los dos puntos en donde se radia el 50% de la potencia es igual en las tres representaciones anteriores y se denomina ancho del haz de media potencia *Half Power beam width* (HPBW) por sus siglas en inglés.

El patrón de radiación más sencillo es el de radiación isotrópica, que es un modelo teórico en el cual se contempla una antena ideal y que irradia en todas las direcciones. En la práctica este tipo de patrón no se puede producir y lo más cercano a esto es un patrón de radiación omnidireccional

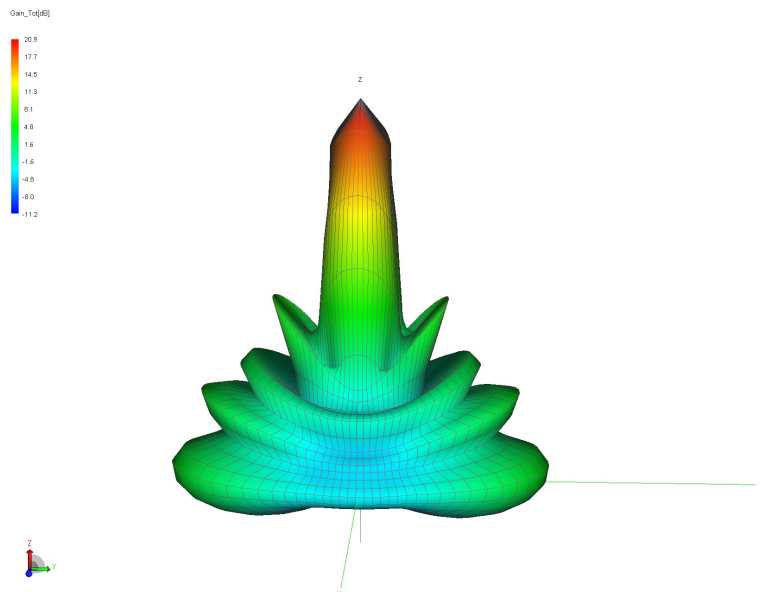
que irradia en casi todas las direcciones pero está restringido en por lo menos una como se muestra en la Figura IV.12, en donde se muestra el patrón de radiación de una antena dipolo de media onda. Como se puede observar se emite radiación en todas las direcciones en el plano (x,y) pero en el plano z la radiación está restringida por la longitud del dipolo.

Figura IV.12: Patrón de radiación omnidireccional de un dipolo de media onda



Otro tipo de patrón de radiación es el directivo, en este tipo de patrón de radiación hay ciertas regiones en donde se se tiene más potencia que en otras. Como se puede ver en la Figura IV.13 en este tipo de patrón de radiación hay ciertos lugares en el espacio en donde se puede recibir o irradiar energía electromagnética de mejor forma y regiones en donde la transmisión o recepción es nula.

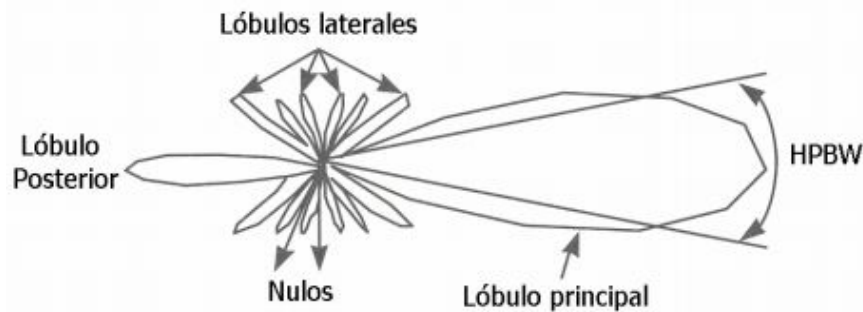
Figura IV.13: Patrón de radiación directivo



3. Lóbulos en el patrón de radiación. A las regiones cerradas del patrón de radiación en donde existe energía continua se les denomina lóbulos, los cuales pueden ser clasificados como lóbulos principales, lóbulos laterales, y lóbulos posteriores. A los espacios en donde no existe energía se les denomina nulos.

Como se puede observar en la Figura IV.14 el lóbulo principal es en donde existe mayor energía radiada o en donde se puede recibir la mayor cantidad de energía, además puede haber más de un lóbulo principal dependiendo del tipo de antena que se tenga. Si hay más lóbulos con menores cantidades de radiación se les llama secundarios, y pueden ser laterales o posteriores dependiendo de la posición en que estén.

Figura IV.14: Generalidades del patrón de radiación.



4. Densidad de potencia de radiación. Existe potencia y energía asociada con los campos electromagnéticos, y lo que se usa para describir dicha potencia es el vector de Poynting.

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (\text{IV.12})$$

Donde \vec{W} (W/m^2) es el vector de Poynting instantáneo, \vec{E} (V/m) es la intensidad instantánea de campo eléctrico y \vec{H} (A/m) es la intensidad instantánea de campo magnético. Si queremos encontrar la potencia instantánea total debemos integrar el vector de Poynting sobre la superficie perpendicular a donde la radiación incide (Bevelacqua 2005).

$$P_t = \oiint_S \vec{W} \cdot d\vec{s} \quad (\text{IV.13})$$

Si se tratara de una antena isotrópica entonces el vector de Poynting sólo dependería de la distancia r con respecto a la antena y la potencia total estaría dada por:

$$P_t = 4\pi r^2 W_o(r) \quad \text{Potencia total para una antena isotrópica} \quad (\text{IV.14})$$

5. Intensidad de radiación. Es la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido, donde una unidad de ángulo sólido está basada en el concepto de estereoradianes, la intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano y se puede obtener al multiplicar la densidad de radiación W_{rad} por el cuadrado de la distancia r .

$$U = r^2 W_{rad} \quad \text{Intensidad de radiación} \quad (\text{IV.15})$$

Para una fuente isotrópica la intensidad de radiación está dada por:

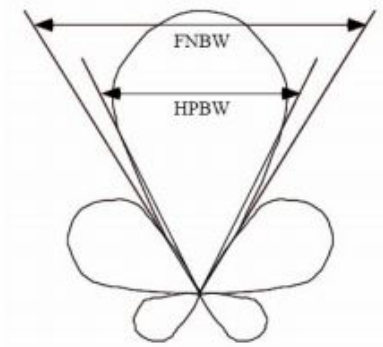
$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad \text{Intensidad de radiación isotrópica} \quad (\text{IV.16})$$

Donde U_0 es la intensidad de potencia y P_{rad} es la potencia radiada.

6. Ancho de Haz. Es un parámetro asociado al patrón de radiación de una antena, el ancho de haz de un patrón es definido como una separación angular entre dos puntos iguales pero en lados opuestos del patrón, se pueden calcular distintos anchos de haz para un patrón de radiación pero entre los más utilizados están:

- Ancho de haz entre los primeros nulos *First Null Beam Width* (FNBW):
Es el tamaño angular del lóbulo principal, y como su nombre lo indica es la separación angular entre los primeros nulos partiendo desde el centro del lóbulo principal.
- Ancho de haz de media potencia *Half Power Beam Width* (HPBW):
Se define como la medida angular en la cual se radia la mitad de la potencia, es decir el 50 %

Figura IV.15: Ilustración de HPBW y FNBW



7. Directividad. La directividad es un parámetro fundamental de las antenas y se define como la razón entre la intensidad de radiación en una dirección dada con respecto a la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones (antena isotrópica). Por ejemplo si queremos encontrar la directividad de una antena isotrópica la división entre la intensidad de la antena isotrópica

en una dirección y la radiación promediada en todas las direcciones sería igual a 1 o lo que es lo mismo a 0 dB. La directividad es una función de la dirección, y en general cuando se habla de directividad nos referimos a la directividad máxima (Balanis 2005).

El diagrama de radiación normalizado se puede expresar como una función en términos de θ y ϕ (θ, ϕ) y la fórmula general para directividad en términos del diagrama de radiación normalizado se escribe de la siguiente forma:

$$D = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (\text{IV.17})$$

En el numerador se tiene el valor con respecto al cual queremos comparar la directividad de nuestra antena, que en este caso es la directividad de una antena isotrópica. El denominador representa la potencia media radiada sobre todas las direcciones (Balanis 2005).

8. Eficiencia. La forma más simple de describir la eficiencia de una antena es como la relación entre la potencia entregada a la antena con respecto a la potencia radiada por la antena.

$$\varepsilon_R = \frac{\text{Potencia radiada}}{\text{Potencia de entrada}} \quad \text{Eficiencia de radiación de una antena} \quad (\text{IV.18})$$

Una forma más general es la descripción de la eficiencia total de una antena, que se define como la multiplicación entre la eficiencia de radiación de la antena y la pérdida por diferencia de impedancias de la antena cuando se conecta a una línea de transmisión o recepción.

$$\varepsilon_T = M_L \varepsilon_R \quad \text{Eficiencia total de una antena} \quad (\text{IV.19})$$

donde M_L es la pérdida debido a la diferencia de impedancias entre la antena y una línea de transmisión.

9. Ganancia. Es uno de los parámetros más importantes de una antena y de los que se debe tener en cuenta a la hora de elegir una, está ligada a la directividad y a la eficiencia.

La ganancia es una medida que nos indica que tanta energía se transmite en la dirección de radiación pico con respecto a la energía que transmitiría una antena isotrópica ideal (con eficiencia del 100 %) en esa misma dirección y a la misma distancia de la fuente.

Se puede escribir la ganancia de una antena como función de la directividad y la eficiencia de

radiación de la siguiente forma:

$$\varepsilon_G = \varepsilon_R D \quad \text{Ganancia en términos de eficiencia y directividad} \quad (\text{IV.20})$$

Donde ε_R es la eficiencia de radiación de la antena y D es la directividad.

10. Ancho de banda. Describe la gama de frecuencias en las cuales la antena transmite o recibe energía en niveles aceptables, consta de una frecuencia central que generalmente se elige como la frecuencia de resonancia de un dipolo (Balanis 2005).

Debido a que las características de las antenas no se ven afectadas de la misma forma por el ancho de banda de las señales con las que se trabaja no hay una única forma de caracterizar el ancho de banda, y se especifica en cada caso dependiendo de las necesidades de la aplicación, por ejemplo el patrón de radiación de una antena varía con la frecuencia. También se conocen antenas que no son afectadas por la frecuencia.

11. Polarización. Las ondas planas son ondas electromagnéticas que viajan en una sola dirección, las cuales se pueden polarizar de forma lineal, circular o elíptica. La polarización de las antenas es hacer que los campos radiados por una antena evaluados en la región de campo lejano tengan alguna de las polarizaciones descritas con anterioridad. Por ejemplo si tenemos una antena de polarización lineal horizontal esta no se podrá comunicar con una antena de polarización lineal vertical, esto debido al teorema de reciprocidad en donde se dice que las antenas transmiten y reciben de la misma forma (Balanis 2005).

Si dos antenas están polarizadas de distinta forma existirá un factor de pérdida por polarización *Polarization loss factor* (PLF por sus siglas en inglés), el cual está dado por:

$$PLF = \cos^2(\psi_p) \quad (\text{IV.21})$$

Siendo ψ_p es el ángulo de polarización.

Como se puede observar en (IV.21) el factor de pérdida por polarización será 1 si no hay diferencia entre los ángulos de polarización de ambas antenas por lo que no habrá pérdidas por

polarización, por otro lado será 0 si la diferencia entre los ángulos de polarización es de 90 grados por lo que no habrá transmisión entre ambas antenas.

12. Apertura efectiva. Es un parámetro que nos puede servir para el cálculo de la potencia de recepción de una antena, si suponemos que una onda plana con la misma polarización que la antena de recepción es incidente sobre la antena y además esta onda electromagnética viene en la dirección de máxima radiación de la antena entonces el parámetro de apertura efectiva o área efectiva describe la cantidad de energía que se puede capturar de una onda plana dada.

Se puede hacer una relación entre la potencia con la que incide una onda plana en la antena, la apertura efectiva y la potencia que llega hasta las terminales de la antena mediante la siguiente ecuación:

$$P_t = pA_e \quad (\text{IV.22})$$

donde P_t es la potencia entregada a las terminales de la antena, p es la potencia de la onda incidente y A_e es el área efectiva o la apertura efectiva.

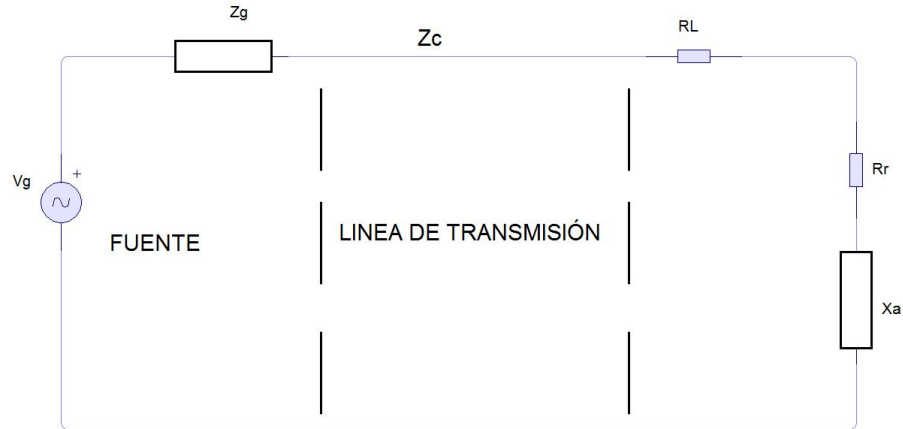
Se puede expresar la apertura efectiva en términos de la ganancia de la antena de la siguiente forma:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad \text{Área efectiva en términos de la ganancia} \quad (\text{IV.23})$$

13. Impedancia de entrada. Se define como la impedancia presentada por una antena en sus terminales, o como la razón entre voltaje y corriente en sus terminales aunque también se puede expresar como una relación entre los componentes apropiados del campo eléctrico y magnético en un punto. Para entender la impedancia de entrada de una antena vamos a comenzar con el equivalente de Thevenin de la conexión de una antena a una línea de transmisión y a una fuente (Bevelacqua 2005).

En la Figura IV.16 se tiene el equivalente de Thevenin de la conexión de una antena a una línea de transmisión, en la cual se muestra una fuente V_g que representa la fuente que origina la señal electromagnética en una antena en modo de transmisión o también puede representar el voltaje y corriente inducidos en una antena en modo de recepción, Z_g representa la impedancia de la fuente, Z_c representa la impedancia característica de la línea de transmisión, la impedancia de la antena está representada como $Z_a = (R_L + R_r) + X_a j$ en donde R_L representa las pérdidas de conducción y dieléctricas, R_r representa la resistencia de radiación entre el medio y el canal y X_a parte imaginaria de la impedancia asociada con la antena.

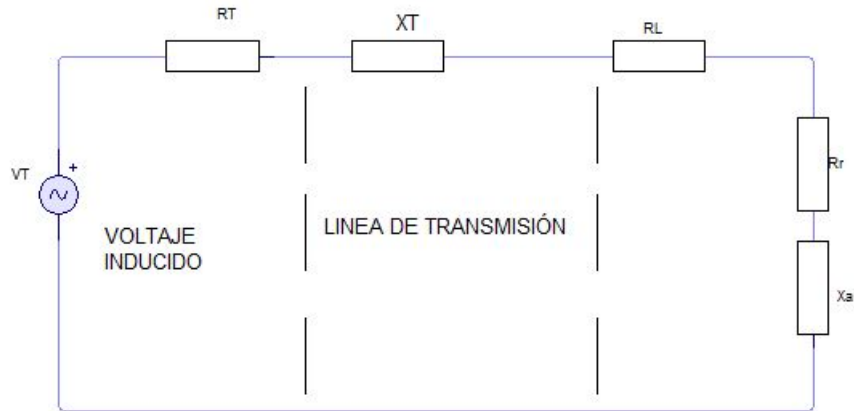
Figura IV.16: Equivalente de thevenin para el circuito de una antena, línea de transmisión y fuente ideal.



14. Impedancia de entrada en modo de recepción. El caso de recepción que es el que nos interesa se analiza de la misma forma que el de transmisión sólo que en este caso se induce un voltaje V_T entre los terminales de la antena.

Simplificando el sistema anterior y analizando el caso de una antena en modo de recepción cambiamos V_g por V_T (Voltaje inducido) haciendo un análisis de las impedancias y unificando la impedancia de la línea de transmisión y la fuente se obtiene el siguiente circuito:

Figura IV.17: Equivalente de thevenin en modo de recepción simplificado



Donde (R_T, X_T) son la parte real (R_T) e imaginaria (X_T) de la impedancia de la línea de transmisión y la fuente, y la impedancia de la antena está dada por: $Z_a = (R_L + R_r) + X_a j$. Es importante hacer coincidir la impedancia de la antena con la impedancia de la línea de transmisión ya que la potencia máxima es entregada a la antena cuando se cumple que:

$$R_r + R_L = R_T$$

$$X_a = -X_T$$

Las potencias de entrada para (R_r, R_L, R_T) están dadas respectivamente por:

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_T}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left(\frac{1}{R_r + R_L} \right) = \frac{|V_T|^2}{8R_T}$$

$$P_r = \frac{|V_T|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_T|^2}{8} \left(\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right)$$

$$P_L = \frac{|V_T|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right]$$

Entonces la potencia que se capta en las terminales de la antena es:

$$P_c = \frac{1}{2} V_T I_T = \frac{1}{2} V_T \frac{V_T}{2(R_r + R_L)} = \frac{|V_T|^2}{4} \frac{1}{R_r + R_L} \quad (\text{IV.24})$$

De (IV.24) que se dedujo para la máxima transmisión de potencia cumpliéndose que $R_r + R_L = R_T$ y $X_a = -X_T$ se puede decir que de la máxima potencia que una antena puede entregar a la carga es sólo el 50% de la potencia capturada. La impedancia de entrada de una antena también está en función de la frecuencia a la que se esté trabajando y de otros factores como la geometría, el método de excitación de la antena, los objetos que la rodean entre otros. Debido a esta gran cantidad de factores que afectan la impedancia de entrada de una antena, sólo se ha estudiado de manera analítica la impedancia de entrada de muy pocas antenas y en general se determina de manera experimental.

M. Tipos de antenas

Existen diversos tipos de antena las cuales han sido desarrolladas a lo largo de los años, conforme fueron surgiendo las necesidades de trabajar con ondas electromagnéticas con características específicas fue así como se fueron creando diversas antenas dependiendo de las necesidades que se tuvieran que cubrir.

1. Antenas conformadas por un cable conductor. Estas antenas son las más comunes y se usan en los radios, en los automóviles, edificios etc. Es la antena más intuitiva pues como se había mencionado con anterioridad en un conductor se puede generar una corriente eléctrica al exponerlo a un campo electromagnético esto debido a la inducción electromagnética.

Existen varios tipos de antenas de cable, como los dipolos, las antenas tipo loop, y las antenas helicoidales (Balanis 2005).

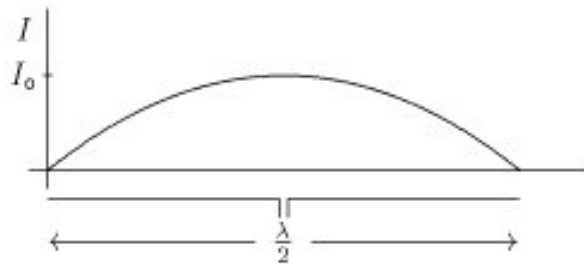
2. Antenas dipolo. Las antenas dipolo son las más sencillas una de sus formas más simples es el dipolo de media onda, que es una antena formada por dos conductores que tienen una longitud en conjunto de $\lambda/2$ donde λ es la longitud de onda para la cual queremos que la antena entre en resonancia. cabe destacar que para diseños prácticos la longitud de los dos conductores sumados se deja igual a 0.46λ esto debido a que la parte imaginaria de la impedancia de la antena a esta longitud de onda es cero por lo tanto se simplifica el análisis matemático.

La ecuación para la longitud de onda es:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{IV.25})$$

Se tiene que c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia a la que queremos conocer la longitud de onda.

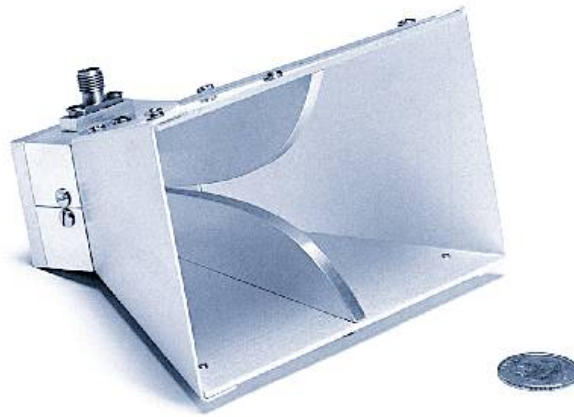
Figura IV.18: Antena dipolo de media onda.



3. Antenas de apertura. Esta es una forma de antena más sofisticada que las antenas de cable, debido a que fueron pensadas para utilización en altas frecuencias, algunos tipos de antena

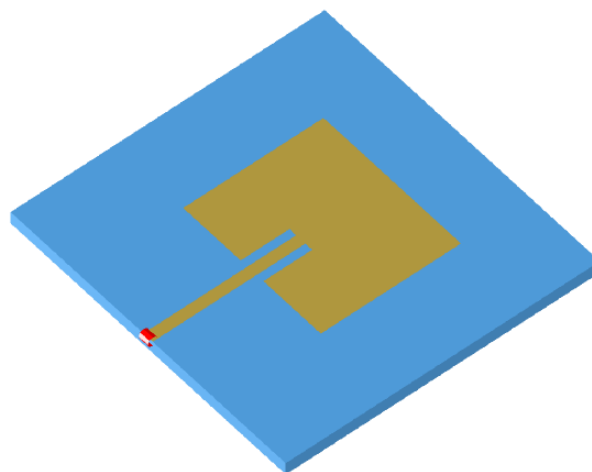
de apertura son las antenas tipo cuerno o *horn* en inglés en sus diferentes variaciones tales como las piramidales, rectangulares, cónicas etc.

Figura IV.19: Antena de apertura tipo cuerno.



4. Antenas Microstrip. Estas antenas se usan en dispositivos móviles como los teléfonos y son antenas que se realizan sobre una placa de cobre que no necesariamente tiene que ser plana, la antena consiste en un segmento de cobre dentro de la placa que puede tener distintos tipos de formas como por ejemplo formas rectangulares o triangulares etc. En principio el diseño de estas antenas es fáciles y su construcción también lo es (Balanis 2005).

Figura IV.20: Antena Microstrip elaborada en el software Antenna Magus



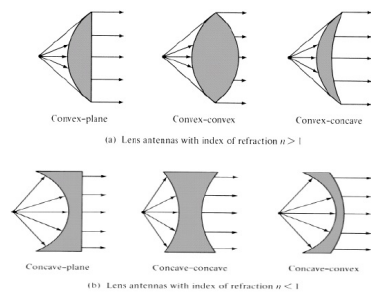
5. Arreglos de antenas. algunas aplicaciones requieren que las antenas tengan ciertas características que no se pueden alcanzar sólo con un elemento, y es posible que un conjunto de antenas en determinada posición geométrica puedan cumplir con estas características, es de esta forma que nacen los arreglos de antenas, que no son más que un conjunto de antenas colocadas de cierta forma para lograr características específicas.

Figura IV.21: Arreglos de antenas para radio astronomía *Very Large Array VLA* que es un arreglo variable que consiste de 27 antenas.



6. Antenas de lentes. Se usan para hacer que ondas electromagnéticas que se encuentran divergentes en el espacio se puedan volver ondas planas, son muy utilizadas en conjunto con reflectores parabólicos especialmente en altas frecuencias, debido a que mientras menor sea la frecuencia mayor será el tamaño de este tipo de antenas.

Figura IV.22: Funcionamiento de algunas antenas de lentes.



7. Antenas con reflector. Este tipo de antena es el que nos interesa, ya que para radioastronomía y telecomunicaciones las antenas con reflector son las más utilizadas, esto debido a la ganancia que se puede obtener y a su alta directividad, entre mayor sea la superficie del reflector

mayor será la ganancia que se obtendrá con el mismo, existen varios tipos de reflectores como el parabólico, elíptico circular etc. La función del reflector es poder concentrar la mayor cantidad de ondas electromagnéticas en un punto y de esta forma aumentar la ganancia de la antena.

Figura IV.23: Reflector parabólico alimentado por antena tipo cuerno piramidal

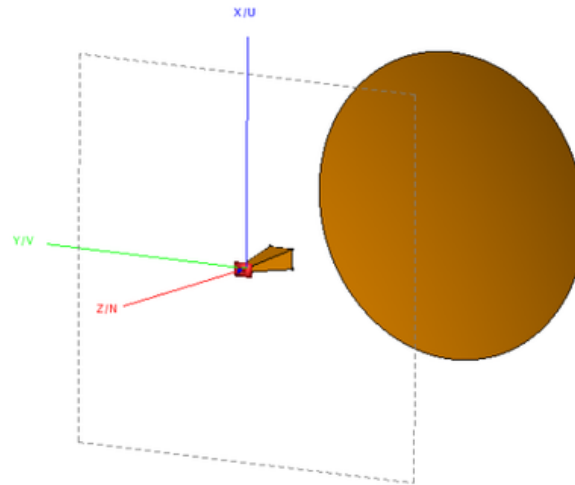
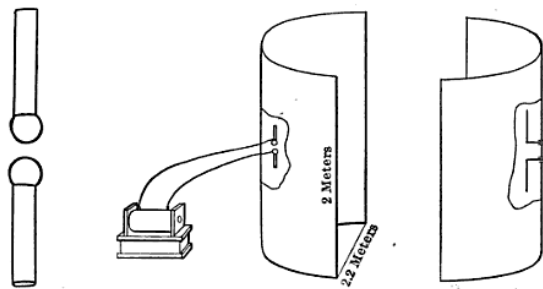


Figura IV.24: Reflector parabólico cilíndrico utilizado por Heinrich Hertz en sus experimentos para demostrar las propiedades de las ondas de radio. Cada reflector tanto el emisor como el receptor tenía un dipolo como antena de alimentación.



N. Amplificadores de bajo ruido *Low Noise Amplifier* LNA

Un LNA es un amplificador de bajo ruido *Low Noise Amplifier* y se utiliza para amplificar señales extremadamente débiles en las que es muy importante controlar la inyección de ruido producido por los circuitos eléctricos del amplificador, ya que si tenemos un LNA que amplifique la señal pero que introduce ruido con una amplitud mayor a nuestra señal no servirá de nada la amplificación debido a que nuestra señal se distorsionaría considerablemente debido al ruido.

Entre los parámetros de los LNA se encuentra su ganancia, linealidad y su factor de ruido *Noise Factor* NF que es tal vez su parámetro más importante debido a que es el que nos indica que tan bueno es el LNA ya que representa la magnitud del ruido generado por un dispositivo electrónico u óptico.

$$Fn = 10\log\left(\frac{snr_{in}}{snr_{out}}\right) \text{ Fn en dB} \quad (\text{IV.26})$$

En donde snr_{in} y snr_{out} son la relación señal ruido en la entrada y la salida respectivamente.

La relación señal-ruido se define de la siguiente forma:

$$snr = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad (\text{IV.27})$$

En donde P_{signal} y P_{noise} son la potencia de la señal y del ruido respectivamente.

De las ecuaciones (IV.26) y (IV.27) se puede deducir que el factor de ruido es un indicativo de cuanto ruido introduce el dispositivo a nuestra señal por lo que entre más pequeña sea la figura de ruido mejor será nuestro LNA.

V. Construcción y montura de un antena astronómica

A. Marco teórico

1. Tipos de montura: La montura es el soporte mecánico para un Radiotelescopio, sirve para sujetar la superficie reflectora (Parábola) y permite el seguimiento del objeto que se desea observar.

Uno de los principales puntos que se deben tomar en cuenta para la realización de una montura es su solidez y el tipo de montura a utilizar. Una montura debe evitar tener numerosas y continuas vibraciones para que no influyan en la adquisición de datos. La exposición a vibraciones se transmite a alguna parte del cuerpo en movimiento oscilante de una estructura, en este caso montura, esta puede venir del suelo, sistemas externos como el viento, etc. Dependiendo de la frecuencia del movimiento oscilatorio y de la intensidad, puede llegar a causar fallas mecánicas que afecten severamente la calidad de los datos que se obtengan (Rao 2012).

Los tipos de montura más comunes en Radiotelescopios son los siguientes:

a. Montura fija. Este tipo de radiotelescopio solo pueden cubrir de acuerdo a su tamaño una parte del cielo, estos no pueden seguir un cuerpo celeste debido a que son fijos.

b. Montura móvil. Este tipo de montura pueden captar un mayor área del cielo debido a que tienen movimiento de seguimiento sobre el cuerpo celeste que se esté estudiando.

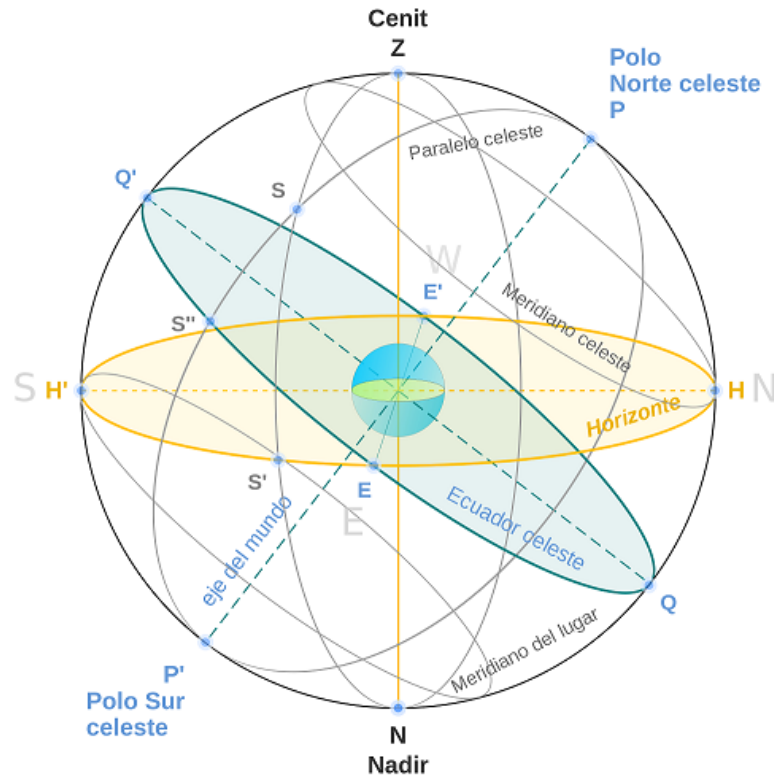
Para entender mejor los tipos de montura, en Astronomía se utilizan algunas en especiales que se basan de acuerdo a los parámetros de la infraestructura del radiotelescopio, por lo cual se presentan algunos conceptos de astronomía y también los tipos de montura que se utilizan de acuerdo al sistema de coordenadas.

2. Conceptos importantes de astronomía:

a. Coordenadas astronómicas. Se le llama coordenadas celestes o astronómicas al conjunto de valores que basados en un sistema de referencia, pueden dar la posición de un objeto en la esfera celeste (García 2000) (Calvo 2012).

b. Esfera celeste. La esfera celeste es una representación convencional del cielo como una envoltura esférica donde se proyectan los cuerpos celestes. El eje de la Tierra se encuentra en el mismo plano que el ecuador terrestre. La rotación y traslación de la Tierra no se encuentran en el mismo plano, existe una inclinación de 23.27° entre ellas. La posición de un astro en la esfera celeste se encuentra dado por un sistema de coordenadas esféricas, estas son similares a las coordenadas que se utilizan para ubicar un punto en la superficie terrestre (latitud y longitud). Basados en esto se existen distintos tipos de monturas, las más utilizadas en este campo son las altacimutales y ecuatoriales, ambas buscan la misma finalidad que es contrarrestar el movimiento de la Tierra para poder seguir al objeto que se observa (García 2000) (Mendoza 2013).

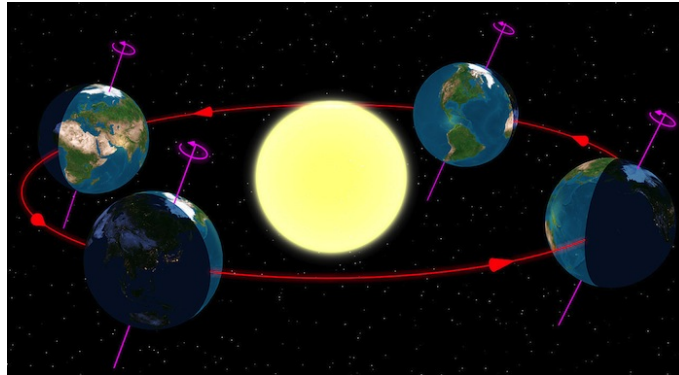
Figura V.1: Representación convencional de la esfera celeste.



(Mendoza, 2013)

Se sabe que la Tierra gira sobre su propio eje y este realiza una traslación respecto al Sol, así también lo hacen los demás planetas que se encuentran en nuestro sistema solar. Este movimiento de la Tierra produce un cambio continuo en la ubicación de los cuerpos celestes en el cielo.

Figura V.2: Representación del movimiento de traslación de la Tierra.

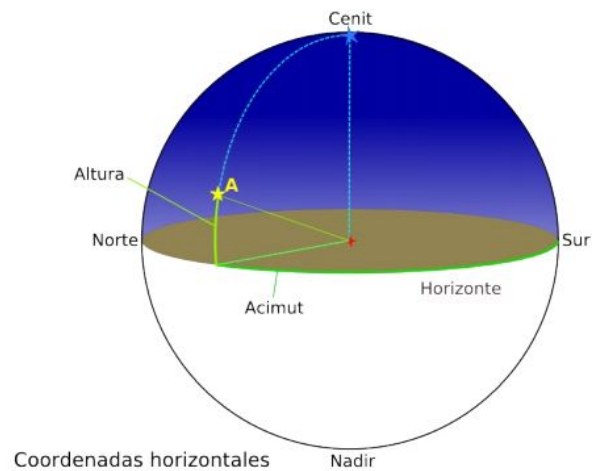


(Hernández, 2012)

c. Montura con coordenada altacimutal. Una montura altacimutal tiene dos ejes perpendiculares de movimiento, estos son vertical y horizontal, estos son medidos en relación al observador, donde se dice que su posición es por ejemplo 10 acimut, 47 altura (Cogollos 2015).

- Acimut: Se le llama acimut al ángulo que forma la proyección sobre el plano del horizonte del eje óptico del Radiotelescopio con respecto al norte geográfico (Garcia 2000).
- Altura: Se le llama altura al ángulo que se forma del eje óptico del Radiotelescopio con el plano del horizonte (Garcia 2000).

Figura V.3: Coordenada Altacimutal.



(Calvo, 2012)

- Desventajas: Para poder buscar un punto en el cielo, se deben tener las coordenadas horizontales del punto a observar, es decir, su acimut y altura. Esta es una desventaja debido a que las coordenadas horizontales de un objeto celeste se encuentran dadas por las coordenadas geográficas, en este caso longitud y latitud, esto implica que se deben calcular los puntos de las coordenadas horizontales del cuerpo celeste a observar. Otra desventaja que se presenta es que la altura y el acimut tienen implícitamente una dependencia del tiempo, esto hace que no se puedan mantener los objetos observados por el Radiotelescopio por mucho mucho tiempo. Cuando las coordenadas de ubicación de un cuerpo celeste dependen del tiempo y ubicación, estas son llamadas locales. Esta dependencia es algo inevitable debido a la rotación de la Tierra.

- Ventajas: Estas monturas son generalmente más robustas y de fácil posicionamiento y transporte. Comparadas con las ecuatoriales, suelen ser más baratas, por ejemplo los telescopios más grandes utilizan monturas altacimutales.

d. Montura con coordenada ecuatorial. Para el tipo de montura Ecuatorial se tiene un eje paralelo al eje de giro de la Tierra y el otro eje perpendicular al de declinación, que es el eje de movimiento. La configuración de este eje, dependerá de la localización geográfica de la localización del Radiotelescopio (Mendoza 2013).

Figura V.4: Coordenada ecuatorial.



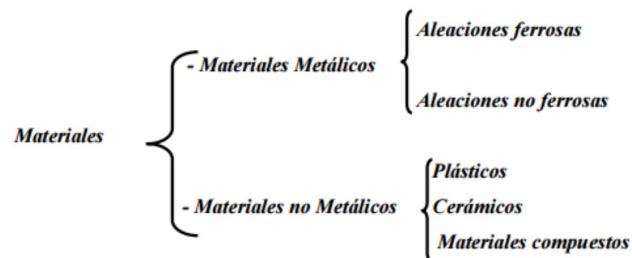
(Calvo, 2012)

- **Declinación:** Este es el ángulo que forma un objeto respecto al ecuador celeste. El ecuador celeste es solo la proyección del ecuador terrestre con la imaginaria esfera celeste(Calvo 2012).
- **Ascensión recta:** Este es el ángulo medio entre el punto vernal y el objeto sobre el ecuador celeste hacia el Este. El punto vernal es el punto en el que se encuentra el Sol en equilibrio con la primavera (Calvo 2012).
- **Desventajas:** Estas monturas tienen un costo muy elevado y son difíciles de construir, esto aumenta si la antena es muy grande. Se debe contemplar un contrapeso para recompensar el movimiento de la rotación de la Tierra, el Radiotelescopio entero debe girar al rededor de un eje polar, esto se puede lograr con motores que mantengan un movimiento preciso. Puesto que los radiotelescopios comúnmente son muy pesados, se debe pensar en un contrapeso, para que este lo compense cuando este girando. Cuando no se sabe de monturas, se puede llegar a decir que la ecuatorial es mejor, debido a su facilidad para poder definir coordenadas de los objetos celestes. Sin embargo, los grandes radiotelescopios suelen usar monturas altacimutales, ya que la montura altacimutal permite un seguimiento preciso y complejo de los grados de libertad en el tiempo. Para un radiotelescopio muy pesado el mecanismo a utilizar es más complejo (Mendoza 2013).
- **Ventajas:** Se busca poder reducir la dependencia de una de las coordenadas locales a una sola coordenada. De esta forma, es posible construir una montura en la cual sólo uno de los grados de libertad dependerá del tiempo, esto de forma lineal, mientras que el otro permanece constante.

3. **Conceptos importantes de materiales.** La buena selección de material determina la calidad, resistencia y durabilidad de la montura que se diseñará. Existen diversidad de materiales disponibles con características. Por lo cual se debe realizar una selección de acuerdo a las características que se desean.

Los materiales de ingeniería pueden dividirse de como se muestra en la siguiente imagen:

Figura V.5: División de materiales de ingeniería.



(Diaz, 2008)

Basados en la clasificación de los materiales que se muestran en la Fig. V.5, los materiales con aleaciones ferrosas se pueden clasificar en aceros y fundiciones de hierro.

a. Los aceros. El acero se clasifica de acuerdo al contenido de carbono que tenga:

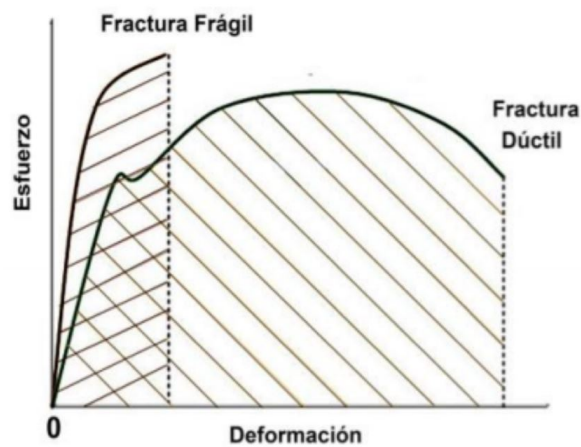
- Aceros Simples
- Aceros Aleados
- Aceros de alta aleación

b. Aceros simples. Esta es una aleación de hierro con carbono, se diferencia por que el rango de contenido de carbono se encuentre entre: 0.02% hasta el 2%, esto con otros materiales como P, S, Mn, Si, Cu, etc, estos se consideran como impurezas del material. Los aceros simples también se clasifican en:

- Aceros de bajo carbono: (0.02- 0.3 %C). Entre las características más importantes son:
 - Soldables.
 - Dúctiles.
 - No son tratados termicamente.
 - Maquinables.
 - Poseen una resistencia. mecánica moderada.
- Aceros de medio carbono: (0.3-0.65 %C). Sus características más importantes son:
 - Templables.
 - Alta resistencia Mecánica.
 - Ductilidad moderada.
- Aceros de alto contenido de carbono: (>0.65 %C). Sus características más importantes son:
 - Templables.
 - Duros.
 - Resistentes al desgaste.
 - Difícil de soldar.
 - Poco tenaces.

c. Relación de esfuerzo-deformación del acero estructural. Los diagramas de esfuerzo-deformación de un material ofrecen información sobre el desempeño del material bajo situaciones particulares. La curva que se tiene de esfuerzo y deformación, expone el rango de un material que tiene de comportamiento dúctil y frágil. El acero presenta los mismos comportamientos en compresión y tensión, la mayor parte la resistencia a compresión suele ser menor a la de tensión. Un diagrama de esfuerzo-deformación varía de acuerdo al tipo de acero, velocidad de carga y temperatura. En la fig.V.6 se muestra sólo un ejemplo de una gráfica de esfuerzo-deformación (Beer 2007).

Figura V.6: Diagrama de esfuerzo-deformación para acero.



(Balcarcel, 2014)

d. Materiales dúctiles. Los materiales dúctiles son todos los materiales que pueden estar sometidos a deformaciones unitarias antes de llegar a su rotura. Los materiales dúctiles son capaces de absorber impacto, si llegan a sufrir sobrecargas, estos tendrán una deformación muy grande antes de su falla (Beer 2007).

El método para determinar la ductilidad de un material es por medio de su porcentaje de elongación en el momento de su fractura.

e. Módulo de elasticidad. Cuando se somete a una fuerza de tensión a una pieza de acero estructural dúctil, la pieza comenzará a alargarse. Si se va incrementando la fuerza a una razón constante, la magnitud de la elongación será mayor dentro de ciertos límites. Se le llama módulo de elasticidad a la relación que existe entre el cambio de esfuerzo y el cambio de deformación unitaria (Balcarcel 2014).

f. Fragilidad del acero. Esta propiedad en los aceros esta relacionada a la alta resistencia del acero, esta propiedad es inversamente proporcional, por lo cual se debe buscar un equilibrio de acuerdo a lo que se requiera (Balcarcel 2014).

g. Carga permisible y esfuerzo permisible (factor de seguridad). Un elemento estructural en condiciones normales de uso, la carga máxima que puede soportar es considerablemente más pequeña que la carga última. La carga máxima también es conocida como la carga permisible o la carga de diseño. La relación que existe entre la carga permisible y la carga última se conoce como el factor de seguridad. Que se muestra en la ecuación V.1:

$$\text{Factor de seguridad} = F.S. = \frac{\text{Carga última}}{\text{Carga permisible}} \quad (\text{V.1})$$

El factor de seguridad también puede ser la relación entre el esfuerzo último y el esfuerzo permisible, siendo valida también la ecuación V.2, un factor de seguridad de 2 se considera bueno para diseño de estructuras:

$$\text{Factor de seguridad} = F.S. = \frac{\text{Esfuerzo último}}{\text{Esfuerzo permisible}} \quad (\text{V.2})$$

h. Deformación máxima permisible:. Para encontrar la deformación máxima que es permisible par una estructura se basa en la norma ASCE 7-10, *Seismic Design Requirements for Nonbuilding Structures*. El criterio que se utiliza se muestra en la Figura V.7.

Figura V.7: Factor de desplazamiento por ASCE 7-10, *Seismic Design Requirements for Nonbuilding Structures*

Structure	Risk Category		
	I or II	III	IV
Structures, other than masonry shear wall structures, 4 stories or less above the base as defined in Section 11.2, with interior walls, partitions, ceilings, and exterior wall systems that have been designed to accommodate the story drifts.	0.025 h_{sx} ^c	0.020 h_{sx}	0.015 h_{sx}
Masonry cantilever shear wall structures ^d	0.010 h_{sx}	0.010 h_{sx}	0.010 h_{sx}
Other masonry shear wall structures	0.007 h_{sx}	0.007 h_{sx}	0.007 h_{sx}
All other structures	0.020 h_{sx}	0.015 h_{sx}	0.010 h_{sx}

^a h_x is the story height below Level x.

^bFor seismic force-resisting systems comprised solely of moment frames in Seismic Design Categories D, E, and F, the allowable story drift shall comply with the requirements of Section 12.12.1.1.

^cThere shall be no drift limit for single-story structures with interior walls, partitions, ceilings, and exterior wall systems that have been designed to accommodate the story drifts. The structure separation requirement of Section 12.12.3 is not waived.

^dStructures in which the basic structural system consists of masonry shear walls designed as vertical elements cantilevered from their base or foundation support which are so constructed that moment transfer between shear walls (coupling) is negligible.

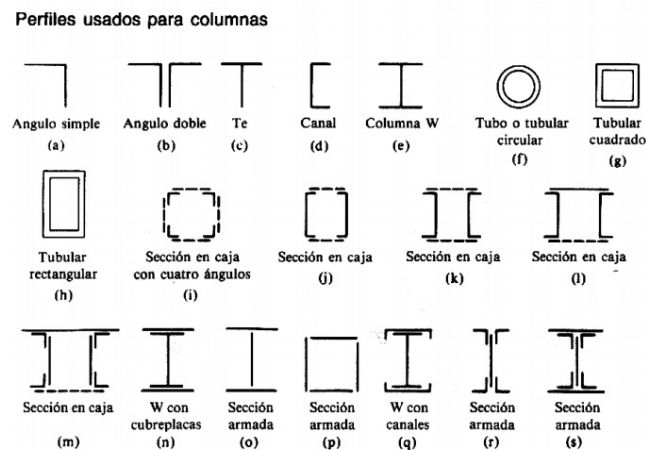
i. Corrosión. La corrosión es el deterioro de un material debido a una reacción química en su entorno, esta depende de variables como la temperatura, concentración de reacciones, esfuerzo mecánico, erosión de agua y el ambiente en el que se encuentra (Cuesta 2009).

4. Conceptos importantes de ingeniería estructural.

a. Clasificación de estructuras. Existen elementos que se utilizan en estructuras, estos se clasifican de acuerdo a su forma y su función, algunos ejemplos son los siguientes:

- Vigas: Comúnmente son horizontales rectos que se utilizan generalmente para el soporte de cargas verticales.
- Tirantes: Estos son estructuras que se someten a fuerzas de tensión, estos son esbeltos y para formarlos se utilizan perfiles rectangulares, redondos o barras.
- Columnas: Estos generalmente son verticales y se utilizan para el soporte de cargas axiales de compresión.

Figura V.8: Tipos de perfiles.

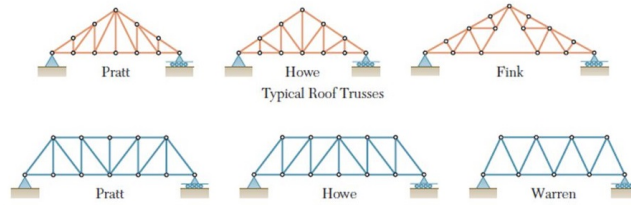


(Russell, 1997)

b. Tipos de estructuras.

- Armaduras: Las armaduras se utilizan generalmente cuando se requiere una estructura grande y la altura no es un factor importante para el diseño. Este consiste en poner barras en tensión y elementos tipo columna, usualmente son colocados de forma triangular.

Figura V.9: Tipos de armaduras.



(Russell, 1997)

- Marcos: Los marcos generalmente se utilizan en edificios, estos están conformados por vigas y columnas que se encuentran articuladas o rígidas en sus conexiones.
- Cables y arcos: Es una de las formas utilizadas para grandes distancias, esto debido a que son flexibles y soportan sus cargas en tensión.

c. Tipos de cargas.

- Carga Viva: Estas cargas varían en su magnitud y localización, estos pueden ser causados por pesos temporales que se tengan en la estructura.
- Carga Muerta: Son todas las cargas de los pesos diversos de los miembros que conforman la estructura y cualquier objeto que se encuentre permanentemente en la estructura.
- Cargas de viento: Cuando se obstruye el flujo del viento, la energía de este se convierte en energía cinética. En procedimiento estático, el viento tiene un efecto en nuestra estructura que es causado por un viento que sopla continuamente. Aplicando la norma AGIES NSE2-2010 “Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección”, en el capítulo 5 referente a “Fuerzas de Viento” nos da los lineamientos para considerar las presiones del viento (American Society of civil engineers 2010). Para tal efecto se aplicó la ecuación V.3 de la norma la cual dice:

$$P = C_e C_q q_s I \quad (V.3)$$

Donde:

P: es la presión de diseño de viento.

C_e : es el coeficiente de exposición que se basa en la Figura V.10.

C_q : es el coeficiente de presión para la estructura o la parte de la misma bajo consideración Figura V.11.

q_s : es la presión de remanso del viento a la altura estándar de 10 metros como se establece en la Figura V.12, y conforme la ubicación de la estructura según el mapa de zonas de Velocidad Básica del Viento para Guatemala (km/h) que aparece en la Figura V.13.

I es el factor de importancia. Usar 1.15 para obras esenciales y 1.0 para las otras clasificaciones.

Figura V.10: Coeficiente de exposición, AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección".

ALTURA SOBRE EL NIVEL PROMEDIO DEL TERRENO (m)	Exposición D	Exposición C	Exposición B
4.5	1.39	1.06	0.62
6.0	1.45	1.13	0.67
7.5	1.50	1.19	0.72
9.0	1.54	1.23	0.76
12.0	1.62	1.31	0.84
18.0	1.73	1.43	0.95
24.0	1.81	1.53	1.04
30.0	1.88	1.61	1.13
36.0	1.93	1.67	1.20
48.0	2.02	1.79	1.31
60.0	2.10	1.87	1.42
90.0	2.23	2.05	1.63
120.0	2.34	2.19	1.80

Alturas menores a 4.50m debe utilizar el factor C_e para 4.50m
 Alturas mayores a 4.50m pueden ser interpoladas

(American Society of civil engineers, 2010)

Figura V.11: Coeficiente de presión para la estructura, AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección".

ESTRUCTURA O PARTE DE LA MISMA	DESCRIPCIÓN	FACTOR Cq
1.Estructuras y Sistemas Primarios	Muros: Muro en barlovento Muro en sotavento Techos: Viento perpendicular a la cumbrera Techo en sotavento o techo plano Techo en barlovento: Pendiente menor a 1:6 Pendiente mayor a 1:6 y menor a 3:4 Pendiente mayor a 3:4 y menor a 1:1 Pendiente mayor a 1:1 Viento paralelo a la cumbrera y techo plano	0.8 hacia adentro 0.5 hacia fuera 0.7 hacia fuera 0.7 hacia fuera 0.9 hacia fuera ó 0.3 hacia adentro 0.4 hacia adentro 0.7 hacia adentro 0.7 hacia fuera
2.Elementos y componentes que no están en áreas de discontinuidad	Elementos de Muros: Todas las estructuras Estructuras encerradas y no encerradas Estructuras parcialmente encerradas Parapetos Elementos de Techos: Estructuras encerradas y no encerradas Pendiente menor a 7:12 Pendiente mayor a 7:12 y menor a 1:1 Estructuras parcialmente encerradas Pendiente menor a 1:6 Pendiente mayor a 1:6 y menor a 7:12 Pendiente mayor a 1:6 y menor a 7:12 Pendiente mayor a 7:12 y menor a 1:1	1.2 hacia dentro 1.2 hacia fuera 1.6 hacia fuera 1.3 hacia dentro o hacia fuera 1.3 hacia fuera 1.3 hacia fuera o hacia dentro 1.7 hacia fuera 1.6 hacia fuera 0.8 hacia dentro 1.7 hacia adentro o hacia fuera
3.Elementos y componentes en áreas de discontinuidades	Esquinas de Muros Aleros de techos, cornizas inclinadas o cumbreras sin voladizos Pendiente menor a 1:6 Pendiente mayor a 1:6 y menor a 7:12 Pendiente mayor a 7:12 y menor a 1:1 Voladizos en aleros de techos, cornizas inclinadas o cumbreras y toldos	2.3 hacia arriba 2.6 hacia fuera 1.6 hacia fuera 0.5 sumado a los valores anteriores
4.Chimeneas, tanques y torres sólidas	Cuadrado o rectangular Hexagonal u octogonal Redondo o elíptico	1.4 en cualquier dirección 1.1 en cualquier dirección 0.8 en cualquier dirección
5.Torres de estructuras abiertas	Cuadrado y rectangular Diagonal Normal Triangular	4.0 3.6 3.2
6.Accesorios de torres (escaleras, conductos, lámparas y ascensores)	Elementos cilíndricos 51 mm o menor diámetro Mayores de 51 mm de diámetro Miembros planos o angulares	1.0 0.8 1.3
7.Señalización, astas de bandera, postes de luz y estructuras menores		1.4 en cualquier dirección

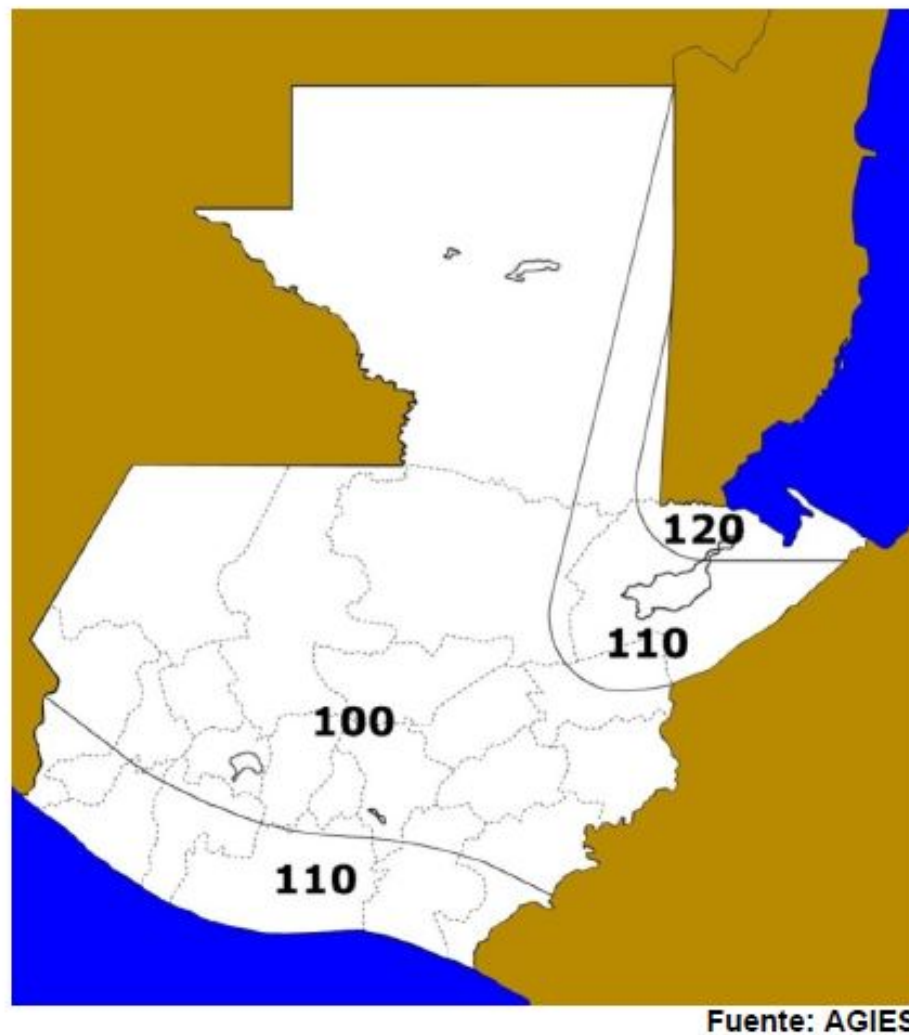
(American Society of civil engineers, 2010)

Figura V.12: Presión de remanso del viento AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección".

Velocidad básica del viento (Km/h)	100	110	120
Presión (Pa)	474	573	682

(American Society of civil engineers, 2010)

Figura V.13: Velocidad Básica del Viento (km/h) AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección".



(American Society of civil engineers, 2010)

- Cargas de sismo: Las cargas de sismos afectan una estructura debido a la interacción del movimiento del suelo y las características de respuesta de la estructura. La magnitud que puede llegar a tener esta carga dependerá de la cantidad y tipo de aceleración que presente el suelo. Para obtener las cargas de diseño para sismo, se utilizó la normativa ASCE 7-10 (*Minimum design loads for Building and other structures*), dicha normativa es avalada por la AGIES (Asociación Guatemalteca de Ingeniería Estructural y Sísmica), para su uso en Guatemala. (American Society of civil engineers 2010). El capítulo 15 de la norma ASCE 7-10, *Seismic Design Requirements for Nonbuilding Structures* nos da los lineamientos para considerar el sismo en estructuras que no son edificaciones, el cual nos refiere al capítulo 13 *Seismic Design Requirements For Nonstructural Components*, y en la sección 13.3 *Seismic Demands On Nonstructural Components* nos detalla la ecuación 13.3-1 para calcular la demanda sísmica:

$$F_p = \frac{0.4a_p S_{DS} W_P}{\frac{R_P}{I_P}} \left(1 + 2\frac{z}{h}\right) \quad (\text{V.4})$$

Donde el valor no debe ser mayor a:

$$F_p = 1.6 S_{DS} I_P W_P \quad (\text{V.5})$$

Y tampoco debe ser menor a:

$$F_p = 0.3 S_{DS} I_P W_P \quad (\text{V.6})$$

Donde:

F_p = fuerza sísmica de diseño

S_{DS} = aceleración espectral, corto período de tiempo, se determina en la Sección 11.4.4

a_p = componente de factor de amplificación (Se selecciona el valor apropiado en la Tabla 13,5-1 o 13,6-1).

I_p = importancia del componente o estructura, (Esto se proporciona en la sección 13.1.3 del libro consultado).

W_p = peso operativo componente.

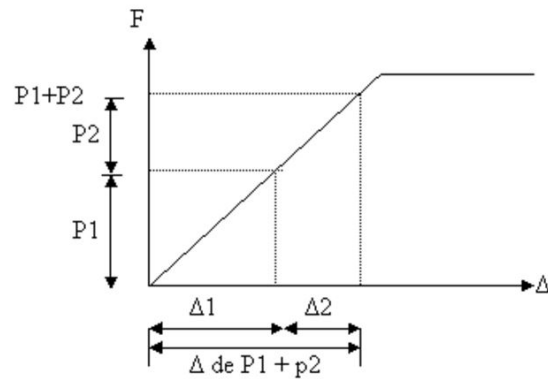
Z = Altura de la estructura.

h = Altura media de la estructura respecto a la base.

d. Principio de superposición de cargas. Cuando se tienen un número de cargas aplicadas simultáneamente, la respuesta se puede representar como la suma de las respuestas de las cargas individuales, obteniendo la respuesta al aplicar por separado cada carga. Un ejemplo de superposición de cargas se puede ver en la Figura V.14.

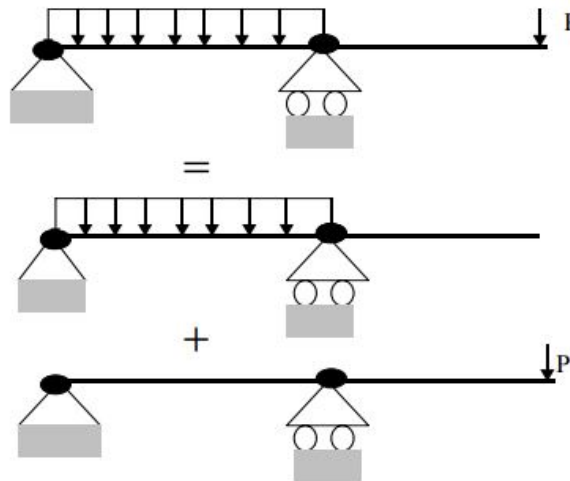
Para poder aplicar este principio, el material de la estructura deber ser elástico y cumplir con la ley de Hooke, como se muestra en la Figura V.14 que muestra la gráfica de esfuerzo vs deformación de un material perfectamente elástico.

Figura V.14: Gráfica de esfuerzo vs deformación de un material perfectamente elástico.



(Russell, 1997)

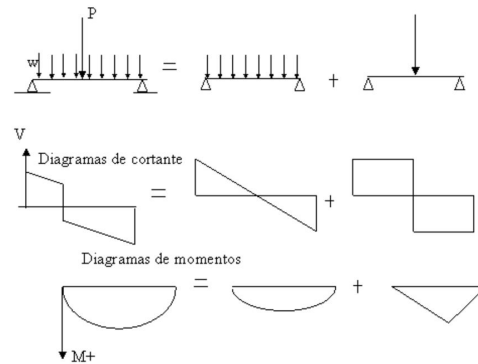
Figura V.15: Ejemplo de superposición de cargas.



(Russell, 1997)

Las respuesta de cada una de las cargas aplicadas, produce un desplazamiento y fuerzas internas en la estructura, por lo cual en la Figura V.16 se muestra un ejemplo de la suma de los efectos totales que sufre una viga al tener una carga puntual y una carga distribuida.

Figura V.16: Efectos totales como la suma de efectos de cargas parciales en una viga.



(Russell, 1997)

e. Combinación de cargas para diseño estructural. Para poder realizar una combinación de carga, esta dependerá del método de diseño que corresponda según la norma que sea referente a la estructura que se esté analizando. En el caso del diseño de la estructura para el Radiotelescopio se utilizó las normas de la serie NSE-7 que especifica el método "Diseño por factores de carga y resistencia", por lo cual se basa en la siguiente combinación de cargas:

- Sismo: La carga de sismo como se mencionaba anteriormente, está definida en las normas NSE como una acción que corresponde al nivel de resistencia a la cedencia del sistema estructural al que se aplica (AGIES NSE 2-10 2010) Para la carga combinada de sismo, la norma NSE presenta la Ecuación V.7 y la Ecuación V.8.

$$1.2M + V + S_V \pm S_h \quad (\text{V.7})$$

$$0.9M - S_V \pm S_h \quad (\text{V.8})$$

Donde:

S: Sismo que por no tener factor de carga se multiplica por 1.

S_h : Factor que corresponde al sismo horizontal.

S_V : Factor que corresponde al sismo vertical.

M: Carga muerta.

V: Carga viva.

- Viento: Debido a que la carga de viento se considera como una carga alterna. El factor máximo

que se utiliza para el viento es de 1.3 según la norma NSE (AGIES NSE 2-10 2010). Para la carga combinada de viento, la norma NSE presenta la Ecuación V.9 y la Ecuación V.10.

$$1.2M + V \pm 1.3W + 0.5P_L + 0.0Vt \quad (\text{V.9})$$

$$0.9M \pm 1.3W \quad (\text{V.10})$$

Donde:

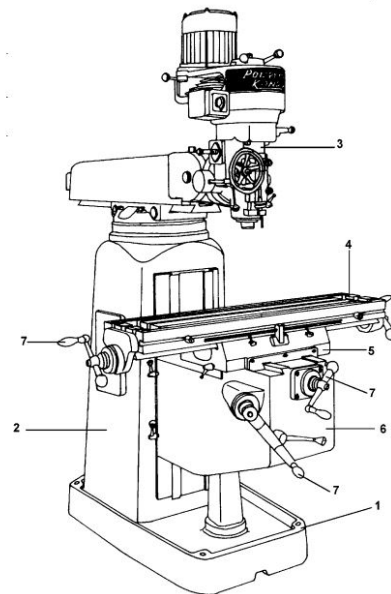
W: Carga de viento.

M: Carga muerta.

5. Máquinas de corte. Máquinas que se utilizan para el corte de perfiles existen varias, estas se van seleccionando de acuerdo al material y la forma que se desea cortar. Las máquinas que se utilizaron son:

a. Fresadora.

Figura V.17: Fresadora y sus partes.



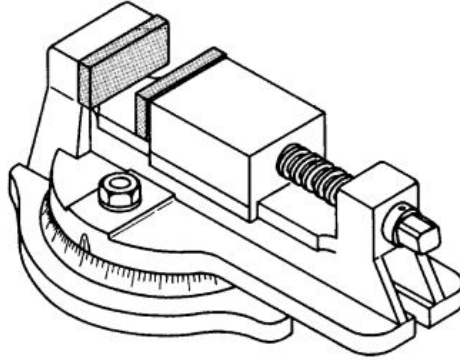
- | | |
|-------------------------|-------------------------------------|
| 1.- Base. | 5.- Carro transversal. |
| 2.- Columna. | 6.- Carro vertical/ménsula. |
| 3.- Cabezal | 7.- Accionadores manuales de carros |
| 4.- Carro longitudinal. | |

(Anónimo, 2010)

La fresadora es una máquina de movimiento continuo, este realiza los cortes por medio de una herramienta que es llamada fresadora (Anónimo 2010).

b. Sistema de amarre de la fresadora. Se utilizan mordazas para la el máquinado de la pieza, esto para tenerla fija y qu no tenga movimiento al estar maquinando (Anónimo 2010).

Figura V.18: Sistema de amarre de la fresa.

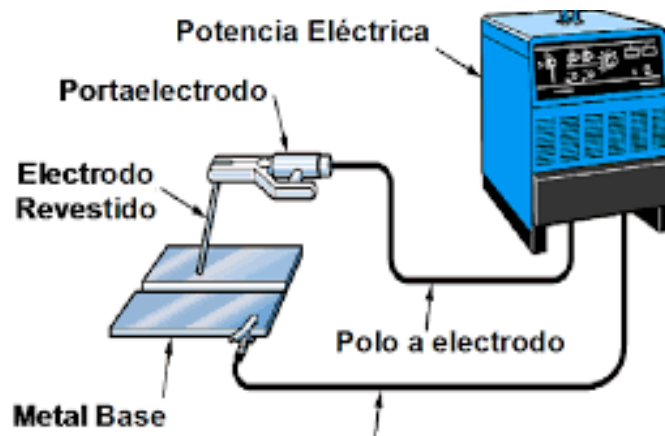


(Anónimo, 2010)

6. Conceptos importantes de soldadura. Al proceso que se lleva de unión entre metales por la acción de calor, se le llama soldadura, este puede ser con o sin aportación de material.

a. Soldadura por arco eléctrico. Este tipo de soldadura se basa en una fuente de calor que se domina arco eléctrico, esto por medio de un generador por la combustión que se da del revestimiento del electrodo, eso hace posible la fusión de la pieza y el metal de aporte, generando así una resistencia a esfuerzos mecánicos.

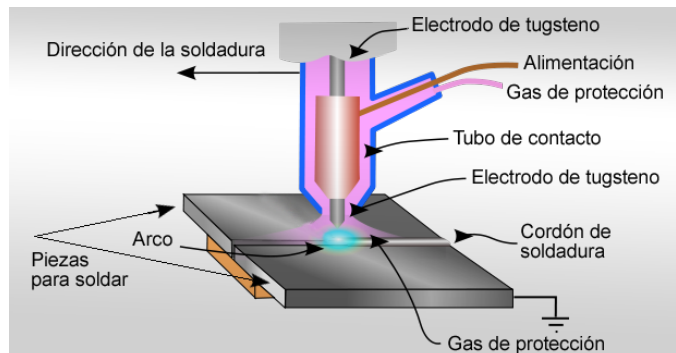
Figura V.19: Soldadura por arco eléctrico.



(Monroy, 2000)

b. Método TIG. Este método se basa en aislar el arco y el metal fundido de la atmósfera, esto mediante un gas inerte que puede ser helio, argón, hidrógeno, etc. En este método el electrodo no se consume, el arco entra entre el electrodo y la pieza, el metal de aportación es una varilla que no cuenta con revestimiento y es de una composición similar a la del metal base.

Figura V.20: Soldadura por el método TIG.



(Monroy, 2000)

7. Pinturas anticorrosivas:. Las pinturas constituyen desde un punto de vista técnico y económico la mejor alternativa para controlar el fenómeno corrosivo en hierros y aceros. Para ambientes con clima variable, en muchos casos se complementa con sistemas de protección.

Los requerimientos fundamentales para la selección del sistema de pintura anticorrosiva son:

- Características del sustrato y del medio agresivo: definen muchas propiedades de la película (flexibilidad, resistencia a los álcalis, permeabilidad, etc.).
- Pretratamiento existente: debe ser compatible con el sistema protector a aplicar.
- Equipos y aplicación: dependen del sustrato y su ubicación física; su selección involucra la composición de la mezcla solvente, viscosidad, etc.
- Durabilidad: se debe compatibilizar el aspecto técnico y económico; en este último caso, se pueden considerar dos criterios, costo por litro o por trabajo terminado.
- Toxicidad y seguridad: se debe aplicar la legislación vigente sobre las materias primas y los productos terminados.

8. Análisis por elementos finitos. La técnica de análisis de estructuras por elementos finitos (AEF) consiste en el uso de métodos numéricos para su análisis. Estos métodos numéricos se basa en dividir la geometría de la estructura en pequeños elementos en los cuales se resuelven ecuaciones diferenciales correspondientes a un campo en forma discreta, tomando en cuenta las propiedades físicas del material utilizado, elementos del entorno, condiciones del contorno y fuentes generadoras de campo. La resolución de estas ecuaciones de forma discreta se realizan de forma iterativa hasta converger a la solución. Los puntos de interés al realizar análisis por elementos finitos pueden incluir los puntos de fractura del material filetes, esquinas, detalles complejos, y áreas de alto estrés, que son datos que nos interesan para garantizar un buen diseño de la antena y montura (Zienkiewicz 1983).

Para simular los efectos de los entornos reales de trabajo en la FEA, los distintos tipos de carga se puede aplicar a la modelo de elementos finitos, incluyendo:

- Nodal: fuerzas, momentos, los desplazamientos, velocidades, aceleraciones, temperatura y flujo de calor.
- Elemental: carga distribuida, presión, temperatura y flujo de calor.
- Las Cargas de aceleración del cuerpo (la gravedad).

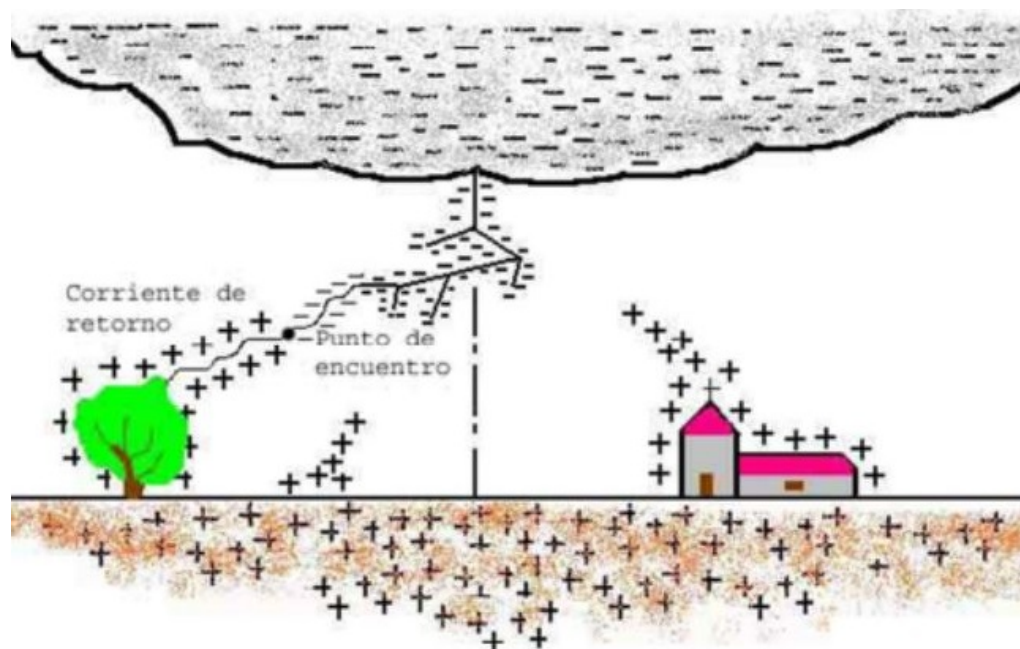
9. Pararrayos. También conocido como Sistema de Protección de Descargas Atmosféricas, un pararrayos es un elemento metálico cuya función es ofrecer un punto de coincidencia para una descarga, teniendo un camino controlado de disipación por medio de una puesta a tierra, en el cual fluirá la corriente del rayo.

Un pararrayos se compone principalmente de tres partes:

- Pararrayos
- Cable o elemento conductor
- Tierra física o elemento de descarga a tierra.

a. Rayo ó descarga atmosférica. Se le conoce como rayo a la unión violenta que se tiene de cargas positivas y negativas, estas forman una descarga eléctrica a través de gases de baja conductividad, las descargas pueden ocurrir de nube a tierra o de nube a nube. Las descargas de nube a tierra son las que provocan daños y son los que nos interesan poder disminuir la probabilidad que ocurran.

Figura V.21: Ejemplo de un fenómeno de descarga.



(Anónimo, 2003)

b. Lugares donde se debe utilizar un sistema de pararrayos. Existen distintos factores que se deben tomar en cuenta para evaluar si se necesita la instalación de un pararrayos.

Entre los factores que más se toman en cuenta se encuentran:

- Edificios o zonas abiertas con concurrencia de público.
- Edificaciones de gran altura y en general, construcciones elevadas (pilares, antenas, torres, etc.)
- Construcciones y depósitos en los que se manipulen y/o contengan materiales peligrosos (explosivos, inflamables, tóxicos, etc.)
- Edificio que contengan equipos ó documentos especiales vulnerables ó valiosos (Instalaciones de Telecomunicaciones, ordenadores, archivos, museos, monumentos históricos, patrimonios culturales, etc.) y en general estructuras utilizadas para fines comerciales, industriales, agrícolas, administrativos ó residenciales.

c. Normativas para pararrayos. Existen diferentes normas estándares que tienen distintas recomendaciones para el uso de pararrayos, algunas de estas son:

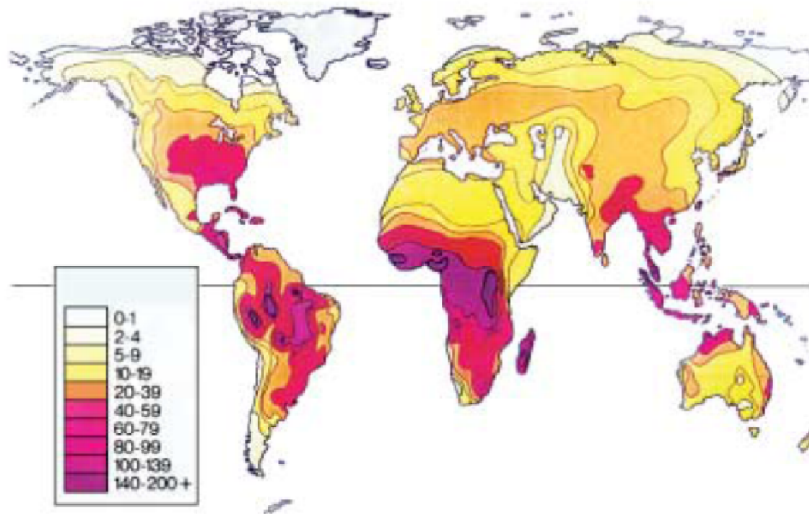
- NFPA 780, *Standard for the Installation of Lightning Protection Systems*.
- EIA-TIA 607, *Grounding and Bonding Requirements for Telecommunications*.
- IEEE 142, *Grounding of Industrial and Commercial Power Systems*.
- IEEE 1100, *Powering and Grounding Electronic Equipment*.

d. Protección contra el rayo. La protección contra el rayo consiste en:

Poder capturar el rayo constituyendo un punto de impacto privilegiado con algún dispositivo de captura natural o específico (pararrayos, jaula enmallada o hilos armados). También canalizar la corriente d rayo, así facilitando su paso por medio de una *bajada a tierra*. Además conducir la corriente de rayo a la tierra garantizando su dispersión en el suelo con una *puesta a tierra pararrayos*. Las normas actuales de pararrayos, pretenden como objetivo de la protección del rayo, salvaguardar la vida de las personas e instalaciones y remarcan que en mayor o menor grado, aceptan que no existe una protección absoluta contra el rayo, sino sólo una protección adecuada.

e. Análisis de riesgo de rayo.

Figura V.22: El nivel ceraunico N_k expresa el valor anual medio del número de días de tormentas (cuando se escucha el fragor del trueno en un lugar determinad).



(Anónimo, 2003)

Las normas *NF C 17-100*, *NF C17-102* y *CIE 61024-1-1*, presentan aplicaciones de los métodos de análisis y de cálculo para saber el riesgo del rayo, esto permite saber si se necesita tener una protección o definir en consecuencia el nivel de protección requerido.

El análisis se fundamenta sobre la evaluación de la frecuencia anual media N_d esperada de golpes de rayo directos sobre la estructura que se este considerando y de la frecuencia de impacto aceptada por ésta.

Para estos cálculos se definen las Ecuaciones

$$N_d = 2 * N_g * Ae * C1 * 10^{-6} \quad (V.11)$$

$$N_c = \frac{5,5}{*} 10^{-3} C2 * C3 * C4 * C5 \quad (V.12)$$

$$Ae = L * I * 6 * H * (L + I) + 9\pi * H^2 \quad (V.13)$$

$$N_g = 0.002 * N_k^{1.25} \quad (V.14)$$

$$N_g = 0.004 * N_k^{1.25} \quad (V.15)$$

Donde:

- N_d : Frecuencia anual media esperada de los golpes de rayo.
- N_c : Frecuencia de fulminación aceptada por la estructura.
- N_g : Densidad de impacto.
- N_k : Nivel de ceraunico (Valor anual medio del numero de días de tormentas).
- C1: Entorno de la estructura.
- C2: Tipo de construcción.
- C3: Contenido de la estructura.
- C4: Ocupación de la estructura.
- C5: Consecuencia de una fulminación en la continuidad del servicio.
- Ae: Superficie equivalente de captura de la estructura (en mm^2).

Los valores para los coeficientes C1, C2, C3, C4 y C5 están definidos por la norma *NF C 17-100*, *NF C17-102*, estas tablas se muestran a continuación.

Cuadro V.1: Coeficiente C1: Entorno de estructura

Descripción	C1
Rodeado por estructuras o árboles de la misma altura o mas altos	0.25
Rodeado por estructuras de menor altura	0.5
Aislado, no existen estructuras aledañas	1
Aislado, en la parte mas elevada de una colina	2

Cuadro V.2: Coeficiente C2: Tipo de estructura.

C2	Techo		
	Metálico	Común	Flamable
Estructura			
Metálica	0.5	1	2
Común	1	1	2.5
Flamable	2	2.5	3

Cuadro V.3: Coeficiente C3: contenido de la estructura.

Contenido estructural	C3
No valiosa y no flamable	0.5
Valor estandar o normalmente flamable	1
Altamente valiosa o particularmente flamable	2
Excepcionalmente valiosa, irremplazable o altamente flamable, explosiva	3

Cuadro V.4: Coeficiente C4: ocupación de la estructura

Ocupación estructural	C4
No ocupada	0.5
Normalmente ocupada	1
Evacuaciones dificultosa	3

Cuadro V.5: Coeficiente C5: consecuencias de una filmación en la continuidad del servicio.

Consecuencias del rayo	C5
Continuidad del servicio no requerida	1
Continuidad del servicio requerida sin consecuencias en el entorno	5
Consecuencias en el entorno	10

f. Elección del nivel de protección. Para esta elección se presenta los siguientes criterios:

- Si $N_d > N_c$: Hay que instalar un sistema de protección contra el impacto directo del rayo. Según el nivel de protección determinado, este sistema de protección tiene que presentar una eficacia E tal como:

$$E \geq 1 - \frac{N_c}{N_d} \quad (\text{V.16})$$

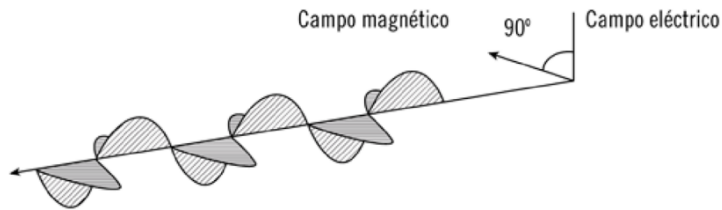
- Si $N_d \leq N_c$: La instalación de un sistema de protección contra el impacto directo de rayo (IEPR) es opcional, si ninguna ley lo impone.

VI. Procesamiento de la señal

A. Señales

Las ondas electromagnéticas se pueden definir como una perturbación de energía que se propaga en un medio, teniendo una característica fundamental que las diferencia del resto de ondas, esto es, que se propagan a lo largo del espacio con dos niveles energéticos perpendiculares entre sí. Estos niveles son el vector campo eléctrico (E) y el vector campo magnético (B), en la Figura VI.1 se puede observar una representación de una onda electromagnética. Se dice que son vectores porque tienen magnitud, dirección y sentido. La magnitud de esos vectores en un punto del espacio es el que va a indicar el nivel o valor del campo eléctrico o magnético. Se denomina intensidad del campo al nivel o intensidad de la señal que adoptan los campos eléctrico y magnético. Las ondas electromagnéticas se pueden clasificar según su frecuencia, cubriendo una amplia gama de frecuencias o longitudes de onda. Esta clasificación no tiene límites precisos y puede verse en el conocido espectro electromagnético (Júregui 2014).

Figura VI.1: Onda electromagnética.



Las ondas electromagnéticas presentan características que las diferencian de otros tipos de ondas. Entre estas se puede mencionar que no requieren de ningún medio de transmisión y pueden, por tanto, viajar en el vacío. Su velocidad de propagación depende del medio físico; en el vacío viajan a la velocidad de la luz que son aproximadamente 300,000 km/s. Además pueden ser diferenciadas por su amplitud (A), frecuencia (f), longitud de onda (λ) y velocidad de propagación (v) (Júregui 2014).

La descripción de una forma de onda que es continua en el tiempo y que puede tomar un rango continuo de valores en amplitud se considera una señal analógica. El término señal de tiempo discreto es utilizado para describir una señal cuya variable independiente tiempo es cuantificada de tal forma que solo se tiene el valor de la señal en instantes discretos de tiempo (Lyons 2011). Una señal real discreta se define como cualquier secuencia de números reales ordenados en el tiempo.

Igualmente, una señal compleja discreta se define como cualquier secuencia de números complejos ordenados en el tiempo (Smith III 2007).

B. Teorema de muestreo

El muestreo es un proceso lineal mediante el que se transforma una señal continua en el tiempo y de banda limitada, en una sucesión (continua) de valores de amplitud en instantes discretos, que constituyen la denominada señal muestreada o serie temporal. Esta transformación se puede hacer de distintas formas, pero lo más habitual es que la señal muestreada esté formada por valores de la señal original en instantes de tiempo equiespaciados, se habla entonces de muestreo uniforme (Pallas 1993).

La validez del proceso de conversión analógico-digital y digital-analógico depende del teorema de Nyquist. Este teorema nos indica que debemos tomar muestras a una frecuencia doble de la máxima frecuencia que tiene la señal a muestrear. El efecto en la conversión analógico-digital es la existencia de *aliasing* en la señal digital, esto es, señales de frecuencia superior a la permitida por el muestreo aparecen tras la digitalización como señales de frecuencia permitida (Martín *et al.* 2006).

La eliminación de estos efectos viene dada por el uso de una correcta frecuencia de muestreo y por la utilización de filtros en la entrada del convertidor analógico digital para eliminar las frecuencias que producirían el *aliasing*. Por otro lado, en la reconstrucción de la señal analógica a la salida del convertidor digital analógico, se debe incluir un filtro pasa bajo que únicamente deje pasar las frecuencias menores a la mitad de la frecuencia de muestreo para una correcta reconstrucción de la señal (Martín *et al.* 2006).

C. Ruido eléctrico

El ruido eléctrico puede definirse como cualquier tipo de energía eléctrica no deseada presente en la banda de paso de la señal de información. Es una señal o un conjunto de señales indeseables de origen aleatorio que se suman a la señal de información y que puede ocasionar ciertos problemas en la comunicación, como por ejemplo que la señal recibida pierda calidad o incluso deje de ser recibida correctamente (Vazquez 2015).

Uno de los principales enemigos de las comunicaciones actuales y de todos los sistemas eléctricos es el ruido que esta presente siempre en todos y cada uno de los sistemas. Según el tipo de ruido que se presente en nuestro sistema podemos acudir a determinadas formas para reducirlo o en ocasiones eliminarlo. Es importante saber que no todos los tipos de ruido pueden ser eliminados, existen tipos de ruido que sin importar lo que hagamos no los podremos eliminar de nuestro sistema y como resultado deberemos de trabajar con él pudiéndolo eliminar en etapas siguientes del procesamiento

de la señal como por ejemplo por medio de análisis estadísticos. Según el momento en el que se presente el ruido podemos clasificarlo como ruido correlacionado y no correlacionado.

Gran parte del trabajo de los ingenieros y diseñadores de equipos ha sido determinar y establecer las fuentes de ruido con el propósito de minimizar sus efectos en la transmisión y captación de información. Se considera en telecomunicaciones como fuente de ruido cualquier dispositivo entre el emisor y receptor con la capacidad de modificar de forma aleatoria la señal en cuestión. En las comunicaciones espaciales la señal procedente de un satélite o de una remota galaxia es muy débil y necesita ser amplificada de tal forma que el ruido introducido por el amplificador sea menor que la señal misma (Figueiras 2002).

Existen actualmente diferentes fuentes de ruido que puede afectar a los circuitos eléctricos, tanto en la transmisión como en la recepción de información. Por lo tanto, las diferentes fuentes de ruido pueden ser clasificadas en ruidos correlacionados, los cuales dependen de la presencia de la señal a estudiar; y los no correlacionados, que resultan no tener ninguna relación con la señal de estudio. Clasificaciones que pueden subdividirse en fuentes internas y externas (Figueiras 2002). Entre los criterios se debe de tomar en cuenta la fuente y la señal de ruido.

D. Tipos de ruido

1. Ruido no correlacionado.

a. Ruido externo. Este tipo de ruido se puede subdividir en diferentes tipos. Se presenta debido a fuentes que se encuentran fuera del circuito receptor. Entre los más comunes se pueden mencionar los siguientes:

- Ruido atmosférico: se genera debido a perturbaciones eléctricas naturales que se generan dentro de la atmósfera terrestre. Este tipo de ruido se debe a las cargas estáticas que se encuentran presente en nuestro planeta, por lo que en muchas ocasiones se le considera como ruido estático o electricidad estática. Siendo entonces importante saber que la magnitud de energía es inversamente proporcional a su frecuencia. Como consecuencia este ruido resulta ser relativamente insignificante en frecuencias de 30 MHz en adelante (Hernandez 2003).
- Ruido extraterrestre: También conocido como el ruido del espacio puesto que se genera debido a señales eléctricas presentes fuera de la atmósfera terrestre. Las principales fuentes de este tipo de ruido son la Vía Láctea, otras galaxias y el Sol. Se debe de mencionar que el ruido debido a las galaxias se presenta con una distribución bastante uniforme por el cielo; además del hecho de que su fuente esta ubicada más lejos y como resultado es relativamente pequeña su magnitud. Por otro lado, el ruido solar en forma directa de calor solar puede presentarse de forma esporádica debido a perturbaciones solares (Hernandez 2003).

- Causado por el hombre: Este tipo de ruido se presenta debido a mecanismos creados por el hombre externos al circuito receptor. Todo mecanismo que pueda generar la oscilación de cargas resulta en ser una fuente de ruido. Entre estos mecanismos se puede mencionar a los motores eléctricos, sistemas de encendido automotriz, lamparas fluorescentes. Es importante mencionar que este tipo de ruido se presenta en forma de pulsos en una amplia gama de frecuencias. Debido a sus fuentes, este ruido es mayor dentro de ciudades o puntos cercanos a fabricas e industrias de cualquier tipo (Hernandez 2003).

En astronomía cualquier elemento que haga interferencia, es decir, cualquier señal no astronómica se le conoce como RFI. Término que hace referencia a Radio Frequency Interference.

b. Ruido interno. Este tipo de ruido se presenta dentro del dispositivo eléctrico. Por lo que para eliminarlo o reducirlo se debe de trabajar directamente con el diseño del circuito receptor y cada uno de los dispositivos electrónicos que lo conforman. Se pueden mencionar diferentes tipos de ruido interno:

- Ruido de disparo: también conocido como ruido de transistor, se presenta debido a la llegada aleatoria de portadores de carga a los elementos de salida de un dispositivo eléctrico. Tanto en corriente alterna como en corriente directa estos portadores de carga no recorren una determinada trayectoria variando entonces las distancias que recorren y como resultado se presenta un flujo inestable desde una perspectiva atómica (Hernandez 2003).
- Ruido de tiempo de tránsito: este tipo de ruido se presenta al momento en el que una corriente pasa de la entrada a la salida de algún dispositivo electrónico. Puesto que esto produce una variación aleatoria e irregular, su resultado es una señal distorsionada. Se encuentra presente al momento de trabajar con señales de alta frecuencia. Esto se debe a que en elementos electrónicos como los transistores, la corriente debe de pasar del emisor al colector produciéndose una demora en el tiempo debido a lo que se tarda dicha corriente en propagarse a través del dispositivo. Por lo tanto, si este tiempo es muy grande en altas frecuencias puede ser perceptible y dañino para la señal que se esta recibiendo. Convirtiéndose entonces en una fuente de ruido un simple transistor cuyo objetivo era amplificar (Hernandez 2003).
- Ruido térmico: se encuentra asociado al movimiento rápido y aleatorio de los electrones de un material conductor. También es conocido como movimiento Browniano o ruido blanco. Esto se debe a que sus características fueron observadas por primera vez por el botánico inglés Robert Brown; además de una analogía con la luz blanca que se encuentra presente en todas las frecuencias de luz visible. Definiéndose entonces que el ruido térmico es el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de un conductor debido a la agitación térmica de los mismos. Es importante mencionar que este tipo de ruido se presenta en todas las frecuencias,

siendo proporcional al producto del ancho de banda por la temperatura. Como resultado de este se presenta una densidad constante de potencia en función de la frecuencia. Lo que quiere decir que la potencia de ruido blanco presente en una banda de paso que vaya de 1K Hz a 2K Hz es igual a la que se presenta en un mismo ancho de banda de paso a una frecuencia elevada como 1 M Hz (Hernandez 2003).

2. Ruido correlacionado. El ruido correlacionado es el que se encuentra directamente relacionado con la señal que se busca procesar. Por lo tanto este tipo de ruido solamente se presenta en el circuito al momento de que este se encuentre recibiendo dicha señal. Se presenta debido a la amplificación no lineal presente en el procesamiento de señales, entre las que se debe mencionar la distorsión armónica y la intermodulación. Se debe de tomar en cuenta que toda amplificación produce distorsión no lineal debido a que todos los amplificadores son no lineales hasta cierto punto. Además del hecho de que esta distorsión también se presenta debido a dispositivos no lineales que forman parte del circuito receptor, entre estos se pueden mencionar los diodos. Siendo entonces el ruido correlacionado una forma de ruido interno (Hernandez 2003).

- Distorsión armónica: también denominada como distorsión de amplitud, se presenta al producirse las armónicas no deseadas de una señal. Siendo las armónicas múltiplos enteros de la señal original de entrada que se desea trabajar. Dicha señal resulta ser la frecuencia fundamental, también denominada como primer armónico (Hernandez 2003).
- Distorsión por intermodulación: siendo este otro de los fenómenos indeseables que se presenta cuando dos o más señales se amplifican y el circuito no presente linealidades. En este caso se producen frecuencias de suma y resta no deseadas, conocidas comúnmente como frecuencias de productos cruzados. Estos productos cruzados tienen lugar tanto cuando las frecuencias fundamentales de las señales como los armónicos se mezclan; ya sea sumándose o restándose. Por esta razón es importante notar que para que exista distorsión por intermodulación debe de encontrarse presente dos o más señales de entrada en el sistema (Vazquez 2015).
- Ruido impulsivo: se caracteriza por ráfagas repentinas de pulsos de forma irregular, lo que nos indica que su duración puede ir desde unos microsegundos hasta una fracción de milisegundos; esto puede depender de su amplitud y del origen. En las comunicaciones, este tipo de ruido puede no ser de gran problema puesto que se traduce en momentos repentinos de ruido auditivo corto; lo que resulta más molesto que dañino. Por otro lado, en la transmisión o recepción de datos este ruido puede llegar a ser un verdadero problema por agregar datos que no corresponden a los verdaderos o esperados. Las fuentes más comunes de este tipo de ruido son los motores eléctricos, electrodomésticos, alumbrado, líneas de transmisión eléctrica; además de mala calidad de soldaduras en el circuito, malos materiales dieléctricos, entre otros

(Hernandez 2003).

- Interferencia: se considera como una perturbación en la señal que se desea recibir, como resultado de las armónicas o las frecuencias de producto cruzado de una fuente externa no deseada. Llegando entonces dichas frecuencias a la banda de paso de la señal en la que se tiene interés de recibir (Hernandez 2003).

3. Ruido blanco. Este tipo de ruido se define como uno no correlacionado que presenta una igualdad de poder en todas las frecuencias. Esto implicaría que dicho ruido presente potencia infinita, lo que resulta en que el ruido blanco es puramente conceptual. Sin embargo, al momento de trabajar en un sistema de banda limitada con un rango de frecuencias que presentan un espectro plano también se presentan las características de lo que llamamos ruido blanco. Por lo tanto para una señal con un ancho de banda de 10 kHz, todo espectro plano de ruido con un ancho de banda igual a 10 kHz o mayor se ve como un ruido blanco (Vaseghi 2008).

$$r_{nn}(\tau) = E[n(t)n(t + \tau)] = \sigma_n^2 \delta(\tau) \quad (\text{VI.1})$$

$$P_{nn}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{nn}(\tau) e^{-j^2 \pi f t} dt = \sigma_n^2 \quad (\text{VI.2})$$

$$P_{nn}(f) = \begin{cases} \sigma^2 & |f| \leq B \\ 0 & \text{de otra forma} \end{cases} \quad (\text{VI.3})$$

El ruido blanco resulta ser entonces una función en el tiempo con un promedio de cero y cuya varianza es de $\sigma^2 \delta(\tau)$. Cuya función de autocorrelación se puede observar en la Ecuación (VI.1). Esto debido a que en el espectro de potencia el ruido blanco resulta ser la varianza σ^2 ; tal como se muestra en la Ecuación (VI.2) donde el subíndice n hace referencia al ruido debido a su sigla del inglés *noise* (Vaseghi 2008).

Debido a que una señal con poder infinito puede ser simplemente teórico. Una forma de ver el ruido blanco de una manera más practica es el ruido blanco de banda limitada. El espectro de banda limitada del ruido blanco con un ancho de banda de B Hz se encuentra descrito por la Ecuación (VI.3) (Vaseghi 2008).

$$r_{nn}(T_s k) = 2B \sigma_n^2 \frac{\sin(2\pi B T_s k)}{2\pi B T_s k} \quad (\text{VI.4})$$

Debido a que el poder total del ruido blanco de banda limitada es $2B(\theta)^2$. La función de autocorrelación del ruido blanco respecto al tiempo discreto tiene la forma de una función *sinc*, también conocida como seno cardinal, descrita en la Ecuación (VI.4) (Vaseghi 2008).

En esta ecuación T_s es el periodo de muestreo. Cuando por conveniencia este periodo de muestreo cumple con el criterio de Nyquist, la función puede ser escrita como se muestra en la Ecuación (VI.5) (Vaseghi 2008).

$$r_{nn}(T_s k) = 2B\sigma_n^2 \frac{\sin(\pi k)}{\pi k} = 2B\sigma_n^2 \delta(k) \quad (\text{VI.5})$$

4. Ruido coloreado. El concepto de ruido blanco nos brinda una representación razonablemente realista y matemáticamente conveniente para cierto ruido que predomina en los sistemas de telecomunicaciones, pero existen otros tipos de ruido que se les considera no blanco. Por lo tanto, el termino de ruido coloreado refiere a todos los ruidos que no presentan el espectro de un ruido blanco. Dichos espectros, en lugar de ser constantes en el dominio de la frecuencia como lo es el ruido blanco resultan tener una forma exponencial inversa. Dos variedades clásicas del ruido coloreado son llamadas ruido rojo y ruido café, los cuales se pueden observar en las figuras VI.2 y VI.3 respectivamente (Vaseghi 2008).

Figura VI.2: Ejemplo de magnitud del espectro de un ruido rojo.

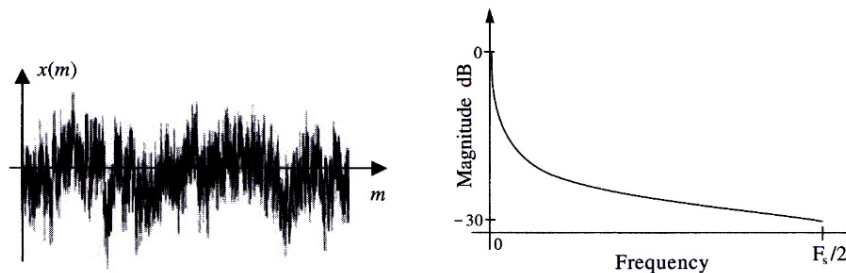
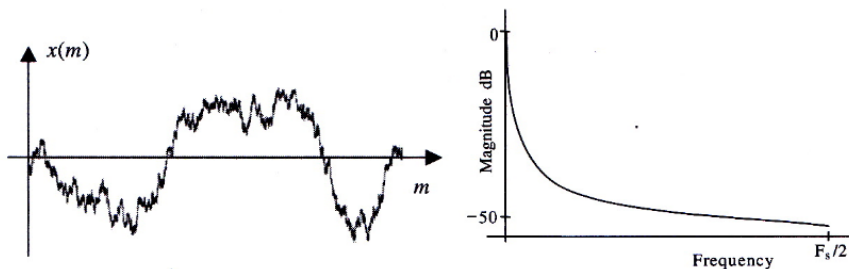


Figura VI.3: Ejemplo de magnitud del espectro de un ruido café.



E. Descripción de una señal

Como se ha presentado en la sección anterior, al estar trabajando con receptores de señales electromagnéticas estaremos siempre en presencia de ruido electromagnético. Estas señales de ruido

se buscará que sean representadas por medio de alguna función matemática. Esto con el propósito de poder entenderlas y caracterizarlas. Estas descripciones de ruido no pueden ser realizadas de forma explícita en el dominio del tiempo. Para esto se buscará utilizar herramientas estadísticas que nos permitirán cuantificar dicho ruido. Entre las herramientas a utilizar principalmente se encuentra la media, la varianza y la desviación estándar. En el caso del ruido, la media nos brindará el valor constante de la señal (Componente DC); la varianza nos brindara su magnitud al cuadrado, siendo este el poder de la componente que esta fluctuando en la señal (Componente AC); y la desviación estándar entonces seria un indicador de la magnitud de la componente fluctuante de la señal (Componente AC) (Lyons 2011).

1. Herramientas estadísticas.

a. Media y varianza de funciones aleatorias. Para determinar la media y la variaza de funciones aleatorias se utiliza lo que se conoce como función de densidad de probabilidad, denominada PDF por sus siglas en ingles (*Probability density function*). Estas funciones resultan ser la medida de probabilidad de que algún valor en particular se produzca en alguna función. Conociendo entonces la PDF de una determinada señal x , se utiliza μ_x como la media de una función aleatoria en la Ecuación (VI.6) (Lyons 2011).

$$\mu_x = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx \quad (\text{VI.6})$$

donde $p(x)$ es la PDF de la función y x es la función. Por lo tanto se puede expresar también la varianza en términos de la PDF para una función aleatoria de la forma en que se muestra en la Ecuación (VI.7) (Lyons 2011).

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu_x)^2 p(x)dx = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x)dx - \mu_x^2 \quad (\text{VI.7})$$

En el procesamiento de señales nos encontraremos con funciones de densidad de probabilidad (PDF) que presentan un valor uniforme, siendo estos casos en los que se puede fácilmente utilizar las ecuaciones (VI.6) y (VI.7) para determinar su media y varianza respectivamente. Otra de las funciones de densidad de probabilidad que más se encuentra en la naturaleza es denominada PDF normal, o Función densidad de probabilidad Gaussiana (Lyons 2011).

2. Estimación de relación señal/ruido. Con las herramientas estadísticas mencionadas anteriormente se buscará cuantificar la calidad de una señal contaminada con ruido. Para esto se buscará medir, o estimar, la proporción entre la potencia de la señal con respecto a la potencia del ruido. Denominado entonces por sus siglas en ingles como SNR (*Signal-to-Noise Ratio*), expresándose como se muestra en la Ecuación (VI.8). Esta proporción puede ser estimada tanto en

el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia (Lyons 2011).

$$SNR = \frac{\text{Signal power}}{\text{Noise power}} \quad (\text{VI.8})$$

a. Estimación del SNR en el dominio del tiempo. Estando la señal en el dominio del tiempo, se puede estimar el SNR. Estableciendo que una señal puede estar compuesta de un componente real $x_s(n)$ y una componente de ruido $x_n(n)$, el SNR de la señal $x(n)$ esta definido como se muestra en la Ecuación (VI.9) (Lyons 2011).

$$SNR = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} [x_s(n)]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} [x_n(n)]^2} \quad (\text{VI.9})$$

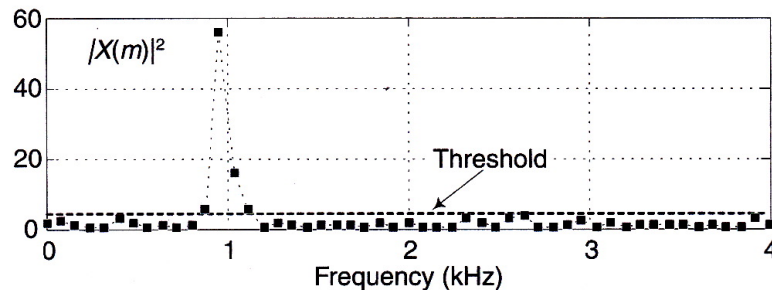
Conociendo entonces las varianzas tanto de la parte real como de la componente del ruido, se puede expresar el SNR de la componente fluctuante de la señal (Componente AC) como se muestra en la Ecuación (VI.10) (Lyons 2011).

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (\text{VI.10})$$

Debido a que los ordenes de magnitud con los que se trabajan pueden ser muy variados, se recomienda utilizar una representación logarítmica. Esta representación consiste en decibeles (Lyons 2011).

b. Estimación del SNR en el dominio de la frecuencia. En el dominio de la frecuencia también es posible obtener una representación del SNR. Para esto se procede a realizar la transformada discreta de Fourier a los datos que representen la señal que se analizará. Al resultado se le calcula la magnitud y luego puede proceder a graficar el resultado como se muestra en la Figura. VI.4. En donde se procede a establecer una línea limite que representara un valor de potencia umbral y se utiliza entonces la Ecuación (VI.11) (Lyons 2011).

Figura VI.4: SNR dominio de frecuencia.



$$SNR = \frac{\text{suma } |X(m)|^2 \text{ arriba del limite}}{\text{suma } |X(m)|^2 \text{ abajo del limite}} \quad (\text{VI.11})$$

3. Decibeles. Para mejorar la resolución en magnitud de las gráficas en el dominio de la frecuencia por lo general se utiliza una escala logarítmica. Esto nos permite observar mejor el comportamiento de las señales sin tener que extender demasiado la gráfica. Por esta razón, los decibeles también se utilizan cuando los ordenes de magnitud son demasiado diferentes. Los decibeles entonces son una unidad de medida de la potencia relativa ente dos señales, que matemáticamente se describe como en la Ecuación (VI.12) (Lyons 2011).

$$\text{Power Difference} = \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) dB \quad (\text{VI.12})$$

A simple vista parecieran no ser muy beneficiosos los decibeles, pero en la práctica resultan ser de mucha utilidad. El efecto no lineal que brindan los decibeles permite proveer una mejor resolución cuando la relación P_1/P_2 es pequeña, dándonos entonces una buena manera de reconocer pequeñas diferencias en el nivel de poder del espectro de alguna señal (Lyons 2011). Por lo general también se suelen utilizar los dBm, que resultan ser la relación de potencia entre alguna señal medida y un miliwatt. Esto se puede observar en la Ecuación (XI.2).

$$\text{Poder absoluto de } P_1 = \log_{10} \left(\frac{P_1[\text{Watts}]}{1[\text{miliwatt}]} \right) \text{dBm} \quad (\text{VI.13})$$

Convirtiéndose entonces los dBm en un nivel de referencia de potencia absoluta. Por lo tanto, no se debe de utilizar los dB y los dBm de forma intercambiable. Los dB son una relación de poder relativa entre dos señales, mientras que los dBm es una relación absoluta de poder entre una señal y un miliwatt.

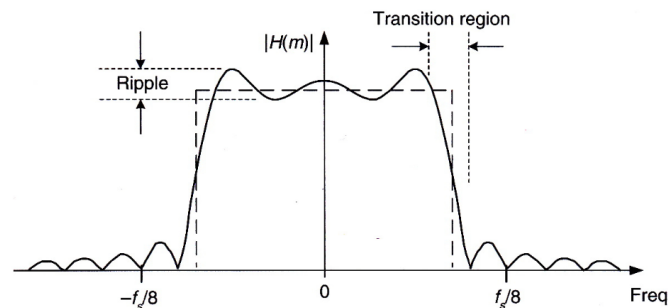
F. Filtros digitales

El filtrado de información digitalizada resulta no ser de las disciplinas fundamentales del procesamiento de señales digitales, pero si una de las más viejas. Su origen se presenta en los años 1950, pero no fue si no hasta los sesentas que el análisis y el desarrollo de los equivalentes digitales de los filtros analógicos comenzaron en serio. Fue entonces cuando los expertos en procesamiento digital de señales se dieron cuenta que las computadoras podrían ir más allá del mero análisis de las señales digitalizadas y lograr cambiar las características de las mismas por medio del filtrado. En general, el filtrado es un proceso en el dominio del tiempo de la señal que resulta en un cambio en el contenido del espectro original de la señal. El cambio usualmente es la reducción de componentes espectrales no deseadas. Esto quiere decir que un filtro permite pasar determinadas frecuencias mientras que atenúa otras frecuencias. Los filtros en general vienen en dos sabores:

los de Respuesta Impulsional Finita (FIR) y los de Respuesta Impulsional Infinita (IIR) (Lyons 2011).

En la Figura. VI.5 se puede observar la gráfica del comportamiento en magnitud de un filtro pasa bajas. El *Ripple* hace referencia a la variación presentada en la magnitud de la banda de paso. La región de transición se considera como el rango de frecuencias que cubre desde la banda de paso a la banda de rechazo. La banda de rechazo se encuentra luego de la región de transición y representa las frecuencias a las que se les disminuye su potencia con el objetivo de reducir su presencia en la señal de salida. Por ultimo, la banda de paso representa el rango de frecuencias que el filtro permitirá pasar, esta se encuentra delimitada por regiones de transición.

Figura VI.5: Comportamiento en magnitud de un filtro pasa bajas.



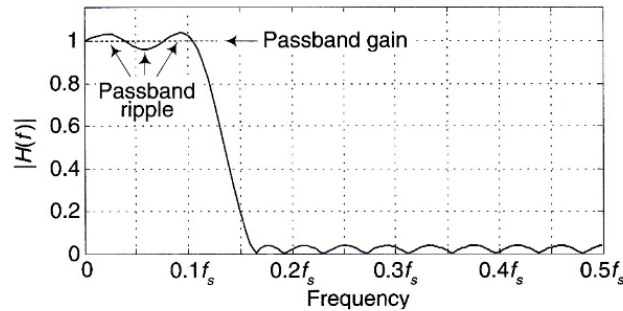
1. Filtros de Respuesta Impulsional Finita (FIR). Dada una duración finita de entradas diferentes a cero, un filtro FIR siempre tendrá una duración finita de salidas diferentes a cero; debido a esto es que estos filtros han adquirido ese nombre. Esto implica que si de repente la entrada resulta ser una secuencia de valores ceros, la salida del filtro eventualmente resultara siendo cero. Entre sus características se debe considerar que la secuencia de salida es considerablemente más suave que la secuencia de entrada. Además, este tipo de filtro tiene la propiedad de que su retraso entre la señal de entrada y la señal de salida no depende de la frecuencia de la señal de entrada, propiedad que se presenta solamente en los filtro FIR con coeficientes simétricos. Para determinar la respuesta en frecuencia del filtro, basta con aplicar la Transformada Discreta de Fourier (DFT) a su respuesta de impulso (Lyons 2011)

Una de las características dominantes de los Filtros FIR es su respuesta lineal en fase. La respuesta en fase de estos filtros se puede observar lineal para rangos de frecuencia seleccionados. La importancia de esta característica se debe a un factor que se le denomina retraso de grupo (*group delay*). El retraso de grupo (G) se define como el negativo de la derivada de la fase con respecto a la frecuencia, $G = -d\theta/df$. En Filtros tipo FIR, el retraso de grupo resulta ser la pendiente de la gráfica de respuesta de fase. Cuando el retraso de grupo es constante todas las componentes frecuenciales de la señal de entrada del filtro son retrasadas por un mismo valor de tiempo G antes

de que lleguen a la salida del filtro. Esto implica que no hay distorsión en fase introducida por el filtro en la señal de salida, lo cual resulta ser crucial en sistemas de comunicación. (Lyons 2011)

Por supuesto que no estamos interesados en el retraso de grupo fuera de la banda de paso de nuestro filtro debido a que la energía de la señal fuera de la banda de paso es lo que estamos tratando de eliminar a través del filtrado. Concluyendo entonces que la fase, o el retraso de fase, en la salida de un filtro FIR es la fase de la primera muestra de salida en relación a la fase de la primera muestra de entrada del filtro. Sobre la banda de paso, el corrimiento en fase es una función lineal de frecuencia. Eso será cierto solamente para los filtros que tengan coeficientes simétricos. (Lyons 2011)

Figura VI.6: Ganancia de paso de un filtro pasa bajas tipo FIR.



Una de las propiedades que es de interés en los filtros es su ganancia de paso. La definición estándar de la ganancia de paso es la magnitud de la respuesta en su banda de paso alrededor del que fluctúa la onda de banda de paso, denominada en inglés como *passband ripple* y se puede observar en la Figura. VI.6. En la práctica se diseñan los filtros para que tengan muy poca variación en su banda de paso, por lo tanto la ganancia de paso es aproximadamente igual a la ganancia DC del filtro a 0 Hz. La cual resulta ser la suma de la secuencia de respuesta impulsional del filtro que es igual a la suma de los coeficientes del filtro tipo FIR. La mayoría de los software comerciales de diseño de filtros tipo FIR realizan su diseño con búsqueda de una ganancia de paso unitaria. (Lyons 2011).

2. Filtros de Respuesta Impulsional Infinita (IIR). Los Filtros digitales de Respuesta Impulsional Infinita (IIR) son fundamentalmente diferentes de los de Respuesta Impulsional Finita (FIR) debido a que los IIR prácticos siempre requieren de una retroalimentación. Mientras que la salida de los Filtros FIR dependen solamente de entradas previas, las salidas de los filtros IIR dependen de entradas previas y salidas previas del mismo filtro. La "memoria" de los filtros IIR es una característica positiva pero también negativa. Como en todo sistema retroalimentado, las perturbaciones en la entrada del filtro pueden, dependiendo del diseño, causar que la salida del filtro sea inestable

y que oscile indefinidamente. Esta característica de la posibilidad de tener una duración infinita de salidas diferentes a cero, sin importar que la entrada se vuelva cero; es el origen de la frase Respuesta Impulsional Infinita (Lyons 2011).

En relación a los filtros tipo FIR, los IIR presentan una estructura más complicada, son más difíciles de diseñar, más difíciles de analizar y no presentan una respuesta de fase lineal. Sin embargo, resultan ser más eficientes. Los filtros IIR requieren de muchas menos multiplicaciones por cada muestra de salida del filtro para lograr una respuesta en magnitud a una frecuencia deseada. Desde un punto de vista de Hardware esto significa que los filtros IIR resultan ser muy rápidos; permitiendo trabajar a una elevada tasa de muestras en comparación de los FIR. Además, un filtro IIR nos puede brindar una ondulación en la banda de paso más reducida y una banda de transición más reducida generando una menor carga de trabajo que en un filtro FIR (Lyons 2011).

Si la entrada al filtro FIR repentinamente se convierte en una secuencia de ceros, la salida del filtro podría seguir siendo distinto de cero por siempre. Este peculiar atributo se origina debido a la forma en que son realizados, debido a su estructura retroalimentada de sus unidades de retardo, multiplicadores y sumadores. (Lyons 2011).

3. Gráfica de polos y ceros. Una de las más importantes características de cualquier sistema involucra el concepto de estabilidad. Se puede pensar que un sistema es estable si, dada alguna entrada acotada, la salida siempre se encontrará acotada. Esto parece una condición fácil de alcanzar debido a que la mayoría de sistemas con los que nos encontramos en nuestra vida diaria son de por sí estables. Sin embargo, al momento de realizar retroalimentaciones se presentan inestabilidades en el sistema. Para un filtro digital IIR con su retroalimentación interna, la inestabilidad resultaría en que sus salidas no sean totalmente representativas de la señal de entrada. Esto quiere decir que la salida del filtro resultaría no ser la versión filtrada de la entrada, presentando entonces oscilaciones extrañas y valores pseudo aleatorios como resultado del filtrado. (Lyons 2011).

Para determinar la estabilidad de un filtro, es posible utilizar la gráfica de polos y ceros tanto en el plano s como en el plano z . Realizando el análisis en el plano z , si todos los polos se encuentran dentro del círculo unitario el filtro es estable. Por otro lado, si uno de los polos se encuentra fuera del círculo unitario, el filtro será inestable. Para una representación gráfica de esto, se puede proceder a observar la Figura. VI.8, de donde claramente se presenta en un color oscuro la región estable, dentro del círculo unitario; en un color un poco más claro la región inestable. También podemos observar algunos ejemplos de estabilidad e inestabilidad en la Figura. VI.7. De donde podemos observar en la sección (c), cuando se presenta un par de polos conjugados sobre el círculo unitario el sistema entra en una oscilación debido al disturbio inicial de la función impulso, este comportamiento toma el nombre de estabilidad condicional. (Lyons 2011).

Figura VI.7: Ejemplos de estabilidad e inestabilidad en filtros. Del lado derecho gráfica de la respuesta impulsional en el dominio del tiempo, del lado izquierdo gráfica de polos en el plano Z.

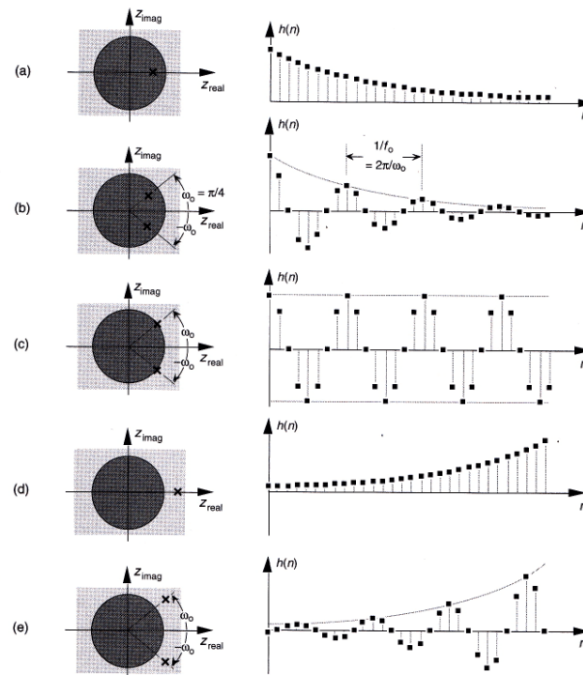
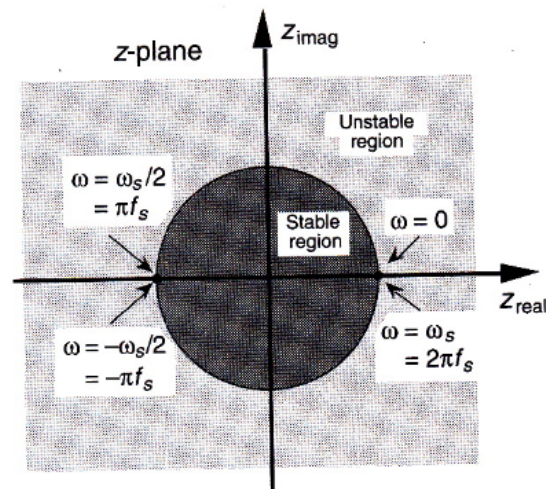


Figura VI.8: Áreas de estabilidad e inestabilidad en el plano Z.



G. Correlación

Con frecuencia es necesario cuantificar el grado de similitud entre varias señales o procesos. Este grado de dependencia, que vamos a denominar correlación, se puede definir matemáticamente, lo que nos dará una medida objetiva. Podemos encontrar aplicaciones que emplean técnicas basadas en

correlación en campos como bioingeniería para la detección de señales inmersas en ruido, sistemas de radar y sonar para la localización de la posición y velocidad de objetos, en la detección de códigos en comunicaciones etc. Además los procesos de correlación están muy ligados con los de convolución, tan empleados en el procesamiento digital de señales para obtener la respuesta de un determinado sistema, ya que una convolución no es más que una correlación invirtiendo el orden de una de las secuencias (Soria 2003).

Consideremos dos secuencias de datos, correspondientes a dos procesos que queremos comparar. La correlación existe entre ambas secuencias o correlación cruzada la vamos a definir de acuerdo con la siguiente expresión:

$$r_{xy}(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n-k) \quad (\text{VI.14})$$

A *priori*, puede parecer que una manera de estimar la similitud entre dos señales es calcular directamente el promedio de la suma de los productos, es decir eliminar el índice k del sumatorio anterior y que el resultado sea sólo un número. De esta forma, cuando las dos secuencias sean parecidas la suma de los productos tenderá a incrementar este valor. Valores grandes y positivos indicarían que ambas señales son parecidas y crecen a la vez, y valores negativos indican que el crecimiento de una variable esta asociado con el decrecimiento de la otra. por otra parte, valores próximos a ceros indican que las señales no tienen parecido, como ocurrirá al correlacionar dos señales de ruido aleatorio ya que las contribuciones positivas y negativas tenderán a cancelarse (Soria 2003).

Un problema que podemos tener con la definición de correlación que hemos dado es la dependencia del valor obtenido con la energía de las señales, es decir, dadas dos señales idénticas en forma pero de magnitud diferentes vamos a tener distintos valores de la correlación. Una forma de resolver este problema es dividir el valor obtenido en la ecuación anterior por la energía de las señales utilizadas. Al hacer esto obtenemos la definición del coeficiente de correlación (ρ):

$$\rho_{xy}(k) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n-k)}{[\sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) \sum_{n=0}^{N-1} y^2(n)]^{1/2}} \quad (\text{VI.15})$$

El coeficiente de correlación toma valores en el intervalo $[-1,1]$. Un valor 1 indica máxima co-

relación y un valor -1 indica correlación máxima pero con señales desfasadas. Un caso particular de la correlación cruzada es la autocorrelación, cuando las secuencias $x(n)$ e $y(n)$ coinciden. Particularizando la expresión de la correlación cruzada tendremos:

$$r_{xx}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x(n-k) \quad (\text{VI.16})$$

En el caso particular que el desplazamiento entre secuencias sea 0; es decir, $k = 0$ la autocorrelación coincide con la energía de la señal.

$$r_{xx}(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)^2 \quad (\text{VI.17})$$

Se puede demostrar que $r_{xy}(l)$ es sólo la versión reflejada de $r_{yx}(l)$ donde la reflexión se hace con respecto a $l = 0$. Por tanto, la matriz de correlación cruzada entre dos secuencias es simétrica; nos da la misma información hacer la correlación entre $x(n)$ e $y(n)$ que viceversa (Soria 2003).

VII. El Sol en radio

A. Cantidades astronómicas relevantes

Una cantidad importante para analizar el espectro electromagnético del Sol en la frecuencia que operará el radiotelescopio es la *Intensidad Específica* (I_ν), también llamado brillo espectral. Esta esta dada por la definición:

$$I_\nu \equiv \frac{dP}{\cos\theta d\sigma d\nu d\Omega} \quad (\text{VII.1})$$

Donde dP es la potencia por unidad de ángulo Sólido, $d\Omega$ es el diferencial de ángulo sólido que comprende el cuerpo observado desde el telescopio, $d\nu$ es el diferencial de frecuencia, $d\sigma$ es el área infinitesimal de la apertura y θ es el ángulo de la posición del cuerpo con la normal del área de la apertura del telescopio. Las dimensionales de la intensidad específica son [$Wm^{-2}Hz^{-1}sr^{-1}$]. Es importante notar que la intensidad específica no depende de la distancia a la que se encuentra el cuerpo.

Como esta definida en la ecuación VII.1 la potencia esta dada por una unidad de frecuencia, que es lo usualmente utilizada en el espectro de radio. Una variante, reemplazando $d\nu$ por $d\lambda$ da el espectro por longitud de onda, mayormente utilizada en observaciones en otros espectros.

Cuando el ángulo sólido de un cuerpo esta bien definido se puede utilizar alternativamente la densidad de flujo S_ν , dada por la ecuación:

$$S_\nu \equiv \int_{\text{objeto}} I_\nu(\theta, \phi) \cos\theta d\Omega \quad (\text{VII.2})$$

Cuando el angulo sólido que comprende el objeto es pequeño, esta expresión se simplifica a:

$$S_\nu \equiv \int_{\text{objeto}} I_\nu(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{VII.3})$$

Las dimensionales de la densidad de flujo son [$Wm^{-2}Hz^{-1}$]. Dadas las bajas potencias de las usuales observaciones en radioastronomía, estas dimensionales son demasiado grandes, por lo que en radioastronomía se suele utilizar el jansky (Jy) para la densidad de flujo. El jansky esta definido como:

$$1Jy \equiv 10^{-26} Wm^{-2} Hz^{-1} \quad (\text{VII.4})$$

Para observaciones es solares se suele usar otra unidad de densidad de flujo llamada SFU (Solar Flux Unit) que es equivalente de $10^4 Jy$.

Se debe notar que, a diferencia de la intensidad específica, la densidad de flujo si depende de la distancia del objeto, siendo el ángulo sólido (Ω) que este comprende mayor mientras mas cerca se encuentre el observador. Esto se debe a la proporcionalidad del tamaño aparente del objeto que se está observando al inverso del cuadrado de la distancia dada por:

$$\Omega \propto d^{-2} \quad (\text{VII.5})$$

Suponiendo una fuente de radio isotrópica, puede ser útil encontrar su luminosidad espectral (L_ν), relacionada con la densidad de flujo por:

$$L_\nu = 4\pi d^2 S_\nu \quad (\text{VII.6})$$

Donde $4\pi d^2$ es el área de una esfera a la distancia que el cuerpo esta radiando. Esta cantidad es la potencia total radiada por frecuencia, por lo tanto sus unidades son [WHz^{-1}]. Esta es una propiedad intrínseca del objeto ya que el d^2 cancela la dependencia a d^{-2} de la densidad de flujo.

B. Radiación térmica (cuerpo negro)

Para caracterizar las cantidades antes mencionadas es de utilidad conocer la Ley de Planck, la cual caracteriza el espectro de emisión de radiación térmica de un cuerpo negro:

$$B_\nu(\nu, T) = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{1}{\exp(h\nu/kT) - 1} \quad (\text{VII.7})$$

En la expresión anterior B_ν es el brillo espectral de la fuente, que depende de la frecuencia (ν) y de su temperatura de brillo (T). Esta cantidad esta dada en [$Wm^{-2}Hz^{-1}sr^{-1}$], al igual que la intensidad específica (I_ν) antes mencionada y estas coinciden en el caso de que la radiación sea de cuerpo negro, es decir tenga origen térmico.

En el límite $h\nu \ll kT$ la Ley de Planck puede aproximarse a lo que se conoce como el límite de Rayleigh-Jeans, el que aplica a la porción del espectro de radio, la cual nos interesa. Entonces al expandir la ecuación VII.7 queda la expresión:

$$B_\nu(\nu, T) = \frac{2kT\nu^2}{c^2} \quad (\text{VII.8})$$

Comparando la intensidad específica obtenida con nuestro radiotelescopio con estas distribuciones es posible identificar si la radiación observada es de origen térmico o proveniente de otros procesos.

Aunque la radiación de cuerpo negro no es la única fuente de radiación en la frecuencia que se va a observar, las herramientas que el análisis de esta radiación proporciona, como la temperatura de

brillo, T_b , son útiles para caracterizar y analizar los datos que se medirán. Es usual en astronomía asignarle temperaturas de cuerpo negro a las intensidades, aunque estos no tengan significado físico y por consiguiente no correspondan a la temperatura física del objeto observado. De manera que las intensidades de cuerpo negro se expresan en unidades de temperatura de acuerdo a la siguiente ecuación.

$$T_b(\nu) = \frac{B_\nu c^2}{2k\nu^2} \quad (\text{VII.9})$$

C. Radiación no térmica

Mientras que la radiación térmica esta descrita completamente por la distribución de Rayleigh-Jeans, la no térmica presentaría una variación respecto al tiempo y a la frecuencia correspondiente con la actividad del plasma en el Sol. En ese sentido la observación ha mostrado que existen componentes cuya variación en el tiempo son el resultado de actividad en las manchas Solares, llamaradas Solares o tormentas Solares. Es Sol esta conformado por plasma, el cuarto estado de la materia. Este es un gas ionizado, en donde los electrones y protones, núcleos atómicos, se mueven independientemente. La interacciones del plasma Solar con su campo magnético y otras fuerzas dan origen a fenómenos que emiten radiación. Los mecanismos de emisión de dichos fenómenos están descritos por procesos radiativos no térmicos tales como Bremstrahlung, radiación de plasma, radiación de ciclotrón y de sincrotrón. Se discutirán la denominación de estas componentes más adelante.

1. Bremstrahlung. Bremstrahlung significa radiación de frenado en alemán. Por lo general esta es causada cuando un electrón acelerado por un campo magnético se encuentra con un átomo, usualmente núcleos en un plasma, experimentando una fuerte fuerza que lo desvía y acelera a causa de la fuerza de Coulomb. Una llamarada Solar en la corona causa una discontinuidad las líneas de campo magnético del Sol. Esta discontinuidad causa que electrones de la región sean acelerados hacia afuera, a regiones más altas de la corona, o hacia adentro. Estos electrones eventualmente se encuentran con átomos produciendo radiación de este tipo. Esta radiación es de banda ancha, es decir que la emisión se observa en una gran parte del espectro. Las especificidades de este tipo de emisión no son el foco de este proyecto pero es de utilidad reconocer la parte que aportan en la actividad del Sol.

2. Radiación de plasma. La radiación de plasma se origina por las oscilaciones de electrones y protones dentro del mismo. La corona del Sol es un plasma altamente ionizado. Un plasma es neutro a gran escala, consistiendo en un igual número de cargas positivas y negativas, sin embargo en pequeña escala aparecen regiones localmente cargadas. La fuerza de atracción entre las cargas positivas y negativas causa que se aceleren una hacia otra, pero debido a que el plasma es en

mayor parte espacio vacío estas no colisionan, sino que se pasan una a otra y la fuerza cambia de dirección, actuando como una fuerza restitutiva. Estas oscilaciones entre protones y electrones dan origen a la radiación de plasma. La frecuencia de la radiación de plasma es proporcional a la raíz cuadrada de la densidad de electrones, de acuerdo a la siguiente expresión.

$$f_p = \frac{e}{2\pi} \sqrt{\frac{N_e}{m_e \epsilon}} \quad (\text{VII.10})$$

En donde N_e es la densidad de electrones en el plasma, e es la carga fundamental, m_e es la masa del electrón y ϵ es la permitividad del plasma ($\approx 8.85 * 10^{12} \text{Farad/metro}$). Un modelo para la densidad de electrones en la corona, suponiendo una corona isotérmica y gravedad constante a lo alto de la misma esta dada por la expresión siguiente. (Ransom y Condon 2016)

$$N_e = N_o \exp(-\beta h) \quad (\text{VII.11})$$

Donde N_o es la densidad en la fotosfera, $\beta = 1/H$, donde H es llamada escala de altura de la atmósfera y h es la altura desde la fotosfera. Otro modelo, el cual supone que la gravedad sí cambia a lo alto de la corona, lo cual, debido al gran tamaño del Sol, de debe considerar, es el modelo de Newkirk, dando la siguiente formula. (Ransom y Condon 2016)

$$N_e = N_o \exp\left(\frac{9.95}{h+1}\right) \quad (\text{VII.12})$$

3. Ciclotrón. La radiación de ciclotrón es causada por las trayectorias circulares que hacen electrones no relativísticos ($v \ll c$) al moverse a través de un campo magnético. La fuerza que experimenta un electrón por un campo magnético es perpendicular a la dirección de su velocidad, causando una aceleración centrípeta, y como carga acelerada produce radiación. Esta radiación es de banda angosta y su frecuencia esta dada por la frecuencia de ciclotrón:

$$f_c = \frac{eB}{2\pi m_e} \quad (\text{VII.13})$$

4. Sincrotrón. La radiación de electrones relativísticos ($v \sim c$) en movimiento circular en presencia de un campo magnético cambia de naturaleza y se le denomina radiación de sincrotrón. A diferencia de la radiación de ciclotrón, esta es de banda ancha, emitiendo en varias frecuencias. Esto se debe principalmente a la aberración relativística, lanzando la radiación emitida en la dirección de movimiento del electrón. El brillo espectral de este tipo de radiación en función de la frecuencia esta dado de acuerdo a:

$$\log_{10}(I_\nu) = \alpha \log_{10}(\nu) \quad (\text{VII.14})$$

D. Componentes de la radiación Solar

La radiación en el espectro de radio proviene únicamente de la atmósfera Solar, siendo el interior ópticamente denso a ondas electromagnéticas. La atmósfera Solar se divide en tres regiones, la fotosfera, cromosfera y la corona. La fotosfera es la región que emite la mayor parte de la luz visible que se recibe del Sol, luego la cromosfera es la parte de la atmósfera Solar anterior de la capa más externa, la corona. La cromosfera contiene una gran cantidad de electrones libres, haciéndola ópticamente gruesa a la radiación en el espectro de radio. Por lo anterior, las emisiones que se observan deben provenir de la parte exterior de la cromosfera o de la corona.

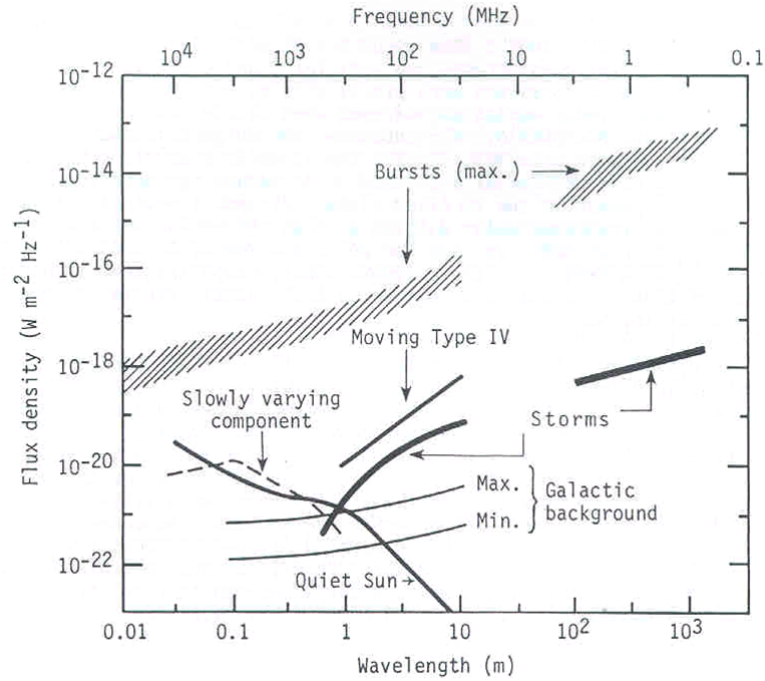
La radiación Solar se suele separar en componentes. Se tienen las emisiones continuas denominadas emisiones del Sol silencioso, siempre presentes, que son las que se obtienen luego de restar las demás componentes mencionadas a continuación. Esta componente no varía con el tiempo sino únicamente depende de la frecuencia. Es radiación del tipo bremsstrahlung térmico, es decir, causada por la desaceleración de electrones por la fuerza de Coulomb de iones en el plasma. Estas emisiones son típicamente generadas en la atmósfera Solar, no dentro del mismo debido a que el plasma denso de la cromosfera no es transparente a esta radiación. A mayores frecuencias se observa radiación generada por plasma más denso, es decir, a menor distancia del centro del Sol. Esta radiación no presenta polarización predilecta.

Otra componente varía lentamente, en una escala de tiempo que va desde días hasta años, en inglés se llama "S-component". Esta componente se relaciona con manchas Solares y regiones brillantes de la cromosfera, las cuales emiten radiación de sincrotrón. Esta radiación tiene típicamente polarización circular. La periodicidad de esta componente suele ser de 27 días por la rotación relativa del Sol respecto a un punto en la Tierra y de 11 años debido a los cambios en las manchas Solares de la superficie Solar. La contribución de esta componente es importante en el rango de frecuencias de $400\text{MHz} - 20\text{GHz}$, por lo que en nuestra frecuencia de observación se debe tomar en cuenta para el análisis, especialmente al realizar observaciones que comprendan un tiempo similar a las escalas de tiempo de su periodicidad. Se cuentan con bastantes datos históricos de esta componente, la cual varía considerablemente, permitiendo su observación y caracterización.

Se tiene una tercera componente del espectro Solar que varía rápidamente, debida a llamaradas Solares u otros fenómenos de corta duración. Esta radiación tiene su origen en oscilaciones de alta frecuencia en el plasma del Sol, excitado por electrones. Los mecanismos de dicha emisión incluyen Bremsstrahlung, emisión de plasma, radiación de ciclotrón y de sincrotrón. Esta radiación típicamente está parcialmente polarizada circularmente y es emitida en todo el espectro. Esta componente aparece en las observaciones como un aumento repentino y temporal del flujo espectral recibido por la antena. La frecuencia de estos sucesos varía fuertemente, correlacionada con el ciclo de 11 años de las manchas Solares. En periodos de baja actividad con pocas manchas Solares en

nuestra línea de visión al Sol, pueden pasar semana o meses entre llamaradas Solares mientras en periodos de alta actividad pueden ocurrir varias al día.

Figura VII.1: Densidad de flujo de las componentes de espectro Solar y del centro de nuestra galaxia por frecuencia y longitud de onda.



(Gary, 2014)

En la Figura VII.1 se muestra la variación en el flujo respecto a la frecuencia de la radiación Solar y el centro de nuestra galaxia. En ella se tienen demarcadas las distintas componentes del espectro, el rango en el cual se observan las llamaradas Solares, así como el fondo de radio de la galaxia con fin comparativo. Se puede observar en dicha figura la densidad de flujo de las llamaradas Solares a comparación con la radiación del Sol silencioso y la S-component, las cuales varían de dos hasta más de siete ordenes de magnitud más potentes. Se observa también que el fondo galactico tiene una densidad de flujo comparable a la del Sol en las bandas de interés ($\sim 10^1 m$). En general se observa que la actividad de tormentas y llamaradas domina las observaciones requiriendo que estas se excluyan de desear observar el Sol silencioso, mas aún la S-component se debe determinar mediante observaciones de larga cadencia, años, para poder discernir la componente silenciosa del Sol. En la figura se muestra también emisiones del tipo IV, las que son asociadas con llamaradas Solares y relacionadas con la emisión de rayos cósmicos y nubes de plasma.

VIII. Procesamiento y análisis de una señal astronómica Solar

A. Señales en la antena

El radiotelescopio construido mide el voltaje producido en el receptor de la antena por la radiación recibida en la banda a analizar. Este voltaje se mide con una cadencia de muestreo especificada a intervalos constantes. El análisis de los datos obtenidos se enfoca en cuantificar la potencia recibida apuntando a la fuente que se desee observar. A radiotelescopios de este tipo se les denomina radiómetros de potencia total.

Para cuantificar potencia de ruido es conveniente el uso de unidades de temperatura, de acuerdo a la potencia de ruido que produce una resistencia a una temperatura determinada. Esta temperatura de ruido esta dada por la ecuación:

$$P_\nu = k_B T \quad (\text{VIII.1})$$

Donde $k_B \approx 1.38 \times 10^{-23} \text{WK}^{-1}$ es la constante de Boltzmann, T es la temperatura de ruido correspondiente y P_ν es la densidad de energía recibida por unidad de frecuencia y tiempo. Es importante hacer la salvedad, como se mencionó anteriormente, que esta temperatura no está relacionada con la temperatura física del objeto observado, únicamente es conveniente para expresar cantidades de potencia.

La señal recibida de una fuente como el Sol es ruido Gaussiano, por lo que es necesario extraer la potencia de señales recibidas de la fuente de interés de la potencia del ruido que se observa. Para esto es de utilidad la ecuación del radiómetro, la cual trata con la proporción de señal a ruido.

$$S/N = \frac{T_o}{T_{rms}} = \frac{T_o}{T_{sis}} \sqrt{\Delta\nu\tau} \quad (\text{VIII.2})$$

Donde T_o es la temperatura de ruido observada, T_{rms} es la media cuadrática de la temperatura del sistema, la temperatura del sistemas, T_{sis} , es la temperatura de todas las fuentes de ondas de radio que recibe o produce la antena, $\Delta\nu$ es el ancho de banda y τ es el tiempo de integración de señal del radiotelescopio, el tiempo en que se computará la media móvil de los datos.

La temperatura del sistema, T_{sis} esta dada por la contribución de distintas fuentes que aportan señal al radiómetro. esta se puede caracterizar señalando las contribuciones de fuentes que sabemos

aportan al total del ruido recibido, por ejemplo la siguiente expresión.

$$T_{sis} = T_o + T_{fcmo} + T_{atm} + T_{spillover} + T_{rcbd} + \dots \quad (\text{VIII.3})$$

En la expresión anterior T_{fcmo} es la contribución por el fondo cósmico de microondas, con valor usual de $\sim 2.73K$, T_{atm} es la temperatura que aportan emisiones por la atmósfera terrestre, con valor típico de $\sim 289K$, $T_{spillover}$ es la potencia que se fuga al telescopio desde otras direcciones y T_{rcbd} se debe a el ruido generado por los componentes electrónicos del sistema, estas ultimas dos son dependientes de la electrónica y antena utilizada. Se pueden tomar en cuenta otros aportes a la potencia recibida. Se pueden calcular muchas de estas temperaturas teóricamente. En específico la temperatura de brillo de la atmósfera en función del angulo desde el cenit esta dada por la expresión:

$$T_b = T_{atm}[1 - \exp(\tau_Z \sec(z))] \quad (\text{VIII.4})$$

Donde T_{atm} es la temperatura ambiental, τ_Z es la profundidad óptica de la atmósfera en el cenit y z es el ángulo desde el cenit al cual se apunta el telescopio. Las temperaturas de brillo ajenas a las del objeto de interés se pueden cuantificar mediante la calibración de radiotelescopio, realizando mediciones en condiciones similares a las en que se medirá el objeto pero sin el objeto presente frente al beam de la antena.

En la práctica esta temperatura de ruido se determina del análisis de series de tiempo, con cantidades que son proporcionales a la potencia recibida por el radiotelescopio. Estas muestras son almacenadas electrónicamente a intervalos de tiempo determinados por la resolución temporal del equipo utilizado. Para medir estas cantidades es necesario procesar los datos de voltaje del elemento activo de la antena, lo cual hace mediante hardware o más recientemente software.

B. Series de potencia en el tiempo

Es común que las fuentes de radiación a observar sean poco potentes a comparación con el ruido proveniente de otras fuentes o de las componentes electrónicas del radiómetro. Entonces, para poder detectar estas señales se utilizan técnicas de procesamiento de señal descritas a continuación.

El radiotelescopio actúa como un radiómetro de potencia total, es decir, mide la potencia media en el tiempo en un rango de frecuencias de radio bien definido. Estas frecuencias están en el rango de $\nu_R - \Delta\nu_R/2$ a $\nu_R + \Delta\nu_R/2$. Donde ν_R es una frecuencia central de radio y $\Delta\nu_R$ es el ancho de banda. Este intervalo es determinado por el filtro pasa banda. Luego de filtrarse la distribución de voltajes muestreados tenderá a aproximarse a la forma de una función sinusoidal de frecuencia $\approx \nu_R$ cuya envolvente de amplitud varia aleatoriamente en escalas de tiempo $\Delta t \approx \Delta\nu_R^{-1}$.

La distribución de voltajes de la antena de señal filtrada se eleva al cuadrado, de modo que el

voltaje de entrada que se aproxima a $V_e \approx \cos(2\pi\nu_R t)$ se convierte a una distribución de voltaje de salida $V_s \approx \cos^2(2\pi\nu_R t) = (1 + \cos(4\pi\nu_R t))/2$. Este voltaje de salida es proporcional a la potencia del sistema. Esta claro que la distribución de voltajes de salida consta de una parte constante y otra que fluctúa con una frecuencia de $2\nu_R$.

En la Figura VIII.1 se muestra una señal de tiempo de ruido aleatorio de 1000 muestras generada digitalmente. Se ejemplifica la naturaleza gaussiana del ruido en la Figura VIII.2. Es importante notar que la distribución de ruido se generó centrada en 0, lo que se espera en el caso gaussiano y facilita que la variación rápida se elimine mediante la aplicación de una media móvil. Una distribución de ruido que no varía alrededor del 0 proveería evidencia de la presencia errores sistemáticos en el equipo de medición o procesamiento de los datos.

Figura VIII.1: 1000 muestras de ruido gaussiano modelando el voltaje de entrada

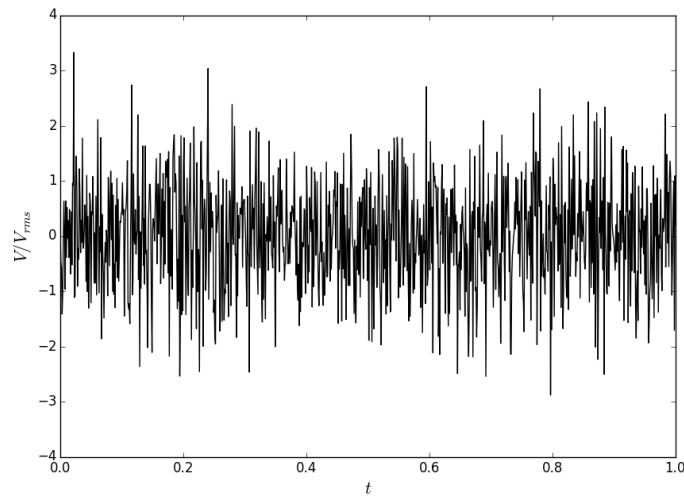
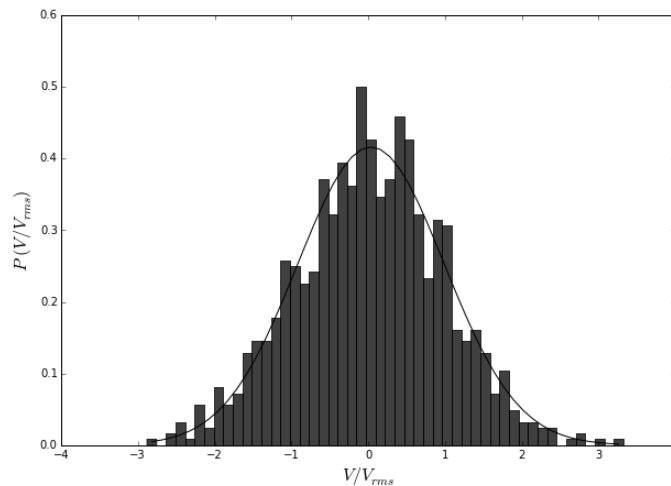


Figura VIII.2: Distribución del ruido de la Figura VIII.1



Al elevar al cuadrado el voltaje de entrada la distribución del ruido, que se muestra en la Figura VIII.3 deja de ser gaussiana, como se muestra en la figura VIII.4.

Figura VIII.3: 1000 muestras de ruido gaussiano elevado al cuadrado modelando el voltaje de salida

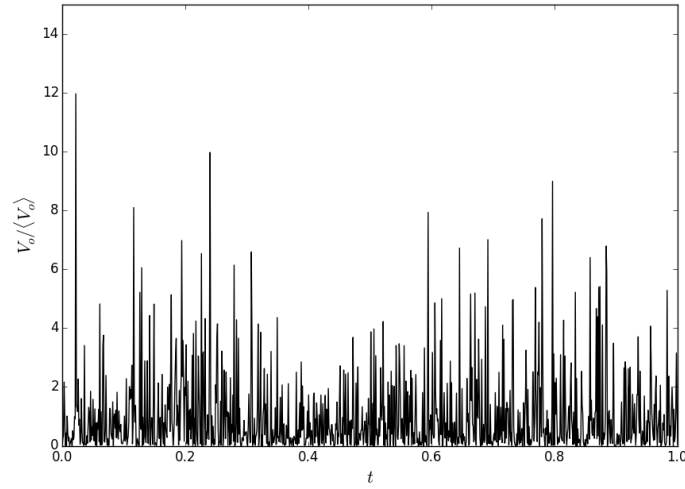
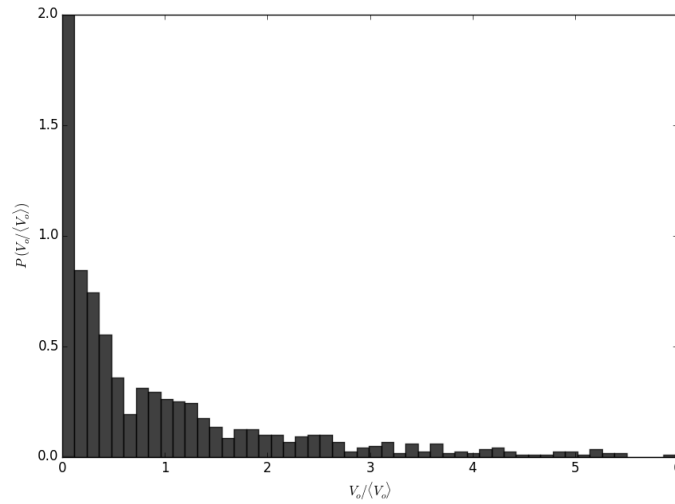


Figura VIII.4: Distribución del ruido de la Figura VIII.3



La distribución de datos de voltaje usualmente varía en escalas más pequeñas que las escalas en las que varía la potencia del objeto de interés, T_o , por lo que se puede eliminar esta variación rápida aplicando una media móvil en una escala de tiempo $\tau \gg \Delta\nu_R^{-1}$. A continuación se muestran las gráficas correspondientes al voltaje de salida en la figura anterior con medias móviles aplicadas a 50 y 100 datos respectivamente.

Figura VIII.5: Modelo del voltaje de salida con media móvil de 50 datos

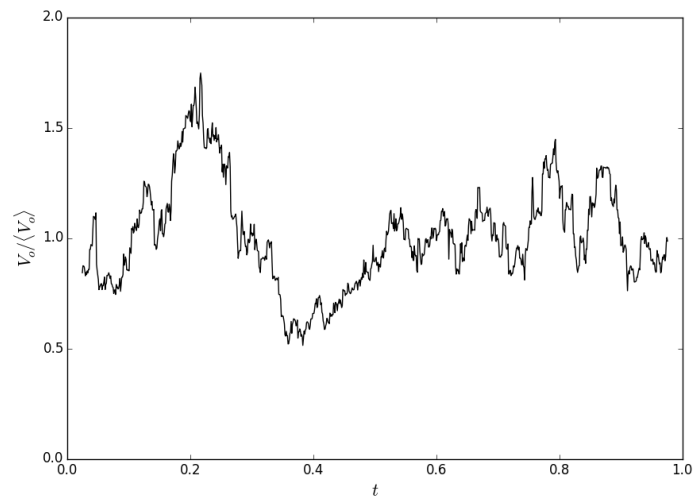
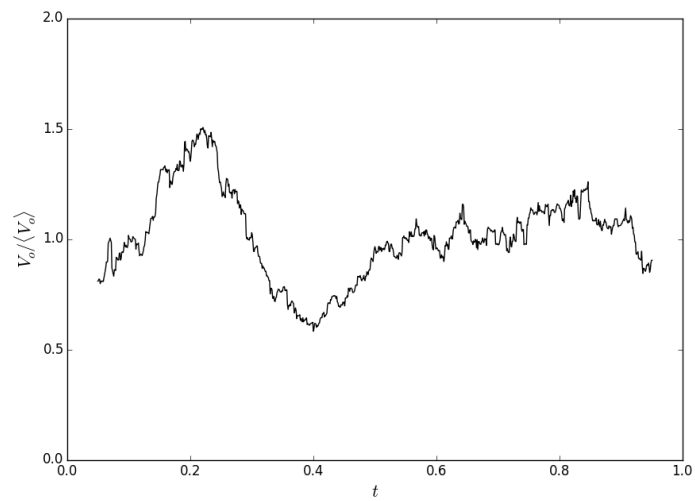


Figura VIII.6: Modelo del voltaje de salida con media móvil de 100 datos



Se puede observar en las figuras VIII.5 y VIII.6 que el aumento de los datos incluidos en la media móvil suaviza la distribución de voltajes de salida de mayor forma a más datos incluidos en la media móvil. El teorema del límite central indica que la distribución de amplitudes de una distribución de voltajes de salida sumamente suavizada, $\Delta\nu\tau \gg 1$, se acerca a una gaussiana tal como el ruido original. A continuación se muestran los histogramas correspondientes a las distribuciones de las figuras VIII.5 y VIII.6. En las que se puede observar cualitativamente una aproximación a una curva gaussiana.

Figura VIII.7: Distribución del voltaje de salida con media móvil de 50 datos

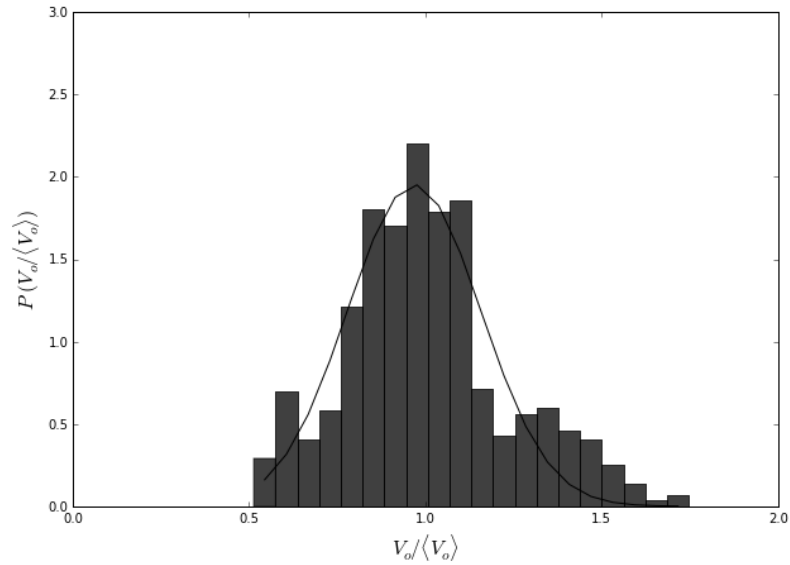
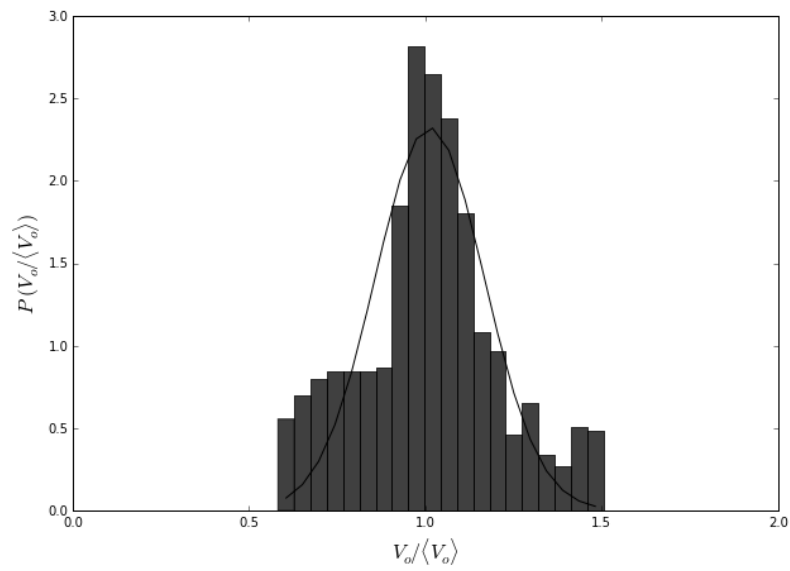


Figura VIII.8: Distribución del voltaje de salida con media móvil de 100 datos



Esta manipulación de la distribución de voltajes permite reducir la media cuadrática (rms), la cual tiene un valor de $T_{rms} = T_{sis}\sqrt{2}$ para los datos sin promediar, por un factor de $1/N^{1/2}$, donde $N = 2\Delta\nu_R\tau$ es el número de muestras independientes en el periodo que comprende la media móvil. Entonces la media cuadrática de la temperatura del sistema esta dada por la siguiente expresión.

$$T_{rms} \approx \frac{T_{sis}}{\sqrt{\Delta\nu_R\tau}} \quad (\text{VIII.5})$$

Esta reducción de la media cuadrática se puede observar en las figuras VIII.7 y VIII.8, en donde se muestra una distribución más angosta para una media móvil mayor. Se puede identificar la ecuación (VIII.5) como una forma alternativa de la ecuación del radiómetro incluida anteriormente. El valor del producto $\Delta\nu_R\tau$ puede hacerse bastante grande, así reduciendo la media cuadrática de la distribución de datos y permitiendo la detección de señales más tenues. Típicamente cinco veces T_{rms} es suficiente para que la potencia del objeto de interés, T_o , sea detectable.

C. Relación del flujo a la potencia recibida

Con el radiotelescopio se mide la potencia que atraviesa el área afectiva de la apertura del reflector parabólico, es decir el flujo espectral que atraviesa la apertura. Este se puede relacionar con la densidad de flujo. Si P_ν es el flujo espectral que atraviesa la apertura de la antena, $d\sigma$ es el diferencial de área de la apertura y $d\Omega$ es el diferencial de ángulo Solido que comprende el objeto. Conociendo que la intensidad especifica integrada en el angulo sólido, la densidad de flujo, S_ν , se obtiene que el flujo espectral es la densidad de flujo integrada sobre la apertura de la antena.

$$P_\nu = \frac{1}{2} \int_A S_\nu d\sigma \quad (\text{VIII.6})$$

Donde el factor de 1/2 surge de que se recibe únicamente una dirección de polarización de las dos posibles. La expresión anterior puede simplificarse suponiendo que las ondas incidentes en el reflector de la antena son planas a lo largo del mismo. Esta suposición es correcta para fuentes que se encuentran a mayor distancia que la distancia de campo lejano de la antena, la cual depende del diámetro de la misma y de la longitud de onda de la radiación. Para una apertura circular, como una antena parabólica, la distancia del campo lejano esta dada por la expresión:

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{VIII.7})$$

En ese caso, dado que la densidad de flujo es constante en el área de la apertura, la expresión para potencia recibida se simplifica a:

$$P_\nu = \frac{1}{2} S_\nu A_e \quad (\text{VIII.8})$$

Donde A_e es el área efectiva de recolección de la antena. Para radiación no polarizada, el área efectiva promedio de una antena ideal, sin pérdida, esta dada por la expresión:

$$\langle A_e \rangle = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{VIII.9})$$

El ángulo sólido del beam de la antena esta definido por:

$$\Omega_A = \int \frac{A_e(\theta, \phi)}{A_o} d\Omega \quad (\text{VIII.10})$$

En donde A_o es el área efectiva máxima, a lo largo del eje central del reflector. Introduciendo la relación para el área efectiva promedio se obtiene:

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A_o} \quad (\text{VIII.11})$$

Con la ecuación (VIII.8) es posible encontrar la relación entre potencia recibida y la intensidad específica de la antena. La cual es útil ya que la intensidad específica caracteriza la radiación de un cuerpo independientemente de la distancia al mismo, esta es:

$$P_\nu = \frac{1}{2} \int_{\Omega} A_e(\theta, \phi) I_\nu(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{VIII.12})$$

Suponiendo que la fuente es isotrópica, pequeña a comparación con el ángulo sólido del beam de la antena y los supuestos del campo lejano, la expresión anterior se puede simplificar a:

$$P_\nu = \frac{1}{2} A_e I_\nu \Omega \quad (\text{VIII.13})$$

Donde el ángulo sólido Ω es el del objeto observado o el del beam de la antena, dependiendo si el objeto comprende todo el beam o una porción de este. Suponiendo intensidad específica de cuerpo negro según la Ley de Rayleigh-Jeans, el ángulo sólido de la antena dado por (VIII.11) y sustituyendo la potencia recibida por la temperatura de la antena de acuerdo con (VIII.1), la relación entre la temperatura de brillo de la fuente T_b y temperatura de la antena T_A esta dada por:

$$\frac{T_A}{T_b} = \frac{\Omega_s}{\Omega_A} \quad (\text{VIII.14})$$

En donde Ω_s es el ángulo sólido que comprende el cuerpo sobre el cielo y Ω_A es el ángulo del beam de la antena. El ángulo sólido del beam de la antena se puede calcular relacionándolo con el ángulo θ_{HPBW} , el ángulo entre posiciones respecto al eje central del reflector en donde la respuesta a la potencia recibida es la mitad del máximo. La forma del beam de una antena con apertura circular se puede modelar por medio de una gaussiana:

$$\frac{A_e}{A_o} = \exp(-\beta\theta^2) \quad (\text{VIII.15})$$

En donde θ es el ángulo medido desde el eje central de la antena y β es un factor de escala tal que A_e/A_o sea $1/2$ cuando $\theta = \theta_{HPBW}$. Sustituyendo (VIII.15) en la ecuación para el ángulo del beam de la antena, (VIII.10), resolviendo para el factor de escala e integrando se obtiene que el ángulo sólido del beam de la antena es:

$$\Omega_A = \frac{\pi}{4 \ln(2)} \theta_{HPBW}^2 \quad (\text{VIII.16})$$

El ángulo del haz de la antena de extremo a extremo puede ser estimado por medio de la siguiente expresión, conociendo el diámetro de la antena (D) y la longitud de onda (λ) a la que se va a observar:

$$\theta_{HPBW} = 1.22 \frac{\lambda}{D} \quad (\text{VIII.17})$$

El objetivo principal de observar la distribución de voltaje contra tiempo que se obtendrá de procesar los datos del radiotelescopio es el de obtener una distribución de medidas de señal a ruido contra tiempo, para poder aislar la contribución de las fuentes dentro del beam de la antena. Un valor de señal a ruido de 5σ representa con fuerte confianza que lo que se está observando es la contribución de un fuente de ondas de radio y no de ruido Gaussiano de las componentes electrónicas o atmosféricas, las cuales no son de interés físico en este proyecto. De la distribución de señal a ruido se pueden identificar fluctuaciones a mediana escala de tiempo de la actividad Solar, así como si el Sol está transitando dentro del beam de la antena y por cuánto tiempo lo hace.

Para obtener una distribución de potencia contra tiempo se debe calibrar la antena con una fuente isotrópica de radio, para así poderle asignar un valor a la densidad de flujo recibida del Sol por la antena. Estas mediciones se pueden corroborar con lo que se conoce de mediciones aceptadas para el espectro de radio del Sol y así validar los resultados obtenidos.

Según datos disponibles, en la frecuencia que se espera observar al Sol, $\approx 400\text{MHz}$, la densidad de flujo esperado para el Sol silencioso es de $2.16 \times 10^5 \text{Jy}$, con una temperatura de brillo correspondiente de $6.5 \times 10^5 \text{K}$, siendo este el valor esperado para las mediciones a tomar. Siendo el tamaño angular del Sol desde la tierra de $\approx 0.5^\circ$, la antena con un tamaño angular del beam de la antena de $\approx 17^\circ$, este comprenderá todo el flujo del Sol, además de radiación atmosférica la cual habrá que calcular y restar.

D. Transformada de Fourier

Un radiotelescopio de frecuencia fija obtiene datos que son en su forma más básica el voltaje en el receptor de la antena a un instante dado. Para pasar del dominio de tiempo al de frecuencia se utiliza transformada de Fourier, en específico su variante discreta mediante FFT ("Fast Fourier Transform"). Esta transformada y su inversa están definidas por las siguientes expresiones:

$$X_k \equiv \sum_{j=0}^{N-1} x_j e^{-2\pi i j k / N} \quad (\text{VIII.18})$$

$$x_j \equiv \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2\pi i j k / N} \quad (\text{VIII.19})$$

Donde N muestras separadas por un periodo de muestreo T_m pasan al espacio de frecuencias separadas por una cantidad discreta f_m/N , donde f_m es la frecuencia de muestreo. Dando frecuencias con magnitud $k f_m/N$.

Es de utilidad conocer el Teorema de Nyquist, el cual dice que una función continua limitada a un ancho de banda $\Delta\nu$ puede reconstruirse exactamente por puntos discretos muestreados con un tiempo de muestreo $\leq (2\Delta\nu)^{-1}$. Dado este teorema se puede elegir el tiempo de muestreo tal que no se pierda información acerca de la distribución continua de potencia.

Como antes se mencionó es de nuestro interés el espectro de potencia de la radiación electromagnética recibida. Este espectro se relaciona con la Transformada de Fourier del voltaje mediante la ecuación:

$$\overline{F(s)}F(s) = |F(s)|^2 \quad (\text{VIII.20})$$

El calcular el espectro de potencia se simplifica mediante el uso de la auto-correlación de la función de voltaje contra tiempo, definida como:

$$f \star f \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \overline{f(\tau)} f(t + \tau) d\tau \quad (\text{VIII.21})$$

Análogamente su variante discreta definida como:

$$(x \star x)_j \equiv \sum_{d=-\infty}^{\infty} \overline{x_d} x_{j+d} \quad (\text{VIII.22})$$

La auto-correlación permite calcular fácilmente el espectro de potencia ya que este es su Transformada de Fourier.

$$\mathcal{F}[f \star f] = \overline{F(s)}F(s) = |F(s)|^2 \quad (\text{VIII.23})$$

E. Covarianza y coeficientes de correlación

La covarianza es una medida de como dos variables tienden a variar conjuntamente, la varianza es un caso especial de la covarianza en donde las dos variables son la misma. Para series de datos discretas la covarianza está definida por la ecuación:

$$cov(X, Y) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \langle x \rangle)(y_i - \langle y \rangle) \quad (\text{VIII.24})$$

A partir de la covarianza se pueden definir coeficientes de correlación de una variable con otra por medio de la ecuación:

$$cor(X, Y) = \frac{cov(X, Y)}{\sqrt{cov(X, X) cov(Y, Y)}} = \frac{cov(X, Y)}{\sigma_X \sigma_Y} \quad (\text{VIII.25})$$

En donde σ es la desviación estándar. La correlación toma valores entre -1 y 1 en donde 1 significa que las variables están perfectamente correlacionadas y -1 perfectamente anticorrelacionadas. Se hace uso de esta medida de correlación para medir la similitud entre dos señales Solares de distintas fuentes.

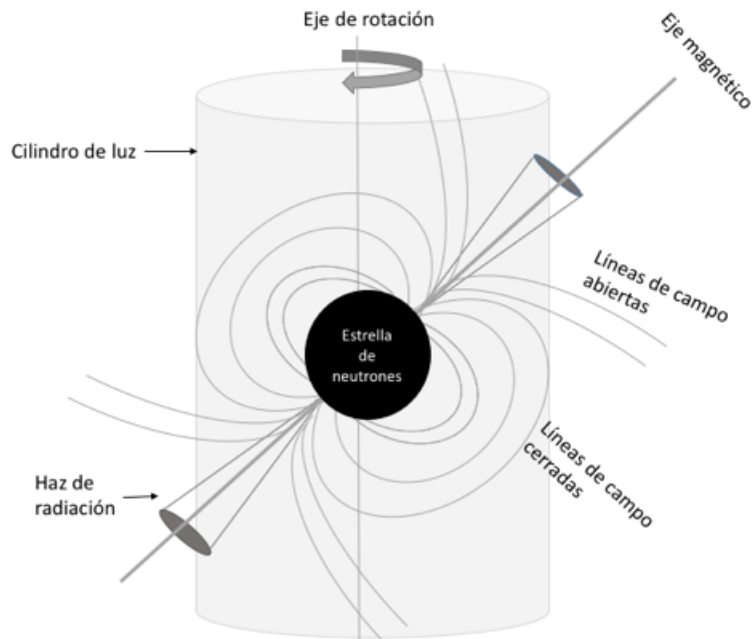
IX. Historia de los púlsares

En 1967 Antony Hewish y Jocelyn Bell detectaron el primer pulsar con un período de 1.3 segundos (Hewish, *et al.* 1968), este período de pulso tan corto hizo que al detectarlo se pudiera eliminar la mayoría de fuentes de radiación (como estrellas) como posibles fuentes emisoras. Años atrás, en 1937 Fritz Zwicky y Walter Baade (Baade 1934) proponen que una estrella de neutrones sería el cadáver de una supernova con ciertas propiedades. Luego, Oppenheimer y Volkov (Oppenheimer y Volkoff 1939) proponen una ecuación de estado que predice la masa de una estrella de neutrones a partir de la ecuación de Fermi para gases fríos. Franco Pacini, a finales del '67 publica un paper llamado 'Energy Emission from a Neutron Star' en donde plantea que una estrella de este tipo tendrá un campo magnético muy intenso, por lo que se emitiría una radiación como la observada en la nebulosa del cangrejo. Con el postulado de Pacini y el descubrimiento de Hewish y Bell, Thomas Gold sugiere que la radiación detectada por Hewish y Bell es el resultado del objeto propuesto por Pacini, pero que este objeto se encontraba rotando de manera muy rápida, lo cual explica el pulso registrado observacionalmente (Gold 1968). Fue así como se concluyó que el 28 de noviembre de 1967 se registró la primera detección de una estrella de neutrones.

A partir de este descubrimiento el campo de los púlsares se ha expandido, actualmente se cuenta con información sobre 2267 púlsares (Shivvers 2013), de los cuales 1300 están localizados en nuestra galaxia; una extrapolación de este dato nos dice que en nuestra galaxia hay aproximadamente un millón de púlsares. Solamente 2000 de estos han sido estudiados, el resto permanecen sin ser detectados debido a que son fuentes de radio muy débiles o su haz de luz está de tal forma que desde nuestra posición no puede detectarse (Shivvers 2013). Con el avance en la tecnología, la construcción de observatorios y la mejora en la resolución de los instrumentos se podrán detectar púlsares más lejanos y con diferentes características a los ya conocidos. El descubrimiento de los púlsares nos permitió entender por qué ciertas fuentes (como la nebulosa del Cangrejo) tienen una radiación que es visible en casi todo el espectro y lo hacen de manera muy notoria.

1. Cómo se cree que emiten.. Pacini y Gold plantearon que la emisión observada proveniente de una estrella de neutrones es básicamente una radiación producida por la aceleración de partículas cargadas a lo largo de las líneas de campo de estos objetos (Gold 1968) (Pacini 1967). Observacionalmente, tenemos un pulso que aparece en nuestra línea de visión en un período de tiempo específico. Se ha determinado que los púlsares tienen jets en los polos, los cuales son los responsables de la emisión que observamos.

Figura IX.1: Modelo que ejemplifica las líneas de campo magnético y los jets en los polos de una estrella de neutrones



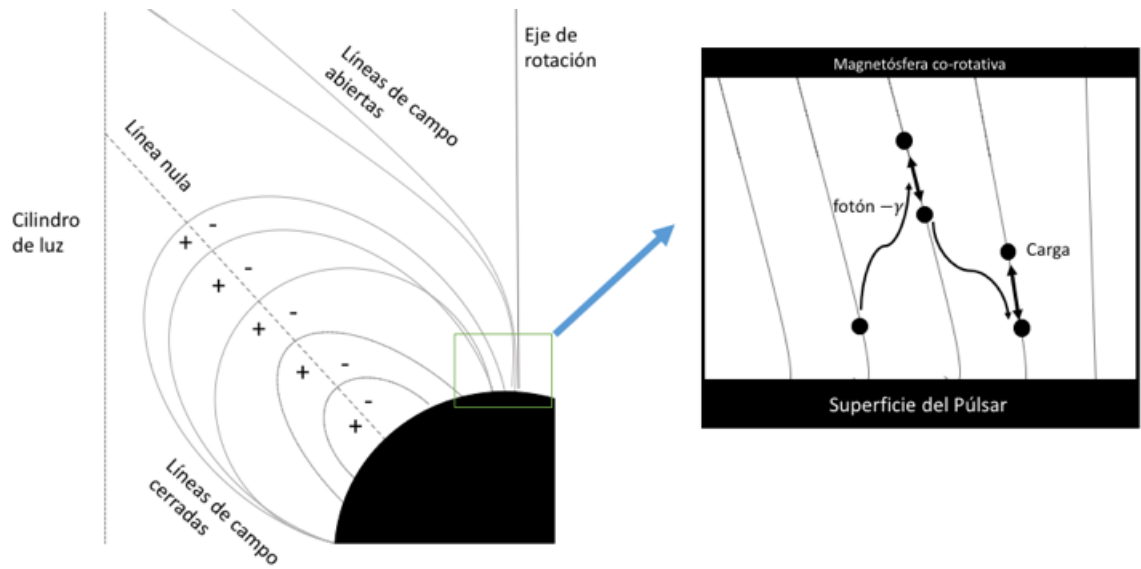
Ya que en una estrella de neutrones las fuerzas de Lorentz son mucho mayores comparada a la fuerza gravitacional, estos objetos puede ser vistos como una esfera rotatoria fuertemente magnetizada, por lo tanto actúan como superconductores (Griffiths 2000). Goldreich y Julian en 1969 plantearon que esto causaría un campo eléctrico externo que extraería plasma a la superficie de la estrella. Este ambiente lleno de plasma está siendo dominado por el campo magnético, y es llamada la magnetósfera del púlsar. A pesar de que el modelo de Goldreich-Julian (Gold 1968) tiene varios problemas este es hasta el momento el único que puede resolver analíticamente la estructura de la magnetósfera. Este plantea que el plasma fuera de la estrella tiene el mismo vector de Poynting ($\vec{E} \times \vec{B}$) que el interior, por lo que el plasma co-rota de manera rígida con la estrella. Pero esta co-rotación solo puede mantenerse si la velocidad del plasma es significativamente parecida a la velocidad de la luz.

A esta alta velocidad el material define una superficie conocida como 'El cilindro de luz'. Este cilindro divide las líneas de campo magnético dipolar en dos grupos: las líneas que no logran cerrarse y las líneas que logran cerrarse dentro del radio del cilindro de luz. Esta última define la capa polar en la superficie de la estrella, que se centra en el polo magnético; donde están las líneas de campo abiertas. A pesar de que en forma macro la magnetósfera es dipolar, muy cerca de la superficie de la estrella compacta se generan multipolos, que no son tan fuertes como los dipolos, pero cuando esta capa de multipolos está por encima de la capa polar, se crea la emisión que observamos y se alinea justo en los polos con los conos de luz. Como se observa con la figura

anterior, este cono no siempre está alineado con las tapas del cilindro (Lorimer y Kramer 2005).

Dando como resultado:

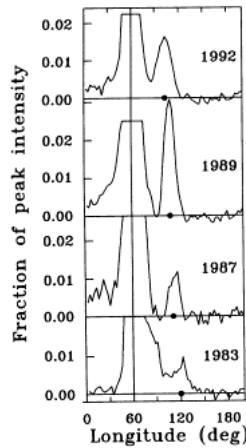
Figura IX.2: Modelo que ejemplifica la propuesta de la magnetósfera planteada por Goldreich-Julian



X. Detección de púlsares

Los púlsares son fuentes de radio bastante débiles, los pulsos individuales pueden ser detectados solo en las fuentes emisoras muy fuertes, las cuales no son abundantes en el cielo. Por esto, una técnica utilizada para poder aislar estos pulsos es únicamente añadir cientos o miles de pulsos juntos. Este proceso se conoce como plegar, esto produce un perfil integrado de pulso el cual puede ser analizado sobre el ruido de fondo del instrumento con el que se mide. A pesar de que los pulsos individuales tienen un perfil único, al integrar los pulsos se obtiene una forma más estable para cualquier observación a la misma frecuencia de radio. Esta forma es una traza del haz de emisión llamada perfil de pulso. Este perfil es único para cada púlsar por lo que se dice que es una especie de huella digital, es una marca personal.

Figura X.1: Perfil integrado del púlsar PSR 2217+47 observado desde 1983 hasta 1992.



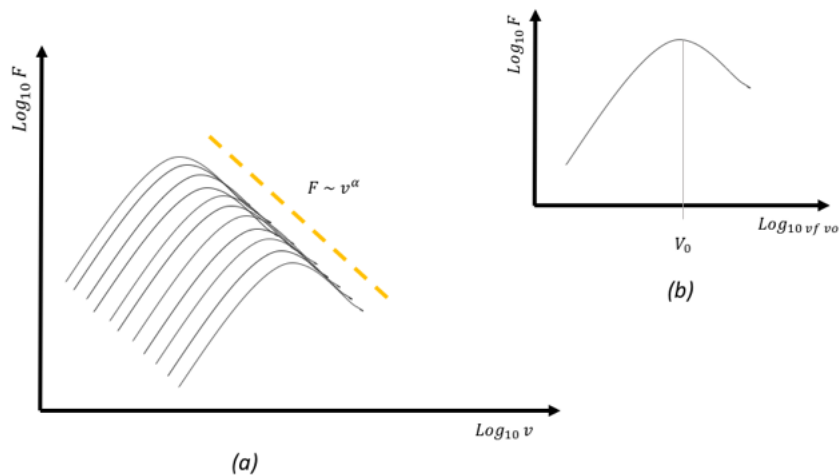
(Suleymanova y Shitov 1994)

Además de esto, se ha observado que los púlsares emiten principalmente radiación sincrotrónica. En un párrafo anterior se habló de un cono de luz que es donde se produce la emisión que observamos como pulsos desde la Tierra. Este cono de luz se forma gracias a la radiación sincrotrón. Cuando los electrones se encuentran en un campo magnético muy fuerte, se mueven en forma de espiral sobre estas líneas de campo con una velocidad muy cercana a la velocidad de la luz. Por lo que su dirección está cambiando en todo momento, lo cual hace que se emitan fotones con una frecuencia que depende de la velocidad del electrón justo en el momento de la emisión. La radiación se confina a un punto estrecho que forma un cono que apunta a la dirección del movimiento de los electrones, este punto son los polos magnéticos del pulsar. El espectro de esta emisión es en realidad la sumatoria de las emisiones de cada electrón individual, mientras que los electrones forman espirales a lo largo del campo magnético se forma una emisión en un rango de frecuencias dado. Sin embargo existe una frecuencia máxima para cada caso, por lo que al sumarlos el flujo de emisión decae siguiendo una ley de potencias de la forma:

$$F = k\nu^\alpha \quad (\text{X.1})$$

Esta expresión gráficamente se ve como:

Figura X.2: Frecuencia de emisión de un electrón individual, luego el comportamiento global de esta emisión para todos los electrones; donde se ve la relación de la Ecuación 1



A. Sistemas binarios de púlsares

Cuando un púlsar órbita alrededor de otro objeto con masa significativa este realmente se conoce como un púlsar binario; por lo general este acompañante es una estrella pero existen más posibilidades. Cuando un sistema binario queda acotado luego de la explosión de una supernova, habrá una órbita elíptica que describirá a un púlsar orbitando al segundo objeto. Estos sistemas binarios tienen dos opciones, el contar con una excentricidad alta o una excentricidad muy baja; esta medida está relacionada con el origen y evolución del sistema.

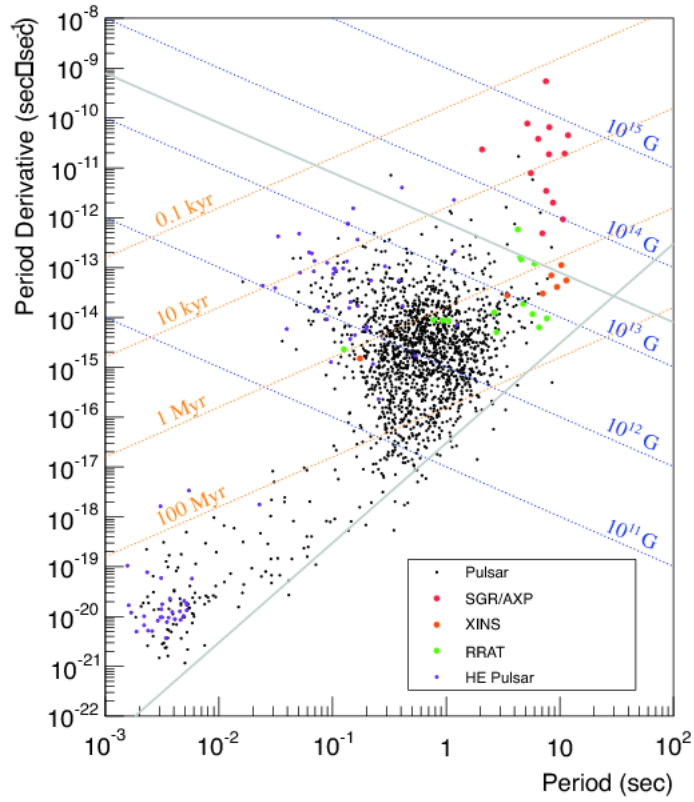
Existen sistemas de púlsares binarios, como el descubierto por Taylor y Hulse, que confirman teorías de la relatividad general, en este caso las ondas gravitacionales. El uso de esta teoría con sistemas de período de órbita de milisegundos permite obtener parámetros como la masa individual de cada cuerpo. Estos sistemas evolucionan a un púlsar de milisegundos cuando ocurre acreción de masa por parte del púlsar. Cuando el púlsar comienza a ganar masa, automáticamente comienza a ganar velocidad de giro, haciendo que su período sea cada vez más reducido hasta llegar a ser de milisegundos (Lyne, Andrew y Graham-Smith 2012). A estos púlsares se les conoce como púlsares *reciclados*, ya que emiten nuevamente, reactivando su campo magnético, debido a esta transferencia de momentum angular (Hulse y Taylor 1975).

B. Diagrama PPdot

Este diagrama provee información importante sobre la evolución de púlsares, sus propiedades cambian a medida que su tiempo de vida se hace mayor. En este diagrama se grafica la derivada del período contra el período de pulso en escala logarítmica. Además tanto la edad como el campo magnético son funciones del período y su derivada, el diagrama tiene como funciones constantes una línea de edad y otra de campo magnético. Este diagrama sugiere que los púlsares inician su vida con un período de pulso reducido pero se detienen rápidamente cuando son jóvenes, esto quiere decir que su derivada de período aumenta, posicionándolos en la esquina superior izquierda. Por lo general en esta área se encuentran los púlsares relacionados con los remanentes de supernovas (como el Crab Pulsar) (Jodrell Bank Astronomy 2009).

Al aumentar su edad la derivada del período disminuye, disminuyendo además su campo magnético también lo hace. Por ende, los púlsares de millones de años de edad se encuentran en el centro del diagrama (donde también se observa la mayor concentración de púlsares). Se cree que a medida que envejecen estos objetos disminuyen más su velocidad angular, hasta que eventualmente se deja de detectar emisión alguna a menos que se conviertan en púlsares reciclados, como los sistemas binarios descritos anteriormente (Jodrell Bank Astronomy 2009).

Figura X.3: Diagrama P \dot{P} utilizado para el estudio de la evolución de los púlsares. Este se determina mediante de la derivada del período versus el período en escala logarítmica, siendo las rectas crecientes la edad del púlsar y las rectas decrecientes su campo magnético.



(Manchester, *et al.* 2012)

XI. Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica

A. Metodología

En esta sección se detalla el procedimiento que se siguió para seleccionar la antena para nuestro radiotelescopio y las simulaciones realizadas para analizar el rendimiento de la misma, además se sugieren una serie de pasos para determinar la ganancia de una antena dipolo así como la ganancia de una antena compuesta de un reflector parabólico y una antena dipolo. Todo el análisis está hecho para frecuencias cercanas a los 407.5 MHz.

1. Consideraciones generales. Para la elaboración del proyecto se siguieron los siguientes pasos:

a) Se comenzó realizando una investigación teórica sobre antenas, su diseño simulación, implementación y caracterización. Esto con el fin de cumplir con el objetivo de comprender de mejor forma el funcionamiento de estos dispositivos y así poder identificar que tipo de antena es la más adecuada para implementar en nuestro proyecto.

b) Basándonos en los resultados de la investigación se realizó el diseño teórico de la antena tomando en cuenta la impedancia de acoplamiento entre la antena y el cable coaxial que fue utilizado, el diseño fue enfocado en que la antena cumpliera con las siguientes características:

- Ancho de banda de 10 MHz a una frecuencia central de 407.5 MHz.
- Ganancia de 40dB en la frecuencia central
- Alta directividad y eficiencia

c) Una vez terminado el modelado teórico se procedió a realizar simulaciones de la antena con los siguientes softwares: FEKO Studio 5.5, CST Studio Suite 2016, Antenna Magus 2016 y el software libre Parabola Calculator 2.0, esto para obtener la ganancia, directividad, y patrón de radiación de la antena diseñada.

d) Luego de terminar el modelado y simulación se procedió a la construcción de la antena. En este módulo únicamente se construyó la antena dipolo de media onda, la cual será colocada en el

foco del reflector parabólico el cuál será construido en otro módulo del mega proyecto.

e) Se realizaron experimentos con la antena dipolo construida para determinar su ganancia, patrón de radiación y directividad. Así como también utilizándola como alimentación de un reflector parabólico tipo offset esto para poder determinar la ganancia, patrón de radiación ángulo de apertura y directividad de cualquier reflector parabólico. De esta forma se podrán realizar mediciones del reflector parabólico cuando esté construido.

2. Diseño teórico de antenas. Del análisis teórico se seleccionó un reflector parabólico alimentado por un dipolo de media onda y el procedimiento de diseño para cada una de las dos antenas fue el siguiente:

a. Dipolo

- Especificación de dimensiones (longitud y radio del conductor a utilizar) para una antena dipolo de media onda con frecuencia de resonancia de 407.5 MHz tomando en cuenta la impedancia de acople de la antena resultante.
- cálculo teórico de ganancia del dipolo de media onda.
- cálculo teórico del patrón de radiación de la antena dipolo.

b. Reflector parabólico

- Calculo de ganancia en la frecuencia central
- Cálculo de ángulo de apertura
- Cálculo de directividad

3. Simulaciones. El procedimiento a seguir para la simulación de las antenas fue el siguiente:

a. Simulación de la antena dipolo de media onda

- Introducción de la geometría del sistema, especificar medidas de la antena y propiedades físicas como impedancia característica y material utilizado.
- Alimentación de la antena con una señal a la frecuencia de interés.
- Debido a que ambos softwares usan el método numérico MOM (método de los momentos) que trabaja reduciendo las ecuaciones de Maxwell a una ecuación integral y para resolver la integral se utilizan trozos discretos de espacio por lo que debemos dividir nuestra geometría en (triángulos). Por esta razón se debe especificar una malla que cubra la superficie de la antena en ambos softwares.

b. Simulación del reflector parabólico

- Introducción de la geometría del sistema de la misma forma que con el dipolo de media onda.
- Introducción del dipolo de media onda que alimentará al reflector parabólico.
- Generación de malla que cubre la estructura
- Simulación y obtención de resultados.

4. Construcción de antena de alimentación del sistema. Como se mencionó con anterioridad en este módulo únicamente se construyó la antena que se colocará en el foco del reflector parabólico, el cual fue diseñado y caracterizado pero no construido en este módulo. El procedimiento a seguir para la construcción del dipolo de media onda fue el siguiente:

- Seleccionar un conductor de cobre y un diámetro de 1mm pues así fue como se diseñó la antena en el modelo teórico, aunque se podría aumentar el diámetro del conductor de cobre.
- Crear los dos brazos de la antena dipolo siguiendo las medidas del diseño teórico.
- Agregar un dieléctrico entre los brazos de la antena dipolo.
- Agregar conectores.

5. Medición de ganancia de un dipolo de media onda.

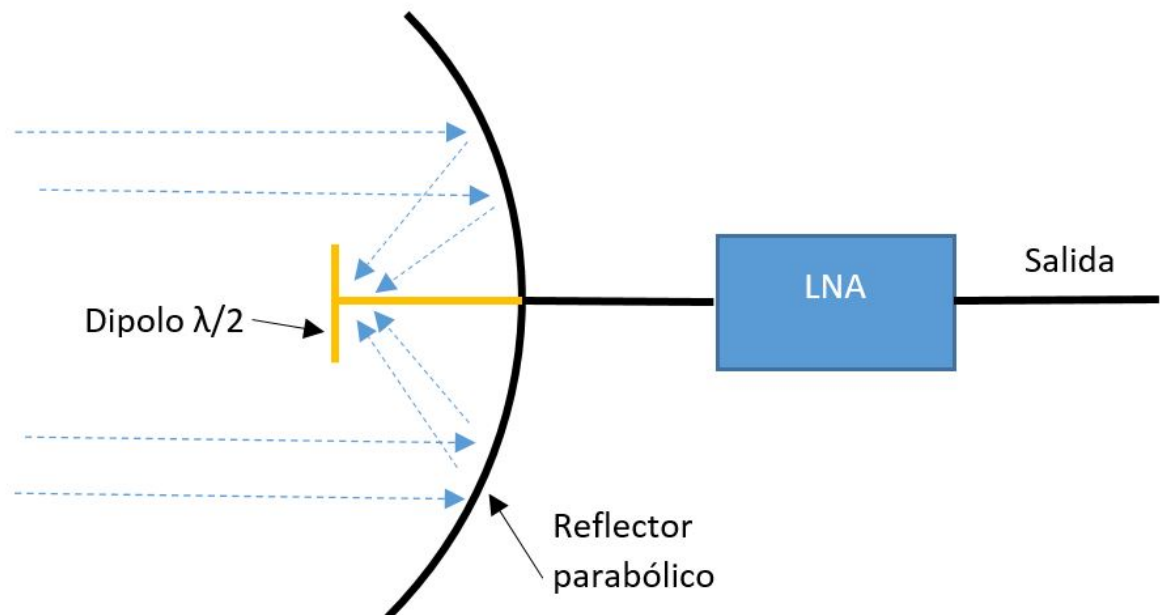
- Generar una señal variante en el tiempo a determinada frecuencia y amplitud.
- Conectar la fuente de la señal a un cable coaxial y colocar el cable coaxial a cierta altura.
- Hacer mediciones de la señal electromagnética producida con un analizador de espectros a determinadas distancias de la punta del cable coaxial y a la misma altura del mismo, esto para determinar la intensidad de la señal en el ambiente sin la antena.
- Hacer mediciones con una antena de referencia conectada a un osciloscopio para determinar la intensidad de la señal en el ambiente sin antena pero en esta ocasión en el dominio del tiempo.
- Alimentar la antena dipolo con la señal generada y colocarla a la misma altura a la que estaba el cable coaxial, es importante que la antena dipolo se encuentre de forma vertical es decir sus brazos a 90 grados con la horizontal para que las mediciones sean óptimas.
- Una vez colocada y alimentada la antena, repetir los pasos 3 y 4 esto para observar la intensidad de la señal al conectar la antena en frecuencia y en el tiempo.
- Analizar los resultados y determinar la ganancia de la antena.

6. Medición de ganancia de una antenna con reflector parabólico.

- Colocar la fuente de alimentación del reflector parabólico a la misma altura del foco del mismo pero sin colocar el reflector, en este caso la fuente de alimentación será el dipolo creado con anterioridad.
- Hacer mediciones de la señal electromagnética producida con un analizador de espectros a determinadas distancias del dipolo de media onda y a la misma altura, esto para determinar la intensidad en de la señal en el ambiente sin el reflector.
- Hacer mediciones con una antenna de referencia conectada a un osciloscopio para determinar la intensidad de la señal en el ambiente sin el reflector pero en esta ocasión en el dominio del tiempo.
- Colocar la fuente de alimentación de la antenna parabólica en su foco.
- Repetir los pasos 2 y 3 para determinar la intensidad de la señal pero en esta ocasión con el reflector parabólico conectado.
- Analizar los datos y determinar la ganancia del reflector parabólico.

B. Resultados y discusión

Figura XI.1: Diagrama general del sistema a implementar en el módulo de diseño y caracterización de una antenna parabólica.



1. Diagrama del sistema a implementar. Para la selección de la antena se tomaron en cuenta los resultados de la investigación que se encuentra en el marco teórico. La gran mayoría de los conocimientos adquiridos provienen de (Balanis 2005) y (Kraus 2005) que son libros muy completos sobre teoría, análisis y diseño de antenas.

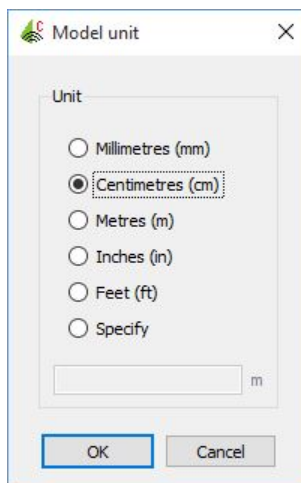
Un diagrama del sistema a implementar en este módulo se muestra en la Figura XI.1.

2. Selección de softwares utilizados para la simulación y caracterización teórica del sistema. Se utilizó el software FEKO studio 5.5 y el software CST Studio 2016 para realizar las simulaciones de la antena dipolo y la simulación del sistema compuesto por una antena dipolo y un reflector parabólico. De esta forma se podrá comparar los resultados que entregan ambos softwaers.

3. Simulación de antena dipolo de media onda con FEKO Studio. Se utilizó CAD FEKO en su versión 5.5 para diseñar la antena y el sistema de prueba. La simulación se realizó asumiendo conductores eléctricos y magnéticos ideales y transmisión en el espacio libre.

Para comenzar se seleccionaron las unidades de longitud para el diseño, en este caso centímetros. Esto se realiza en el menú “models” en la opción “model unit” como se muestra en la Figura XI.2.

Figura XI.2: Cambio de unidades de medida a centímetros.



Para la simulación de los conductores del dipolo se utilizará el elemento “line” del software que tendrá un radio de 1 mm. En la Figura XI.3 se muestra la longitud en cm de la variable lambda seleccionada y en la Figura XI.4 la longitud de los elementos “line” insertados.

Figura XI.3: Generación de la variable lambda sin factor de corrección.

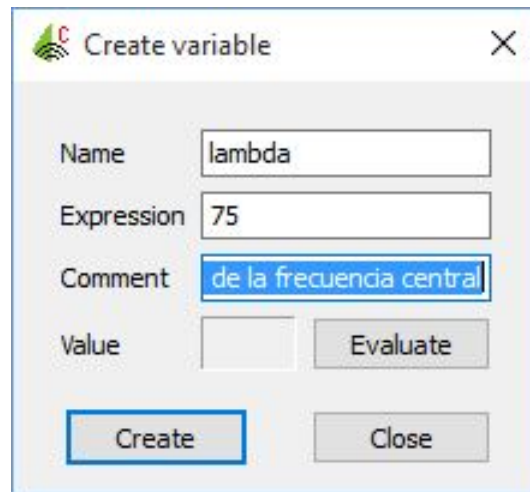


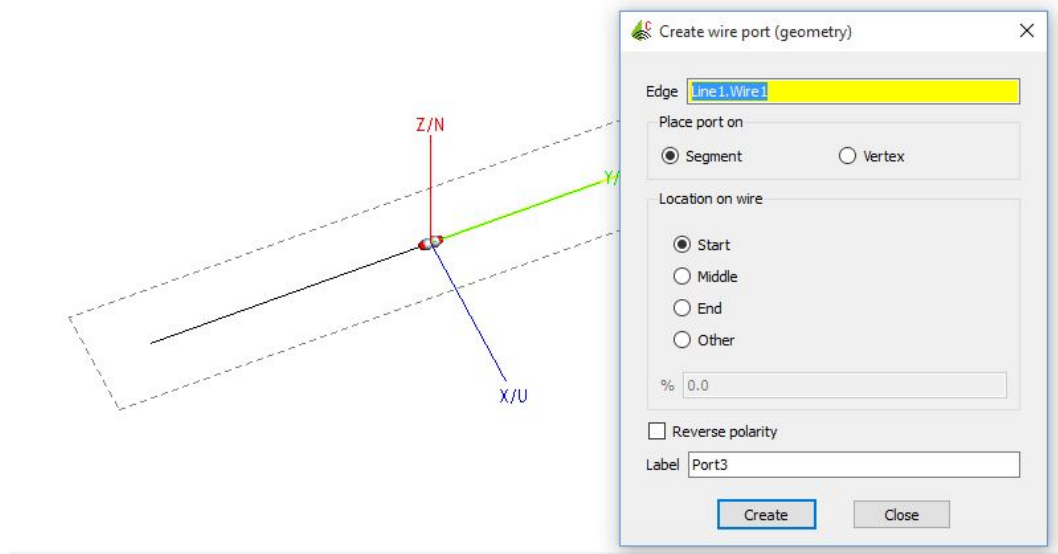
Figura XI.4: Creación de los dos brazos del dipolo.



(a) Configuración brazo de antena izquierdo

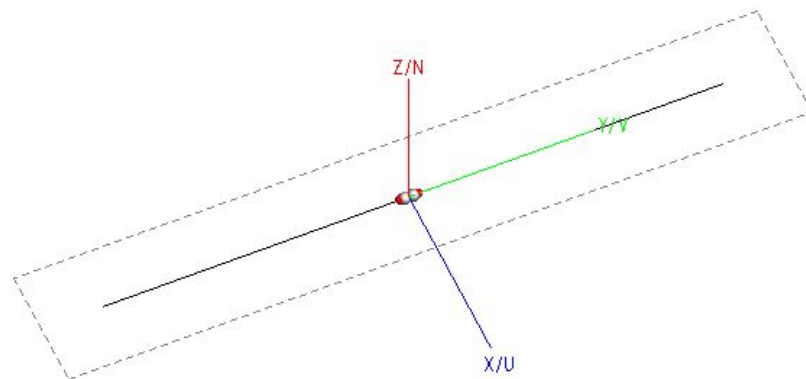
(b) Configuración brazo de antena derecho

Figura XI.5: Generación de los puertos conectados a los brazos de la antena.



Luego de agregar los dos conductores se debe agregar los puertos de alimentación para la antena, para ello se seleccionan los puertos de tipo “wire port” y para agregarlos a cada conductor sólo se debe seleccionar el conductor y hacer clic en crear, como se muestra en la Figura XI.5. Una vez creados los brazos y agregados los puertos la simulación se verá de la siguiente forma:

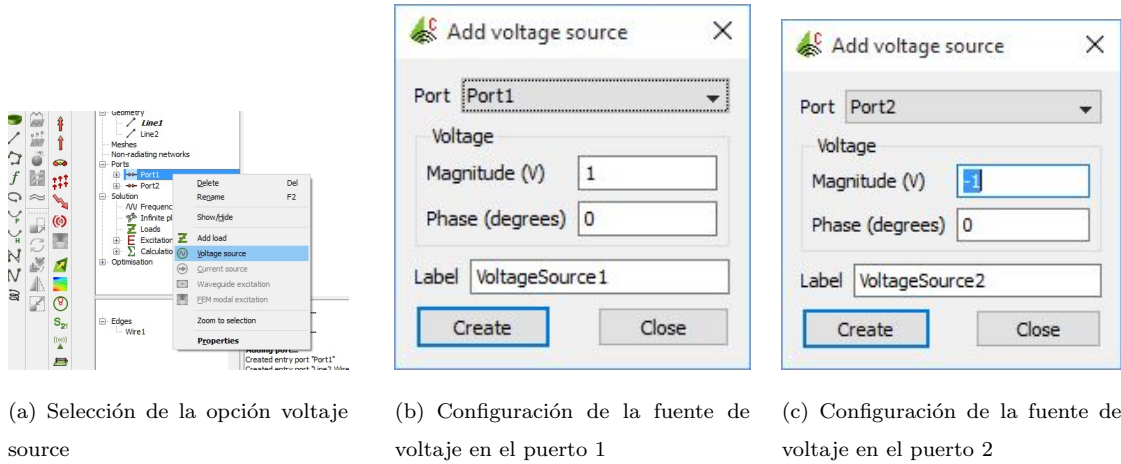
Figura XI.6: Simulación de antena dipolo con puertos conectados a los brazos.



Para que se puedan hacer pruebas de rendimiento de la antena se debe conectar a los puertos de la misma una fuente variante en el tiempo que inducirá una señal electromagnética que se propague por el espacio. Esto se hace dando clic derecho en el puerto y seleccionando la opción

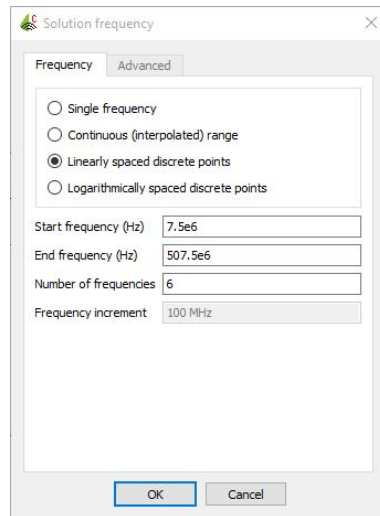
“voltaje source” como se muestra en la Figura XI.7.

Figura XI.7: Proceso de selección de señal variante en el tiempo que alimenta a la antena.



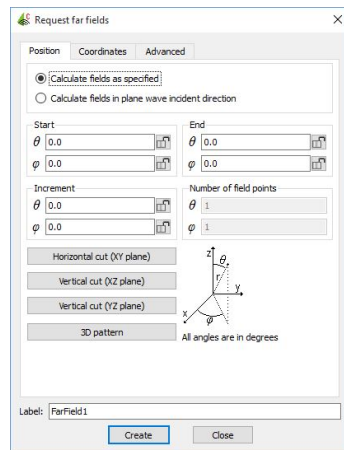
Luego se deben configurar los parámetros de la simulación, se comenzará con la frecuencia de la señal que alimentará al dipolo. Primero se selecciona una frecuencia lineal comenzando desde una frecuencia de 7.5 MHz y terminando en 507.5 MHz haciendo seis muestras incrementando de 100 en 100 MHz como se muestra en la Figura XI.8. Esto con el objetivo de poder probar el rendimiento de la antena en distintas frecuencias.

Figura XI.8: Selección de frecuencias a analizar.

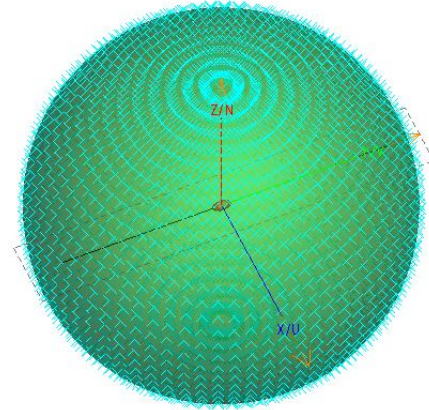


Una vez configurado todo lo referente a la antena se debe configurar las características del entorno. A continuación se seleccionará un patrón 3D de campo lejano para poder analizar el comportamiento de la señal electromagnética. Hacemos clic en la opción “3D Pattern” del menú “Request far fields” como se muestra en la Figura XI.9.

Figura XI.9: Selección de patrón de campo lejano.

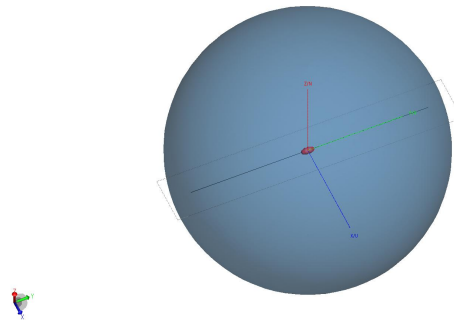


(a) Ventana para la selección del patrón de campo lejano

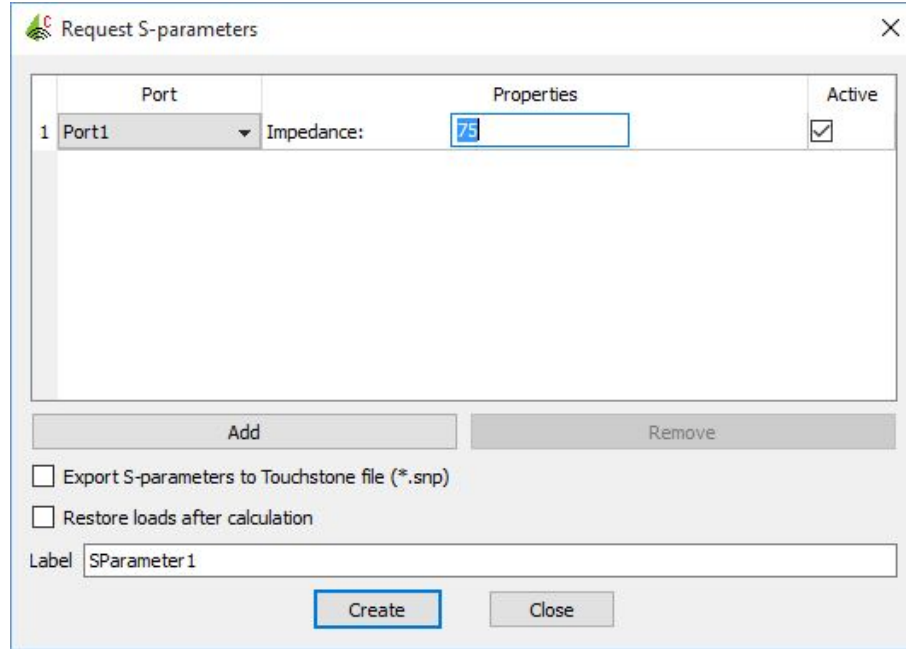


(b) Patrón de campo lejano sobre la antena

Figura XI.10: Visualización del sistema luego de agregar el patrón.



Un factor muy importante es la selección de la impedancia característica de la antena, en este caso se seleccionó una impedancia característica de 75Ω como se muestra en la Figura XI.11

Figura XI.11: Selección de impedancia como 75 Ω .

Debido a que FEKO trabaja utilizando la técnica MOM (método de los momentos), para solucionar el sistema se debe hacer una malla que cubra nuestra geometría (en el caso de la antena dipolo nuestra geometría son los brazos de la misma).

Ya que la técnica MOM trabaja reduciendo las ecuaciones de Maxwell a una ecuación integral, para resolver la integral se utilizan trozos discretos de espacio por lo que debemos dividir nuestra geometría en (triángulos) para poder resolver el sistema. La ventana de selección de malla se muestra en la Figura XI.12 y en este caso se seleccionaron los valores sugeridos.

Después de todos los pasos anteriores ya se puede simular la antena, para que el programa haga los cálculos correspondientes se debe hacer clic en el botón “Run Feko” que aparece en la parte superior de la aplicación y una vez terminada la simulación se observará una ventana como la de la Figura XI.13 si no hay ningún error.

Figura XI.12: Selección de parametros de malla que cubra la geometría.

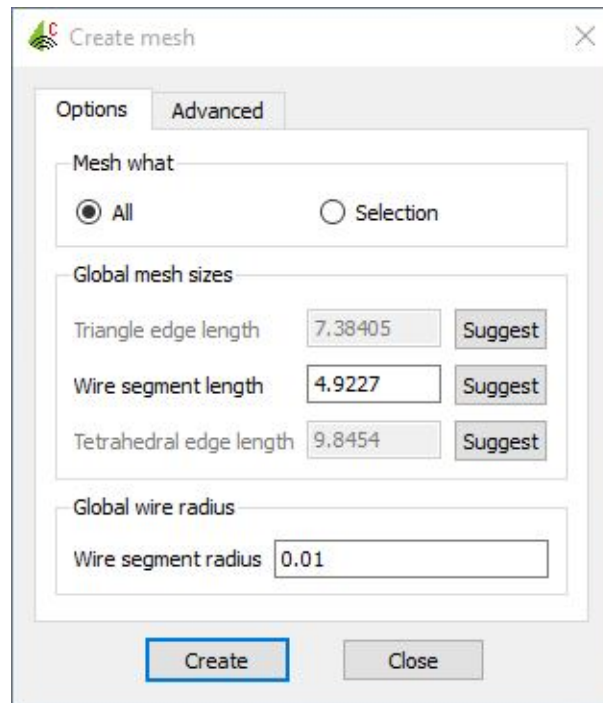


Figura XI.13: Selección de parametros de malla que cubra la geometría.

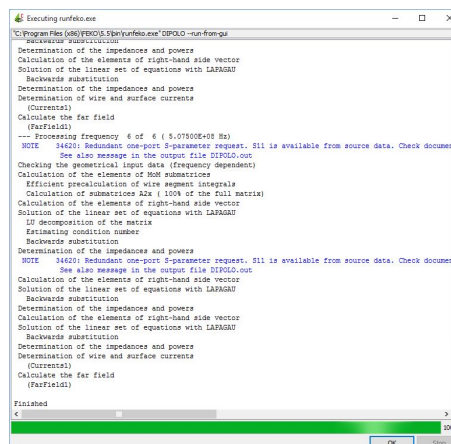


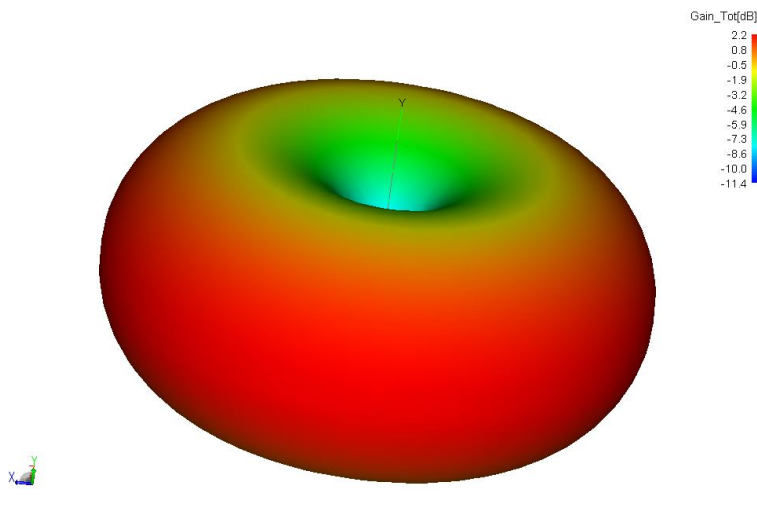
Figura XI.14: Diseño del dipolo terminado en CAD Feko.



Al terminar la simulación ya podemos observar los resultados de la misma seleccionando la opción “Post Feko” que desplegará una nueva ventana en la cual podremos seleccionar los análisis que nos interesen.

4. Resultados obtenidos con Feko Studio. Con Feko se puede mostrar el patrón de radiación en términos de la ganancia, la directividad o de la magnitud del campo eléctrico.

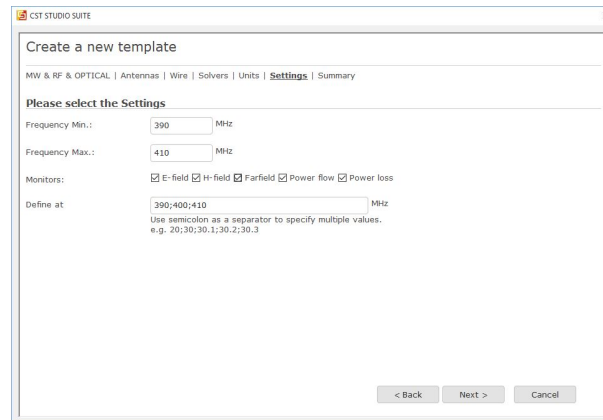
Figura XI.15: Patrón de radiación del dipolo en términos de la ganancia simulado en Feko studio (dB) a una frecuencia de 407.5 MHz.



5. Simulación de antena dipolo de media onda con CST Studio 2016. Los pasos para la simulación con CST Studio son básicamente los mismos que con Feko por lo que no se hará énfasis en la explicación de cada uno de ellos. Se comienza con la creación de un nuevo proyecto, se definen

las unidades de medida y las frecuencias a las que se desea trabajar en un menú como el que se muestra en la Figura XI.16.

Figura XI.16: Ventana de creación de nuevo proyecto en CST Studio



Luego se define una lista de los parámetros más importantes de nuestro sistema:

Figura XI.17: Introducción de los parámetros de la antena

The screenshot shows the 'Parameter List' dialog box in CST Studio Suite. It contains a table with the following data:

Name	Expression	Value	Description	Type
f	= 407.5	407.5		Undefined
Wv	= 736.19	736.19		Undefined
L	= 0.3680	0.3680		Undefined
R	= 1	1		Undefined
q	= :.3522	:.3522		Undefined
<new parameter>				

At the bottom of the dialog, there are two tabs: 'Parameter List' and 'Result Navigator'.

Para modelar los brazos de la antena utilizaremos cilindros metálicos, para insertar uno nos vamos al menú “Shapes” y lo seleccionamos. Nos saldrá un menú en el cual insertamos la orientación y ubicación del cilindro, su radio, longitud y lo más importante el material del que está hecho, en este caso seleccionamos una aleación de cobre.

Figura XI.18: Menú de edición de cilindros insertados.

Cylinder

Name:

Orientation U V W

Outer radius: Inner radius:

Ucenter: Vcenter:

Wmin: Wmax:

Segments:

Component:

Material:

Figura XI.19: Menú de selección de material.

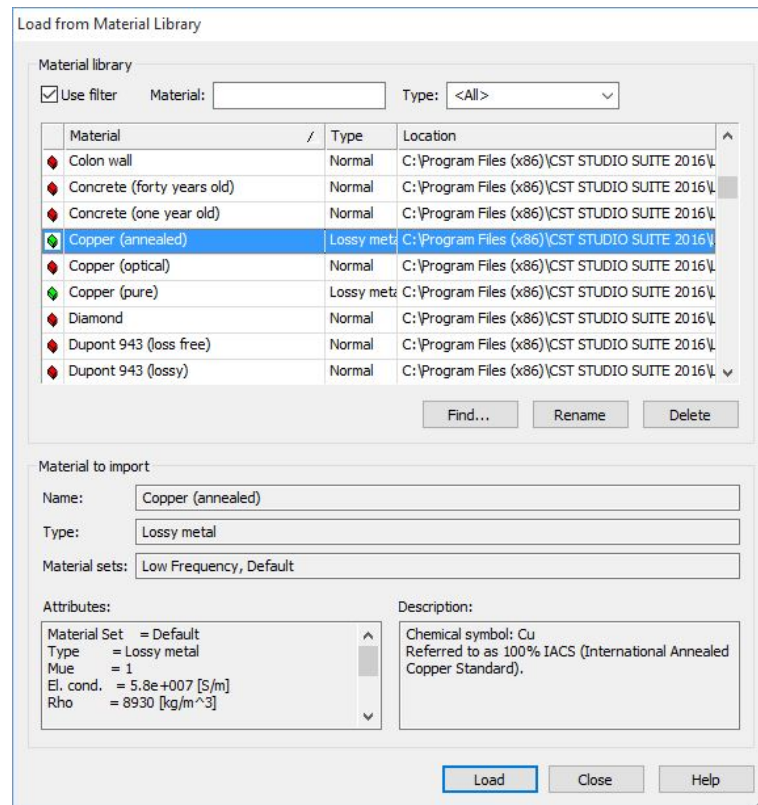
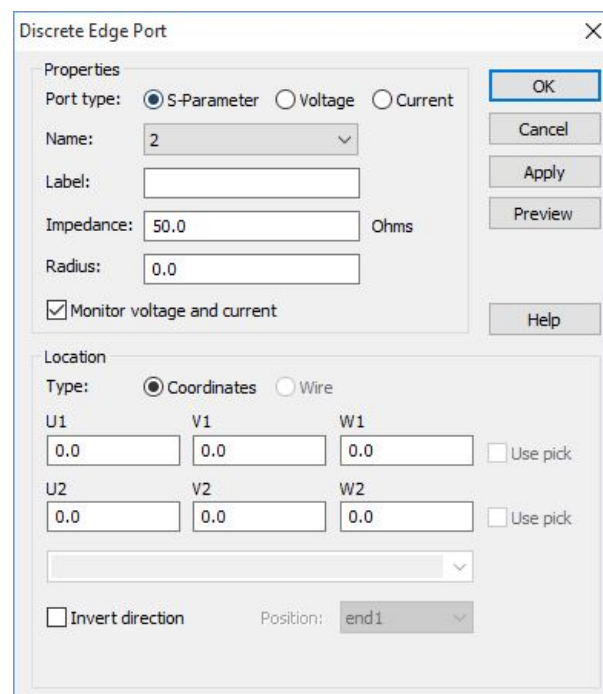
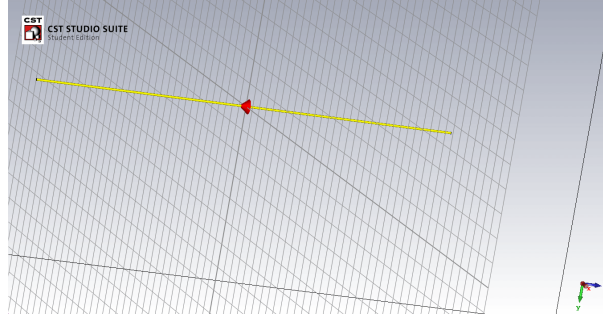


Figura XI.20: Selección del puerto de alimentación del dipolo.



Luego de insertar los brazos de la antena se inserta el puerto con la señal que alimentará al dipolo como se muestra en la Figura XI.20. Después de seleccionar la fuente de alimentación del dipolo se procede a seleccionar la malla que cubra la estructura y también especificar que solo se quiere analizar el patrón de campo lejano. La estructura terminada se observa en la Figura XI.21.

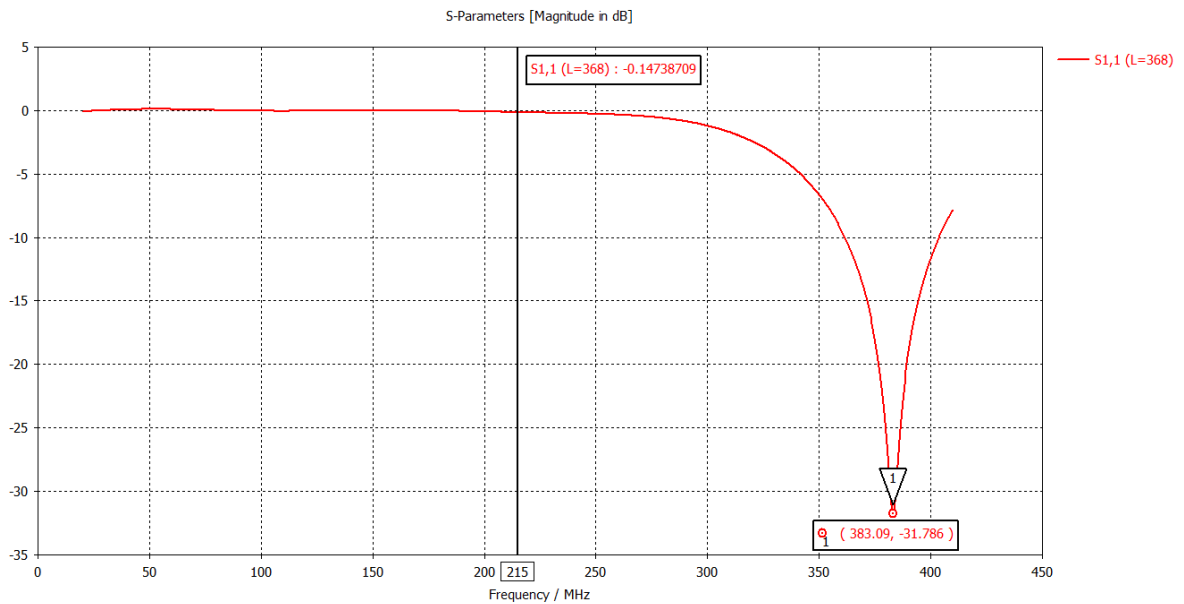
Figura XI.21: Diseño de antena dipolo terminado en CST Studio.



6. Resultados obtenidos. Los resultados obtenidos al realizar la simulación del comportamiento de la antena diseñada se muestra a continuación, estos resultados fueron realizados asumiendo un radio de referencia de 1 metro y transmisión en el espacio libre.

Para ver la frecuencia a la que hay una mejor radiación se obtiene el parámetro S11 que se muestra en la Figura XI.22.

Figura XI.22: Parámetro S11 que nos muestra la frecuencia a la que la antena transmite de forma más óptima, donde L es la longitud en mm.



De donde se puede observar que la frecuencia de resonancia de la antena es 383.09 MHz por

lo que se procedió a realizar modificaciones en la longitud de los brazos de la antena para que la frecuencia de resonancia fuera 407.5 MHz. En este caso se utilizó el 95 % de la longitud original y se realizaron pruebas hasta encontrar la longitud más adecuada para lograr transmitir de forma óptima a 407.5 MHz.

Figura XI.23: Parámetros S11 para distintas longitudes de los brazos de la antena dipolo (Longitud en mm).

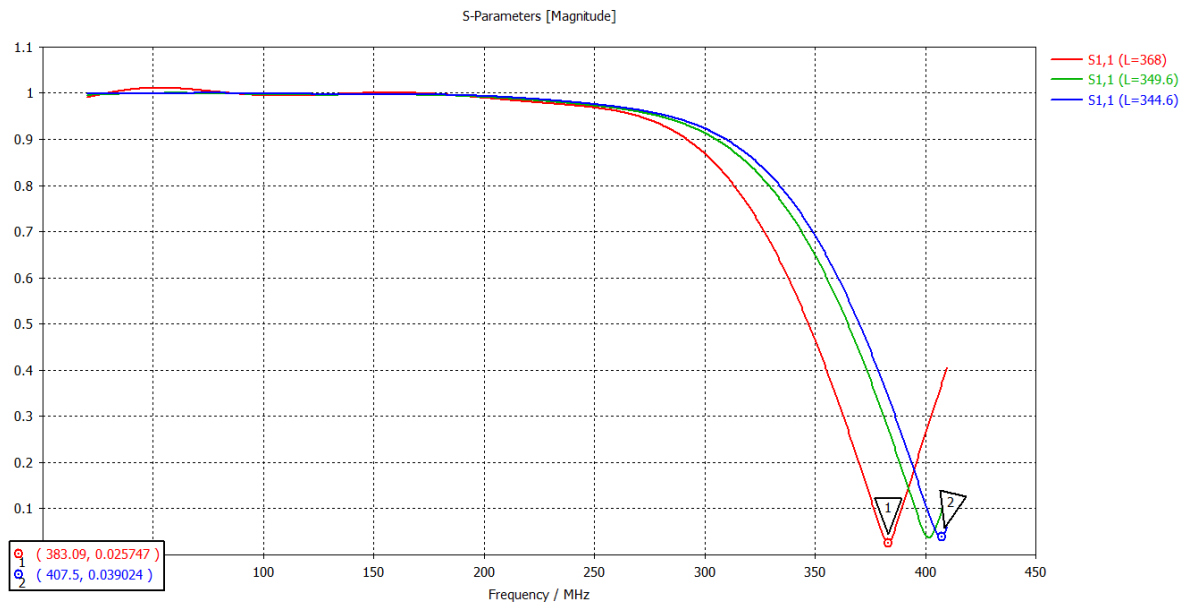
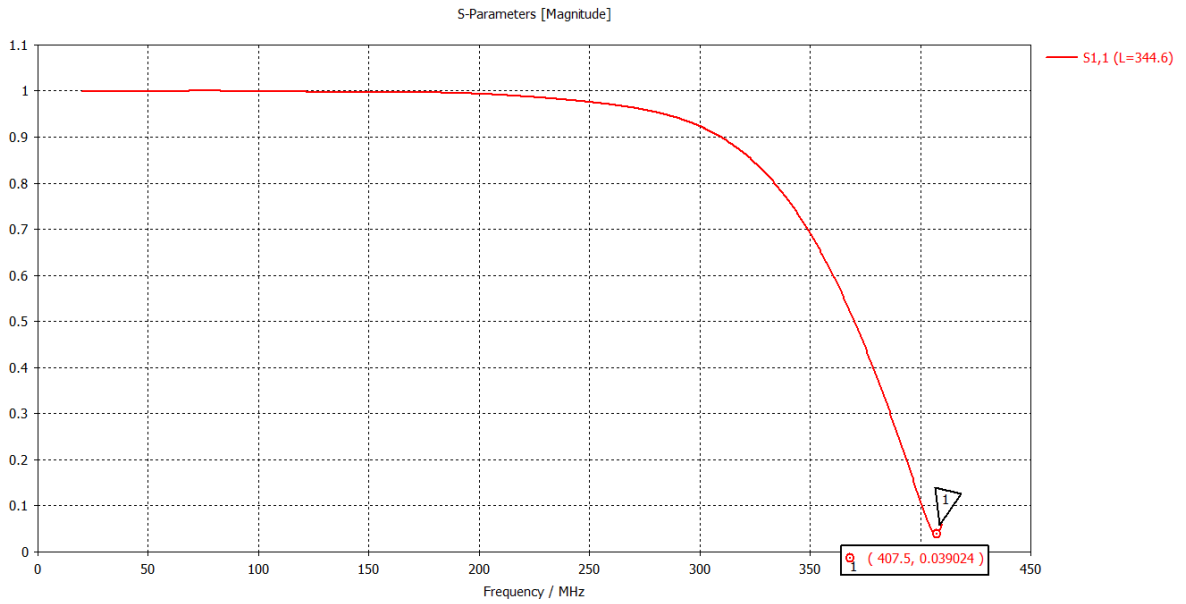


Figura XI.24: Parámetro S11 con la longitud de los brazos del dipolo optimizada a 0.95 % (Longitud en mm).



También se obtuvo una gráfica de la potencia Radiada, y la potencia de entrada a la antena que se muestra en la Figura XI.25.

Figura XI.25: Gráfica de los cambios en potencia radiada, potencia aceptada por el sistema, potencia perdida en el material conductor y potencia de entrada al sistema con respecto a la frecuencia.

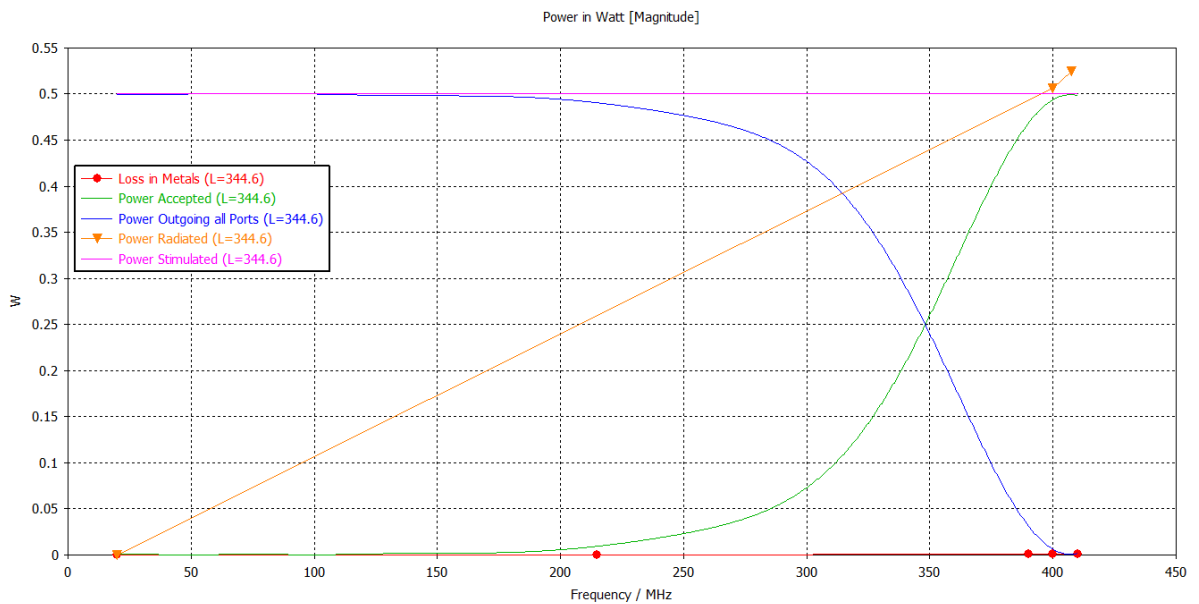


Figura XI.26: Gráfica de voltajes estacionarios VSWR.

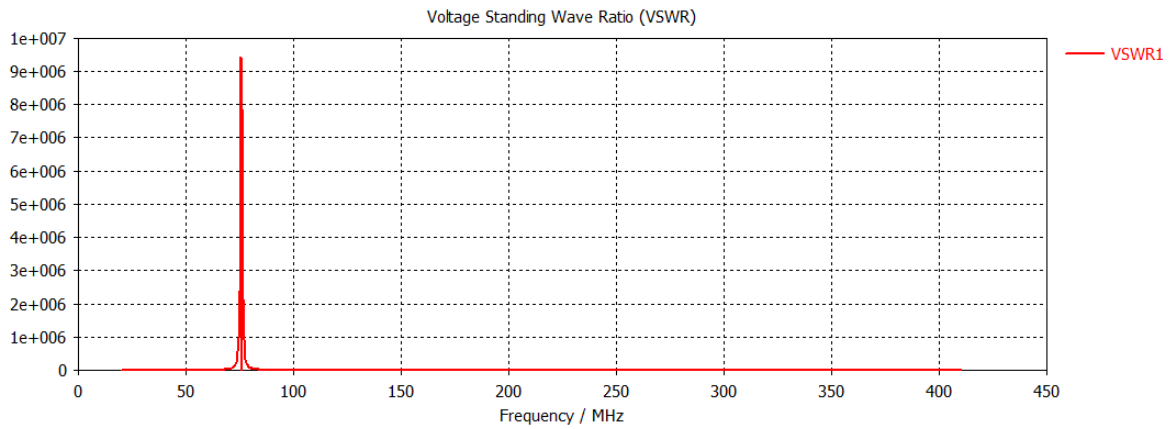


Figura XI.27: Patrón de radiación en dBi de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.

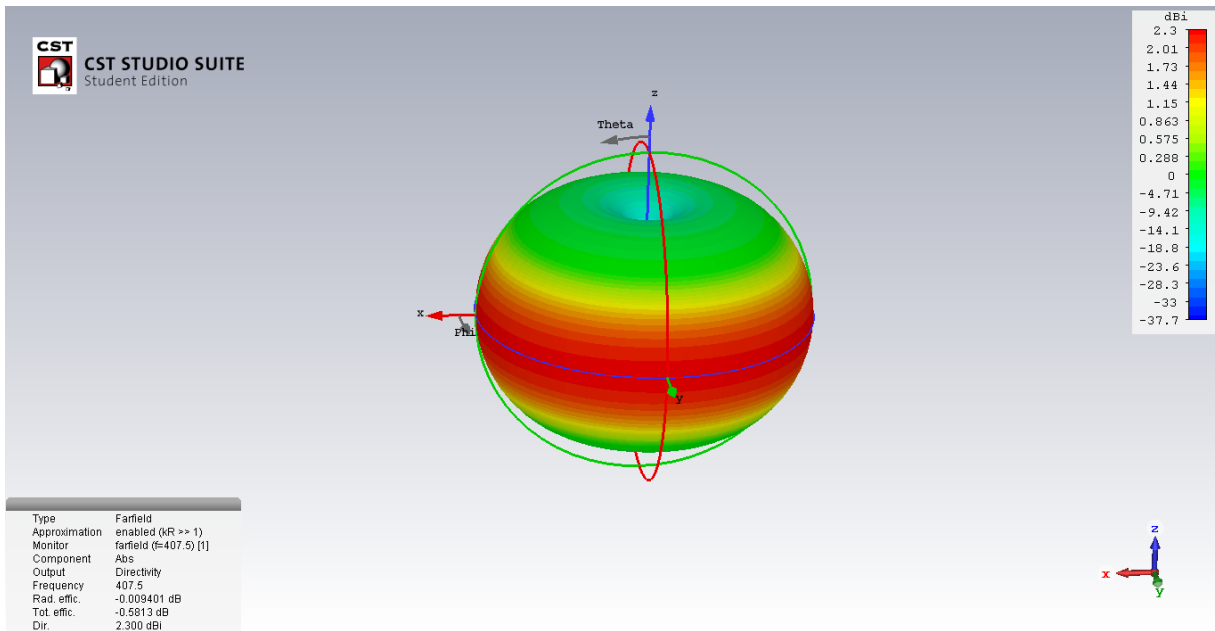
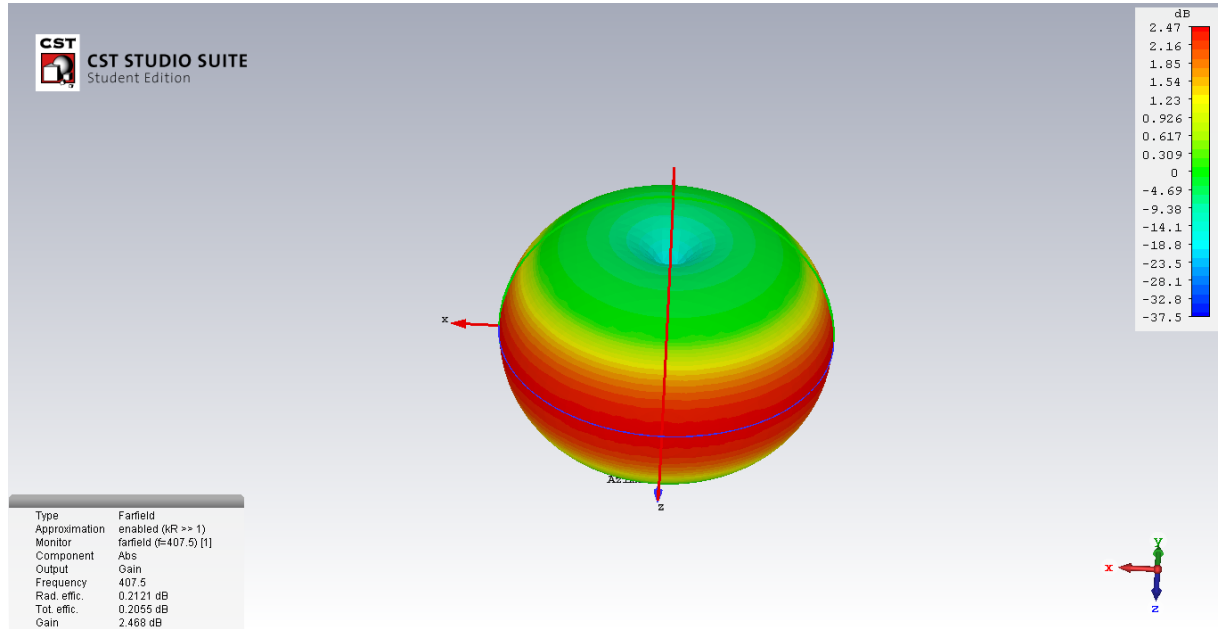


Figura XI.28: Patrón de radiación en dBi de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.

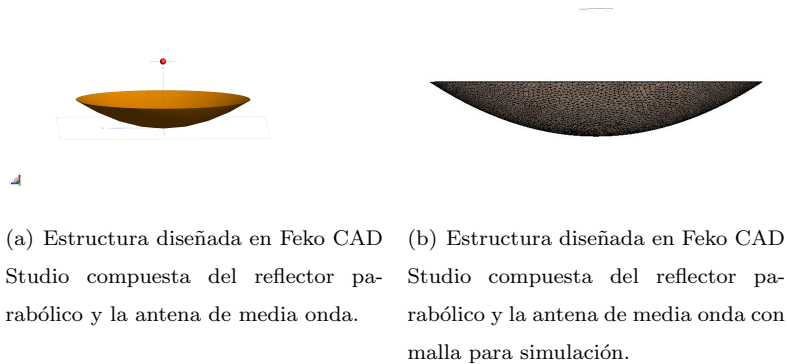
Figura XI.29: Patrón de radiación en dB de la antena diseñada operando a una frecuencia de 407.5 MHz simulado en CST Studio.



7. Simulación de reflector parabólico alimentado con antena dipolo de media onda.

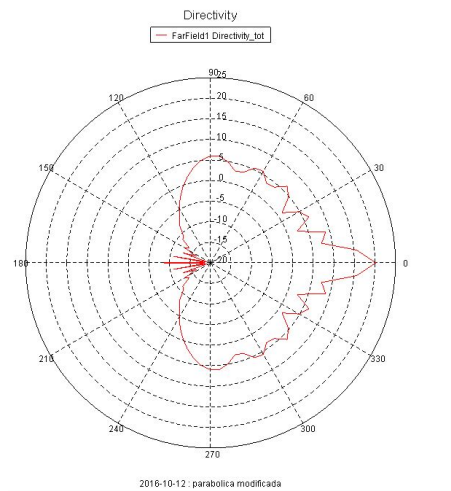
Simulación con Feko Studio. Siguiendo los mismos pasos que en la elaboración del dipolo, pero esta vez insertando un paraboloide al sistema se obtuvo el diseño que se muestra en la Figura XI.30.

Figura XI.30: Estructura diseñada en Feko Cad Studio



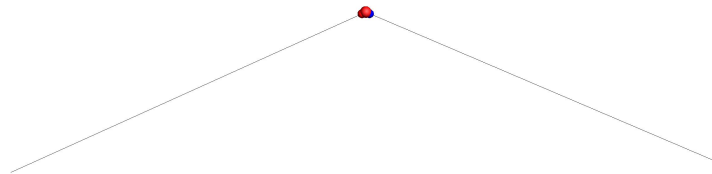
Con esta estructura se obtuvo el siguiente patrón de radiación:

Figura XI.31: Directividad del sistema con reflector parabólico alimentado por un dipolo de media onda.



De la Figura XI.31 se puede notar que con un dipolo de media onda colocado en el foco del reflector parabólico no se obtiene una gran directividad por lo que se procedió a utilizar un dipolo de media en V que es muy parecido al dipolo de media onda convencional pero en este los brazos de la antena forma un ángulo de 60 grados entre si.

Figura XI.32: Antena dipolo de media onda diseñada en Feko Studio



La nueva estructura del sistema se ve de la siguiente forma:

Figura XI.33: Reflector parabólico alimentando con dipolo de media onda en V.

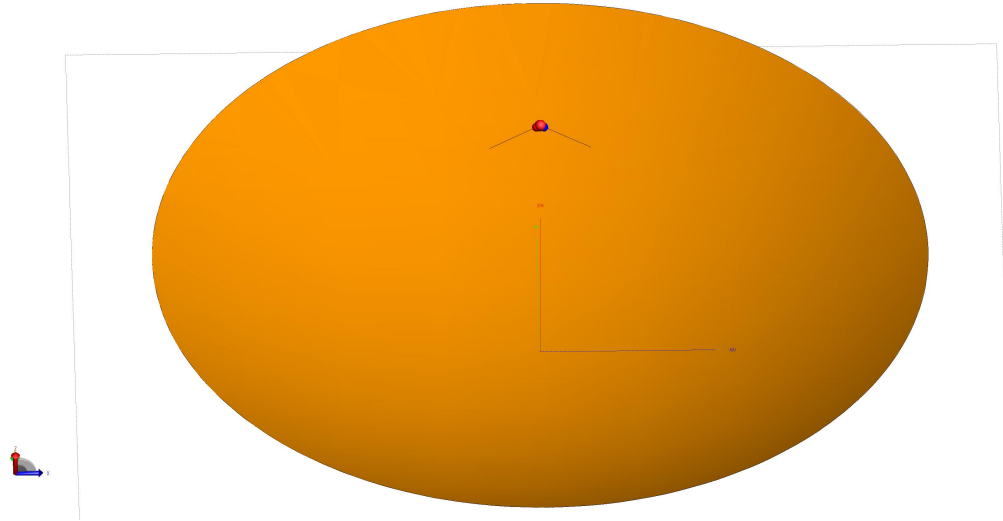
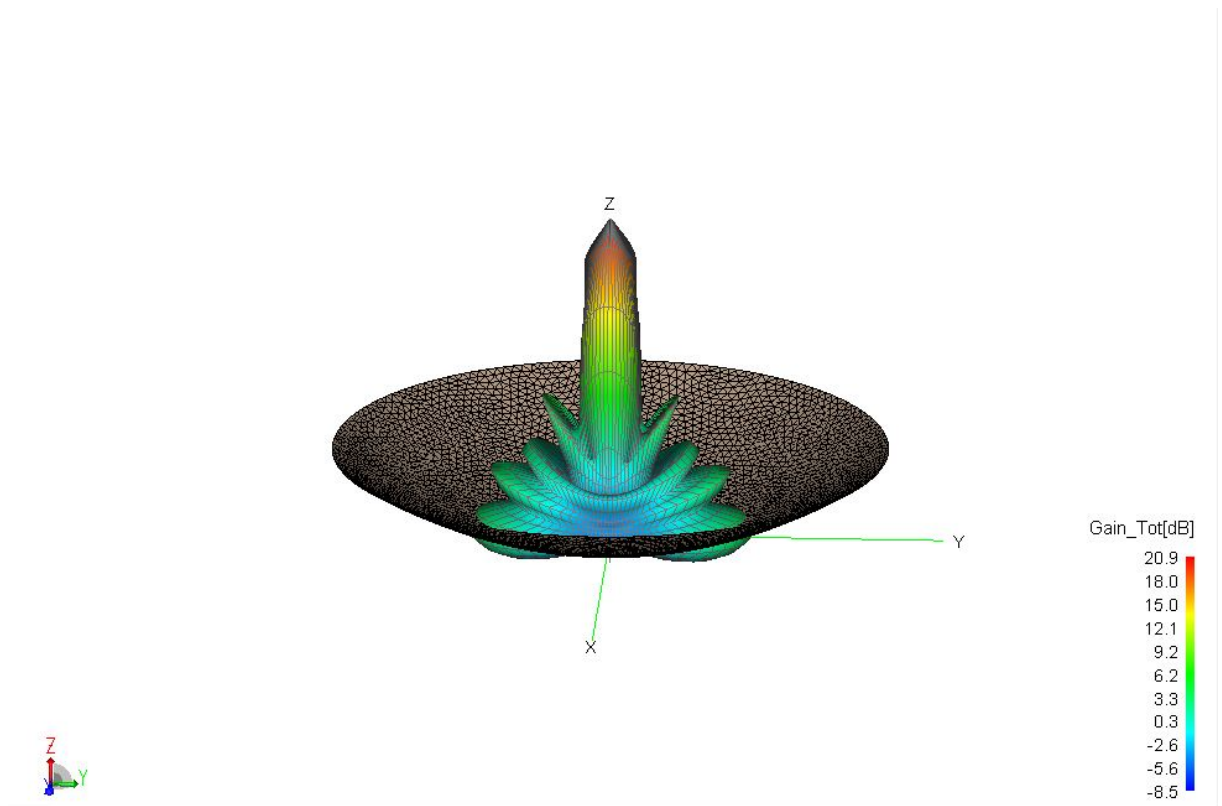


Figura XI.34: Patrón de radiación 3D de ganancia en dB.

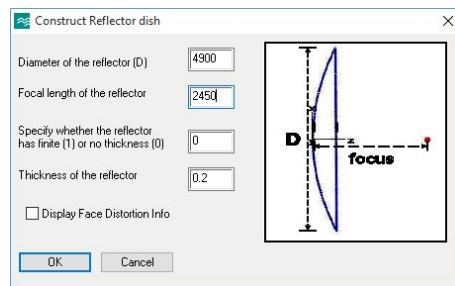


Con esta configuración se obtiene una mayor directividad debido al patrón de radiación de

las antenas dipolo de media onda en V. A continuación se presentan algunos de los principales resultados del análisis realizado.

8. Simulación con CST Studio. Para la simulación con CST Studio se utilizó la plantilla *Reflector dish* que se encuentra en el menú Macros, y se ingresaron las dimensiones del reflector parabólico que se utilizará en el radiotelescopio como se muestra en la Figura XI.35, se ingresó un diámetro de 4900mm y una distancia hacia el foco de 2450mm.

Figura XI.35: Parámetros introducidos para generar el reflector parabólico en CST Studio.



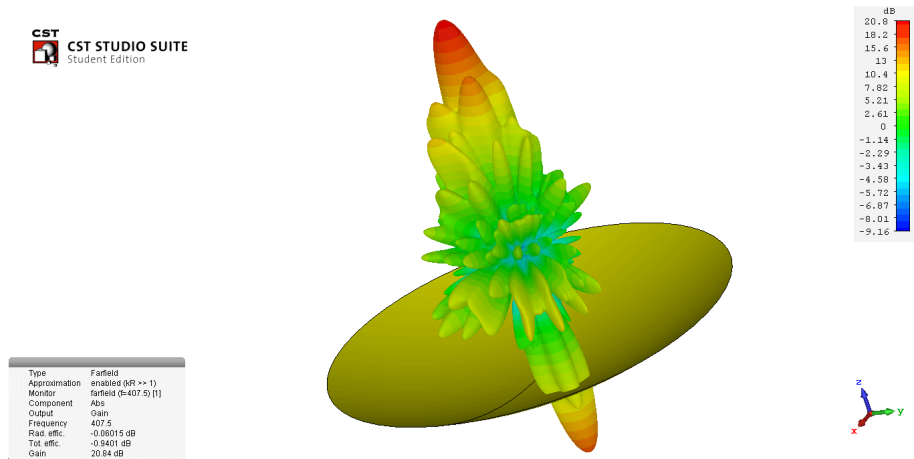
Luego se colocó un dipolo de media onda en el foco del reflector parabólico y se realizó la configuración de las condiciones de frontera y la configuración de la malla como se había realizado anteriormente en la simulación de la antena dipolo. El sistema terminado se puede observar en la Figura XI.36.

Figura XI.36: Reflector parabólico alimentado con una antena dipolo de media onda construido en CST Studio.

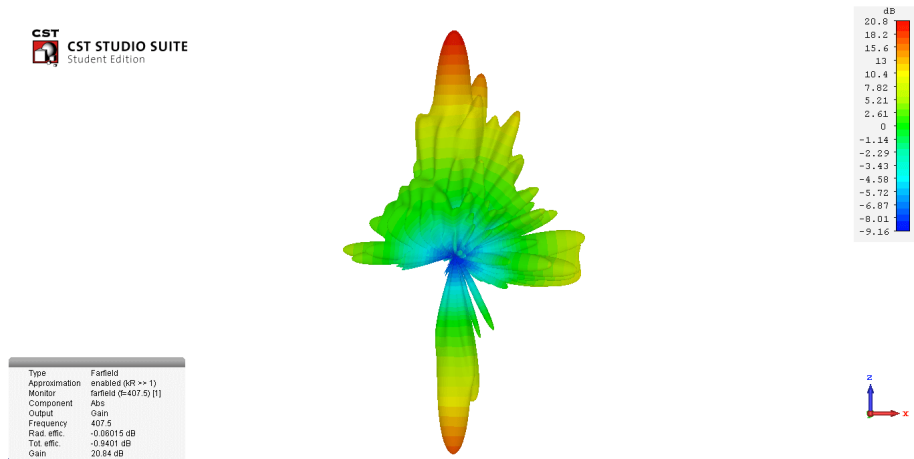


Una vez terminada la estructura se procedió a realizar las simulaciones para determinar el comportamiento de la antena en la zona de campo lejano a una frecuencia de 407.5 MHz. Los resultados más importantes de esta simulación se muestran en la Figura XI.37.

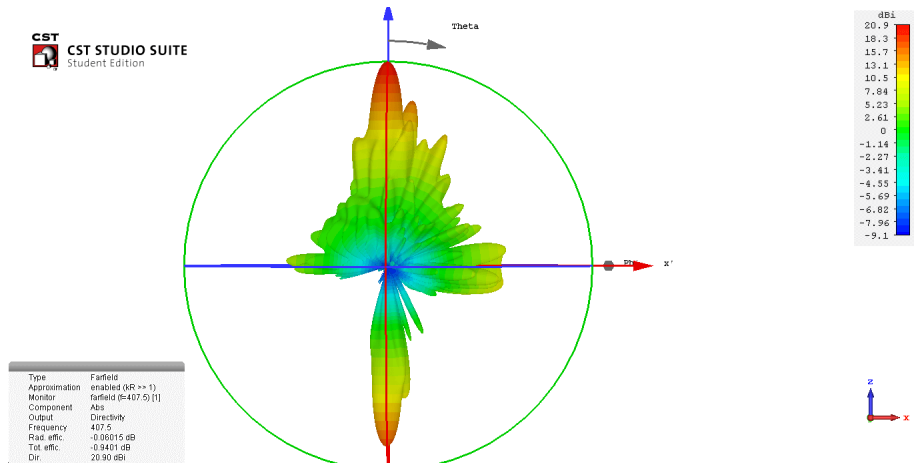
Figura XI.37: Patrón de radiación simulado con CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.



(a) Vista en perspectiva del patrón de radiación y la estructura.

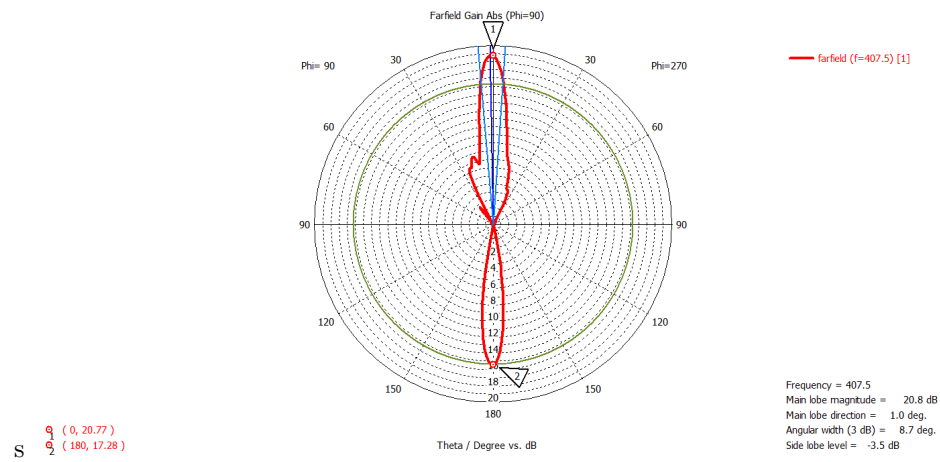


(b) Vista frontal de patrón del radiación en términos de la ganancia.

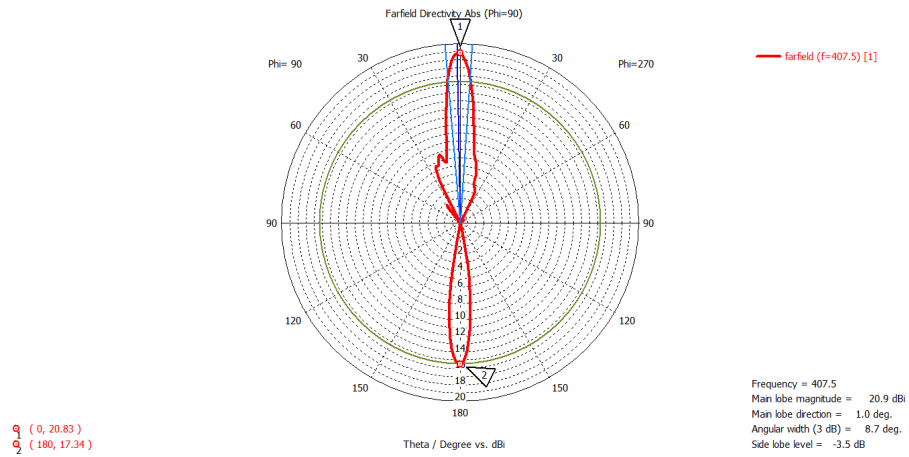


(c) Vista frontal de patrón del radiación en términos de la directividad.

Figura XI.38: Patrón de radiación en coordenadas polares simulado con CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.

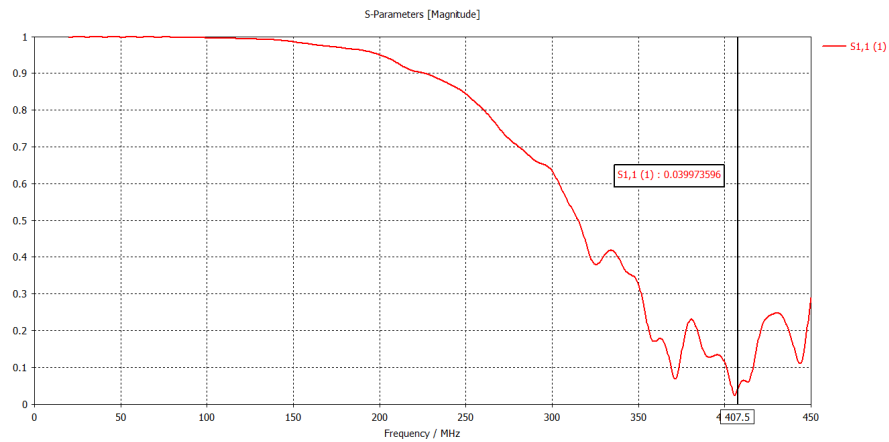


(a) Ganancia en coordenadas polares.



(b) Directividad en coordenadas polares.

Figura XI.39: Parámetro S11 del sistema compuesto del reflector y la antena dipolo.

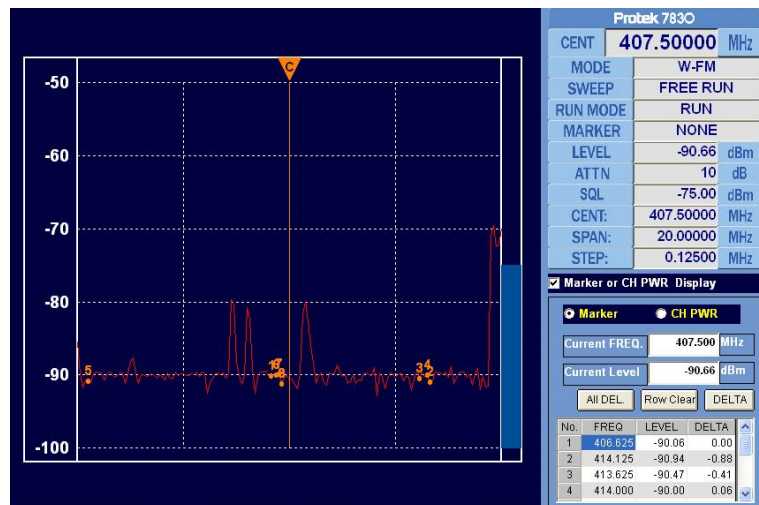


9. Análisis del espectro electromagnético en frecuencias cercanas a los 407.5 MHz. Se analizó el espectro electromagnético cercano a 407.5 MHz con un ancho de banda de 20 MHz para determinar la presencia de señales producidas por el ser humano que puedan afectar nuestras mediciones.

En todos los países miembros de la Unión Internacional de Telecomunicaciones *International Telecommunication Union* (ITU por sus siglas en inglés) se tienen reservadas las frecuencias entre los 406.1 MHz y 410 MHz para hacer observaciones continuas de radioastronomía (UIT 2016), lo que significa que no se puede transmitir señales electromagnéticas en dichas frecuencias. Guatemala no es miembro de esta organización y no existen en la Ley General de Telecomunicaciones (SIT 2008) regulaciones sobre frecuencias protegidas para las observaciones en radioastronomía, por lo que es probable que se emitan señales en estas frecuencias y es conveniente hacer un análisis del espectro electromagnético en el que queremos trabajar.

Para realizar las mediciones se utilizó el analizador de espectros Protek 7830 utilizando una antena omnidireccional (la que incluye el dispositivo) y los resultados se graficaron en una computadora. Se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura XI.40 y también se realizó el análisis del espectro electromagnético de la señal de una emisora de radio FM el cuál se muestra en la Figura XI.41 para hacer una comparación entre la potencia de las señales encontradas en el espectro electromagnético de interés y las señales que se emiten en frecuencias comerciales.

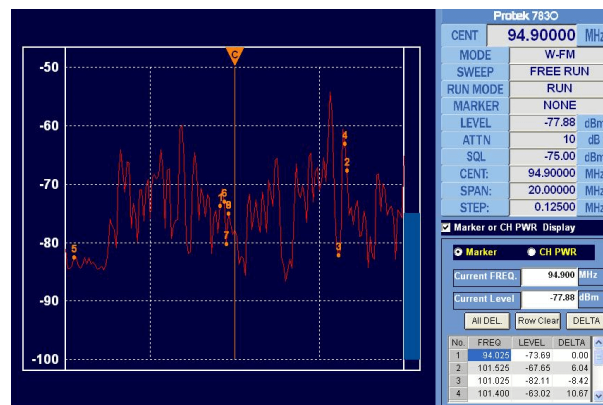
Figura XI.40: Análisis del espectro electromagnético a una frecuencia central de 407.5 MHz y un ancho de banda de 20 MHz.



Cuadro XI.1: Lista de frecuencias cercanas a 407.5MHz y la potencia en dBm de la señal.

Freq (MHz)	Nivel (dBm)
407.250	-89.85
407.500	-90.65
407.750	-89.95
408	-89.62
408.250	-81.09
408.500	-91.17
408.750	-90.03
409	-90.15
409.250	-90.12

Figura XI.41: Análisis del espectro electromagnético a una frecuencia central de 94.9 MHz.



Como se puede observar en la Figura XI.40 a 407.5 MHz específicamente no se nota la presencia de señales emitidas por el ser humano, y como se puede observar en el Cuadro XI.11 las frecuencias entre 407.250-409.250 MHz mantienen una potencia cercana a los -90 dBm a excepción de la señal obtenida en 408.250 MHz en donde podemos tener una posible fuente de interferencia ya que la señal tiene una potencia de -81.09 dBm, esta señal se puede observar en la Figura XI.40 como un pico en la gráfica y podría ser una señal producida por el ser humano que afecte nuestras mediciones.

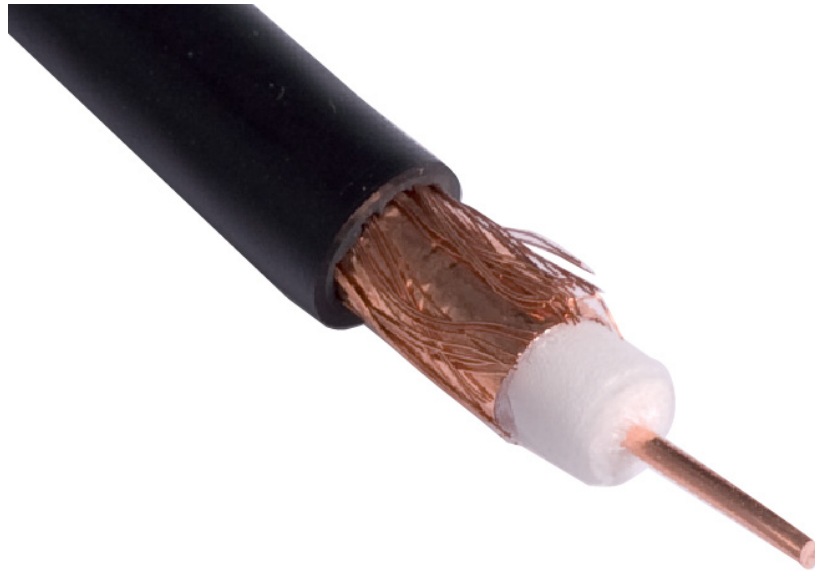
En la Figura XI.41 se puede observar el espectro electromagnético de una frecuencia comercial para transmisión de radio FM, podemos notar que a la frecuencia central 94.9 MHz se tiene una potencia de -77.88 dBm y es mayor a la potencia de las señales encontradas en 407.5 MHz que era de -90.65 dBm.

10. Construcción de antena dipolo de media onda. Después de haber realizado el diseño teórico de la antena se procedió a la construcción, el reflector parabólico será construido en otro módulo del megaproyecto por lo que en este módulo sólo se construirá la antena de alimentación del sistema y la primera opción es un dipolo de media onda. Debido a que el cable coaxial que se utilizará para conectar la antena con la etapa de amplificación es de 50Ω la antena deberá estar diseñada para

tener una impedancia de 50Ω , por esta razón se utilizará el mismo cable coaxial para elaborar los brazos del dipolo y así lograr tener un buen acople de impedancias.

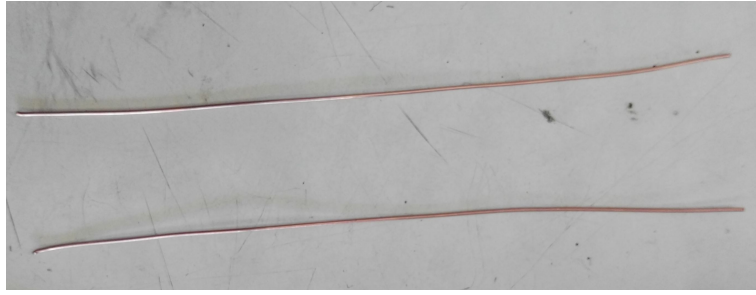
Para comenzar se corto un pedazo de cable coaxial al cual se le extrajo el conductor de cobre como se observa en la Figura XI.42, luego se hicieron los dos brazos del dipolo con el conductor siguiendo la (IV.25) de donde se obtuvo que la longitud de onda para 407.5MHz es de 0.7362 cm por lo que de manera ideal la longitud de la antena debería ser de 0.368 cm y la longitud de cada brazo debería ser de 0.184cm. Tomando en cuenta las simulaciones en CST Studio y los resultados mostrados en la Figura XI.22 en donde se toman en cuenta factores como el tipo de material y el acople de impedancias se acortó la longitud de cada brazo a 17cm para obtener una longitud total del dipolo de 34cm más el espacio entre cada brazo esperando de esta forma tener un mejor desempeño de la antena como lo indica la simulación.

Figura XI.42: Cable coaxial, del cuál se utilizará el conductor de cobre para crear los brazos de la antena dipolo de media onda.

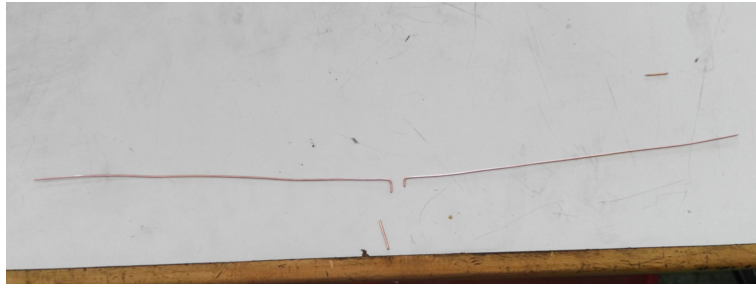


Luego de cortar los brazos de la antena se procedió a colocar un material dieléctrico entre ellos y a fijarlos en su lugar, para finalizar se agregó un conector BNC y se hicieron pruebas para verificar que no hubiera corto circuito entre cada una de las terminales del dipolo. El proceso de construcción se puede observar en la Figura XI.43.

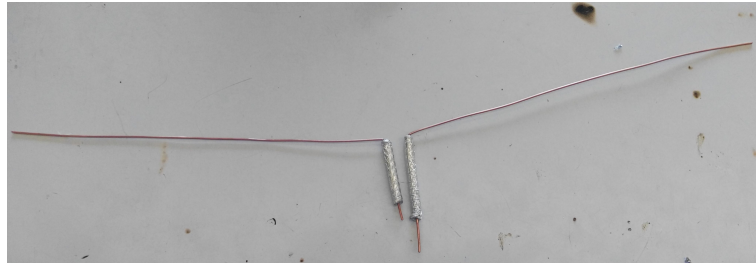
Figura XI.43: Proceso de construcción de la antena dipolo.



(a) Alambre de cobre para los brazos de la antena dipolo.



(b) Brazos de la antena con las medidas calculadas.



(c) Cable coaxial de donde se obtuvo el conductor de cobre.



(d) Antena terminada

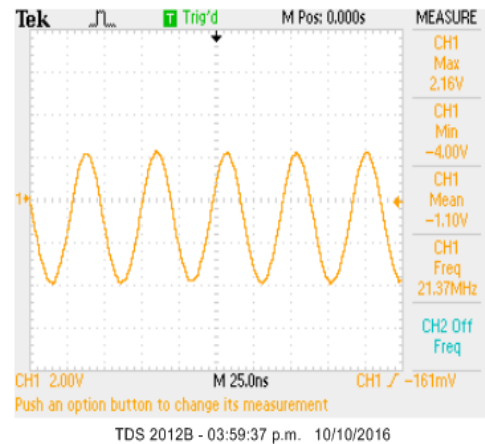
11. Pruebas de funcionamiento de la antena diseñada. Para la medición de la ganancia de la antena se siguieron los pasos de la metodología, y se comenzó con pruebas de transmisión mediante las cuales se determinaría la ganancia de la antena. Debido a lo complicado que es generar una señal de 400 MHz con circuitos de electrónica convencional las primeras pruebas se realizaron utilizando una señal sinusoidal a 20 MHz esto para determinar experimentalmente el funcionamiento de la antena a dicha frecuencia. Aunque con los resultados mostrados en la Figura XI.25 se puede ver que se espera que la potencia radiada a 20MHz será menor a los 0.05W, prácticamente 10 veces menor a la potencia teórica entregada en 407.5MHz.

Para esta prueba la antena fue alimentada con una señal sinusoidal de 1V de amplitud y una frecuencia central de 22MHz como se puede observar en la Figura XI.44. La señal fue producida por medio de un generador de señales marca BK Precision el cual sólo puede generar señales con frecuencias máximas de 22 MHz.

Figura XI.44: Señal sinusoidal de 1V de amplitud y una frecuencia de 21.37MHz generada para la experimentación.



(a) Generador de señales utilizado en la experimentación.



(b) Señal generada vista en un osciloscopio Tektronix TDS2012B.

Para hacer las mediciones de potencia de la señal electromagnética emitida se marcó la posición en la que se colocaría la antena, y las distancias a las cuales se realizarían mediciones de potencia con el analizador de espectro Protek 7830 como se observa en la Figura XI.45. Para calcular las distancias a las que se harían las mediciones se tomó en cuenta el concepto de las regiones de campo visto en la sección de marco teórico.

Debido a que se quiere asumir que las señales electromagnéticas que llegan al analizador de espectros son de onda plana se deben hacer las mediciones en la región de campo lejano y para esto se debe cumplir con lo que se muestra en la Figura IV.11 por lo que la distancia debe de cumplir

con $R > \frac{2D^2}{\lambda}$ en donde R es la distancia a la que debemos colocar el analizador de espectros, D es la dimensión más grande de la antena, en este caso 0.36m y λ es la longitud de onda de la señal de interés, en nuestro caso se tendría que:

$$R > \frac{2 * 0.36^2}{0.736} = 0.3521m \quad (XI.1)$$

Lo que quiere decir que tendríamos que estar a 35.21 cm para estar en la zona de campo lejano, tomando en cuenta esto se seleccionaron los siguientes puntos de medición: (5cm, 0.5m, 1m, 1.5m, 2m y 2.5m). Se tomó la distancia de 5cm para ver que se obtenía al hacer mediciones dentro de la zona de Fresnel.

Figura XI.45: Espacio para medición de la señal emitida por la antena dipolo, se colocaron marcas en cada uno de los puntos en donde se realizaron las mediciones.



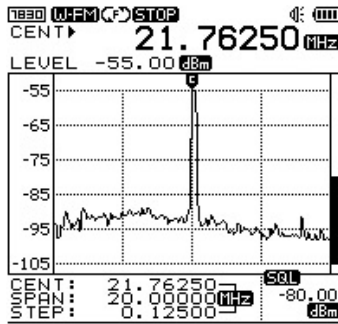
12. Medición de la señal electromagnética sin la antena dipolo. Para determinar la diferencia entre usar la antena dipolo y dejar sólo el cable coaxial (el cuál al dejarlo expuesto al aire libre actuará como una pequeña antena dipolo) se realizaron mediciones del campo electromagnético producido al dejar el cable coaxial expuesto como se muestra en la Figura XI.46. Es importante resaltar que todas las mediciones realizadas con el analizador de espectros fueron realizadas con la opción *Atten* configurada en 10, esto quiere decir que los resultados que se muestren en la pantalla serán 10 veces el valor original de la señal. Se realizó esta configuración con el objetivo de poder observar de mejor manera los cambios en la intensidad de las señales.

Figura XI.46: Cable coaxial expuesto colocado en el lugar en donde se realizarán las mediciones con la antena dipolo, a una altura de 65 cm.

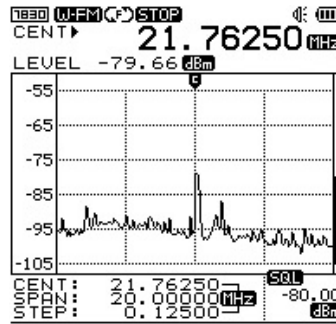


Los resultados obtenidos se muestran en la Figura XI.47, las señales que fueron graficadas con el osciloscopio fueron obtenidas con otra antena dipolo la cual fue conectada al osciloscopio y colocada a cada una de las distancias que se definieron con anterioridad con respecto a la antena emisora. Como se puede observar en la Figura XI.47 a 5cm de la antena emisora la señal tiene una potencia de -55dBm y a medida que nos alejamos de la señal decae considerablemente a tal punto que al llegar a una distancia de 2.5m la señal es prácticamente imperceptible. En (g) de la Figura XI.47 podemos observar la señal recibida por otra antena dipolo y como cambia en el tiempo, se puede ver que la amplitud de la señal recuperada es de 1.2 mV y que a medida que nos alejamos de la antena transmisora la amplitud de esta señal decae como se puede ver en (i).

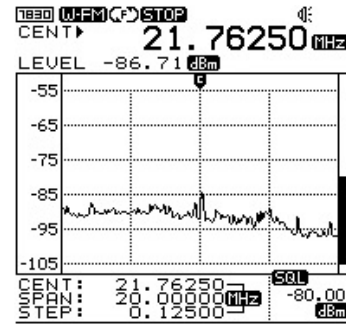
Figura XI.47: Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente sin utilizar la antena dipolo.



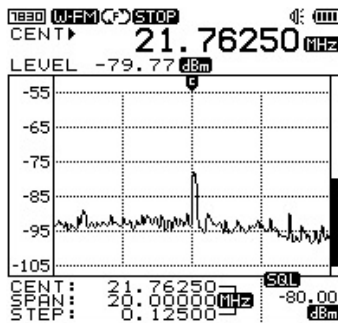
(a) Señal a 5 cm, medida con el analizador de espectro.



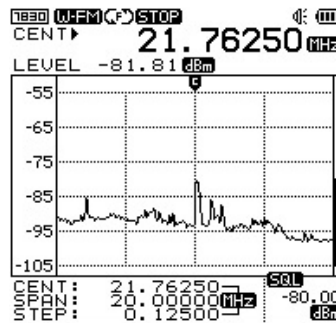
(b) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.



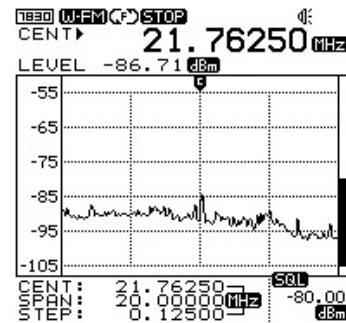
(c) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.



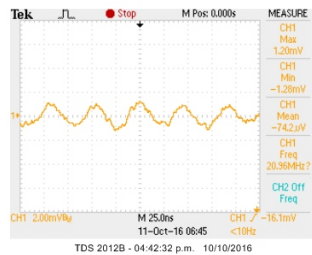
(d) Señal a 1.5m, medida con el analizador de espectro.



(e) Señal a 2m, medida con el analizador de espectro.



(f) Señal a 2.5m, medida con el analizador de espectro.



(g) Señal a 5cm, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(h) Señal a 0.5m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(i) Señal a 1m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.

13. Medición de la señal electromagnética con la antena dipolo. Después de realizar las pruebas sin dipolo se procedió a colocar el dipolo de media onda como se puede observar en la Figura XI.3 y se realizaron mediciones de la misma forma que cuando no se tenía la antena, los resultados de estas mediciones se pueden observar en la Figura XI.3.

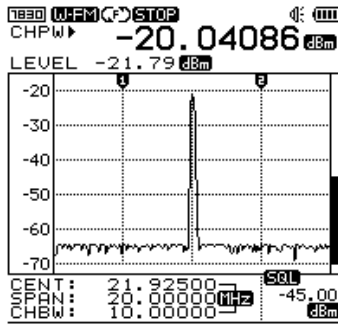
Figura XI.48: Antena dipolo conectada al generador de señales, a una altura de 65cm.



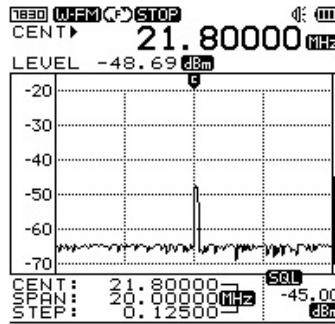
Figura XI.49: Conector N-BNC utilizado para hacer la conexión.



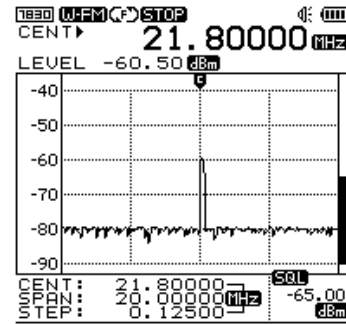
Figura XI.50: Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente utilizando la antena dipolo.



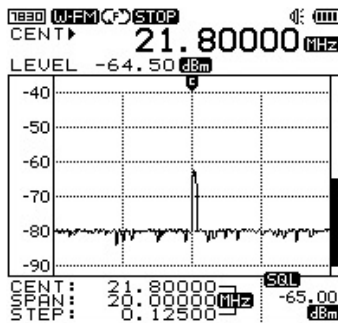
(a) Señal a 5 cm, medida con el analizador de espectro.



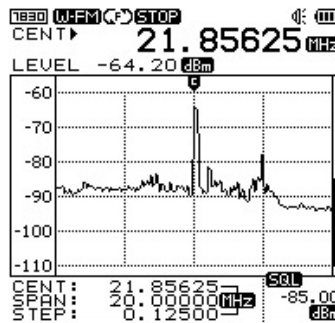
(b) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.



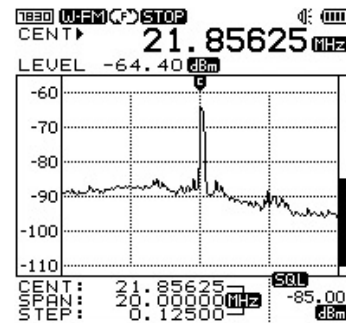
(c) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.



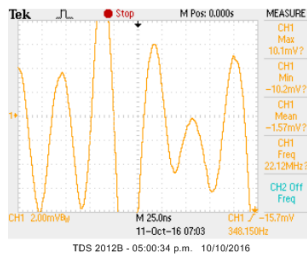
(d) Señal a 1.5 m, medida con el analizador de espectro.



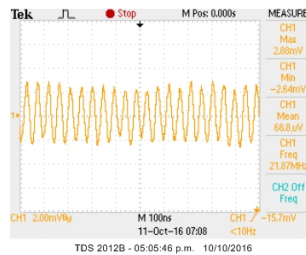
(e) Señal a 2 m, medida con el analizador de espectro.



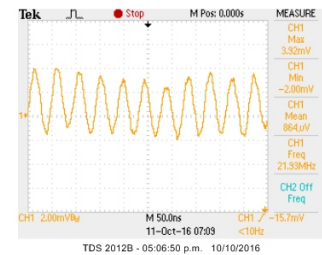
(f) Señal a 2.5 m, medida con el analizador de espectro.



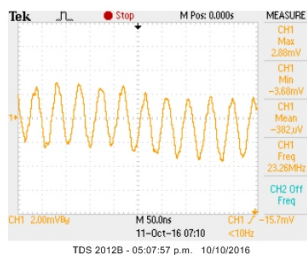
(g) Señal a 5 cm, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



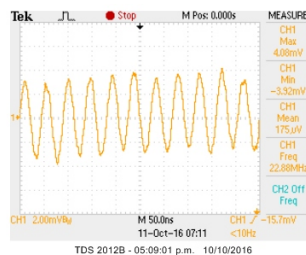
(h) Señal a 0.5 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



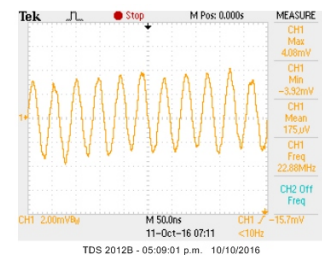
(i) Señal a 1 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(j) Señal a 1.5 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(k) Señal a 2 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(l) Señal a 2.5 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.

Como se puede observar en la Figura XI.50 la señal es claramente más fuerte con la antena dipolo, se puede observar que a 5 cm la potencia de la señal es de -21.79 dBm, y va decayendo hasta que a una distancia de 2.5 m se tiene una señal con una potencia de -64.40 dBm, si observamos el comportamiento de la señal en el dominio del tiempo desde (g) hasta (l) podemos notar que a 5 cm se observa un comportamiento extraño en dónde no se puede observar la forma de la señal original, esto puede deberse a que a 5 cm no estamos en la región de campo lejano y las ondas electromagnéticas no pueden ser consideradas como planas.

14. Medición de la señal electromagnética con la antena dipolo y un reflector parabólico. Se realizaron pruebas con una reflector parabólica con alimentación *offset* utilizado para recepción de señal de televisión satelital, en este caso se utilizó el dipolo para poder “iluminar” el reflector parabólico y se realizaron mediciones a las mismas distancias que en las ocasiones anteriores.

Figura XI.51: Reflector parabólico utilizado con la antena dipolo utilizada como alimentador, a una frecuencia de 20MHz.

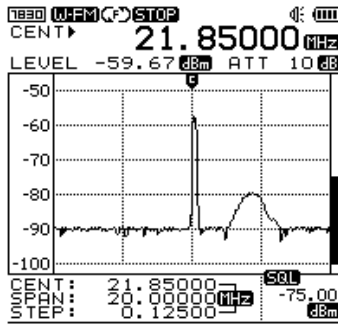


(a) Reflector parabólico con dipolo.

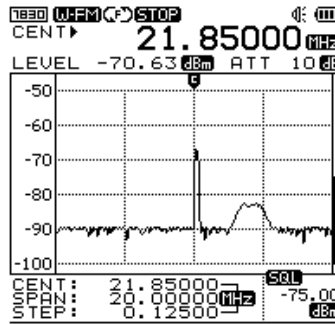


(b) Espacio en donde se realizaron las mediciones.

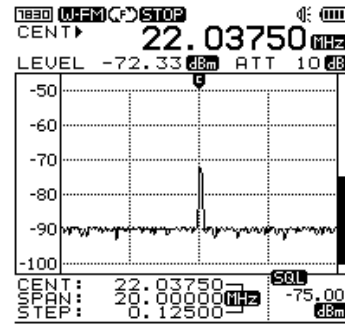
Figura XI.52: Resultados obtenidos de las mediciones de la señal electromagnética en el ambiente utilizando la antena dipolo y un reflector parabólico de 1.5m.



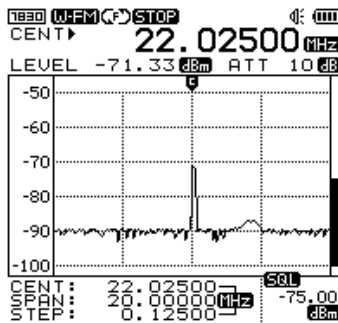
(a) Señal a 5 cm, medida con el analizador de espectro.



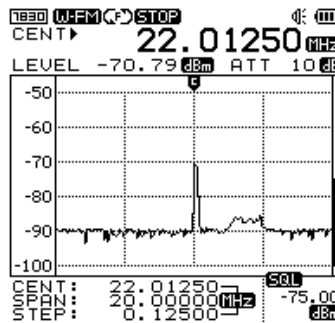
(b) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.



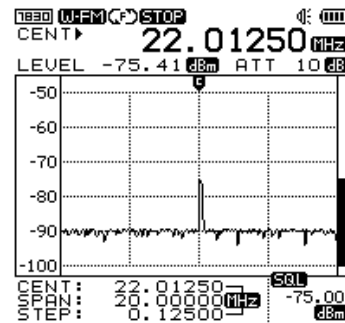
(c) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.



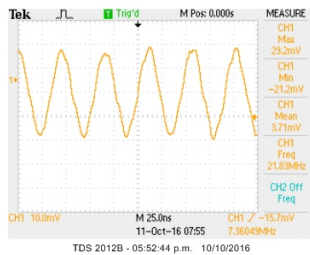
(d) Señal a 1.5 m, medida con el analizador de espectro.



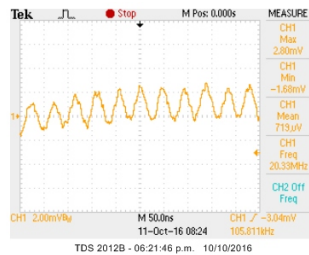
(e) Señal a 2 m, medida con el analizador de espectro.



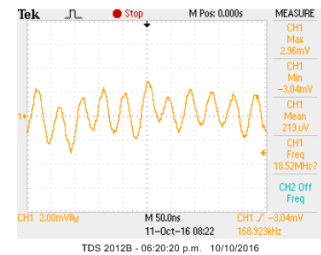
(f) Señal a 2.5 m, medida con el analizador de espectro.



(g) Señal a 5 cm, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(h) Señal a 0.5 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.



(i) Señal a 2.5 m, medida con otra antena dipolo conectada a un osciloscopio.

En la Figura XI.52 se observan los resultados de las mediciones realizadas a la señal emitida por la antena dipolo con un reflector parabólico de 1.5 m de diámetro, el cuál es un sistema muy parecido al sistema que se utilizará en el radiotelescopio sólo que en nuestro caso se utilizará un reflector parabólico de 4.9 m de diámetro y con la antena dipolo colocada directamente en el foco del reflector parabólico.

Cuadro XI.2: Cuadro de resultados sin la antena dipolo a una frecuencia de 20MHz.

Distancia (m)	Potencia en dBm	Amplitud de la señal (mV)
0.05	-5.5	1.2
0.5	-7.966	1
1	-8.671	1
1.5	-7.977	0.9
2	-8.181	-
2.5	-8.671	-

Cuadro XI.3: Cuadro de resultados con la antena dipolo a una frecuencia de 20MHz.

Distancia (m)	Potencia en dBm	Amplitud de la señal (mV)
0.05	-2.004	-
0.5	-4.869	2.6
1	-6.050	2
1.5	-6.450	2.88
2	-6.420	3.92
2.5	-6.440	3.90

Cuadro XI.4: Cuadro de resultados sin la antena parabólica y dipolo a una frecuencia de 20MHz.

Distancia (m)	Potencia en dBm	Amplitud de la señal (mV)
0.05	-5.967	29.2
0.5	-7.063	2.8
1	-7.233	2.8
1.5	-7.133	2.8
2	-7.079	2.72
2.5	-7.541	2.96

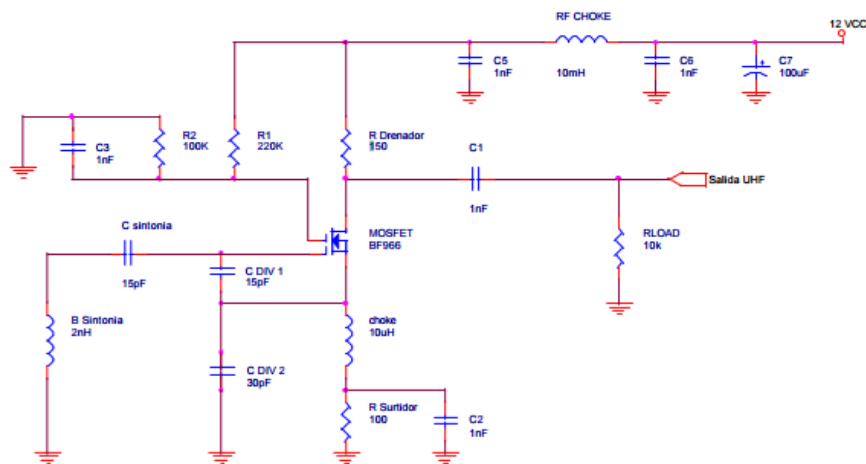
Los resultados obtenidos en todas las pruebas realizadas con la señal sinusoidal de 20 MHz se muestran en los cuadros XI.2, XI.3 y XI.4.

15. Formas de producir una señal cercana a los 407.5 MHz que se intentaron implementar. Las mediciones con una señal de 20 MHz fueron útiles para poner en práctica la metodología para encontrar la ganancia de una antena dipolo de media onda, también se pudieron conseguir algunos resultados útiles como poder ver la forma en la que se transmite una señal electromagnética al ambiente o que es lo que pasa cuando medimos una señal en la zona de Fresnel, pero como se

puede ver en la Figura XI.25 que se encuentra en la Página 126 la potencia que la antena radia en 20 MHz es despreciable en comparación con la potencia que la antena es capaz de radiar cuando se encuentra en su frecuencia de resonancia, es por esto que para encontrar una mejor aproximación de la ganancia de la antena dipolo debemos generar una señal más cercana a los 407.5 MHz.

16. Circuito RLC con transistor Mosfet. Se intentó realizar un circuito RLC con componentes convencionales como el que se observa en la Figura XI.53 que se puede encontrar en (Arribas 2008), el problema con este tipo de circuitos es que se necesita un circuito soldado en placa y además con componentes de superficie para evitar que el circuito se vea afectado por capacitancias parásitas y otros factores que afectan a circuitos de altas frecuencias. Además no se pudieron encontrar inductores comerciales en las tiendas de electrónica de la capital de Guatemala por lo que no fue posible la construcción del circuito.

Figura XI.53: Circuito RF para oscilar a una frecuencia de 400MHz.



17. Uso de una Raspberry Pi 2B. Otra opción fue producir la señal por medio de una Raspberry Pi 2B, pero la señal más rápida que se logró generar fue una señal con una frecuencia de 27 MHz, aunque fue programada con lenguaje ensamblador se requieren de 4 ciclos de reloj para procesar una instrucción y la frecuencia de reloj del procesador de esta Raspberry es de 900MHz por lo que era obvio que no se podría generar una señal de 407.5 MHz.

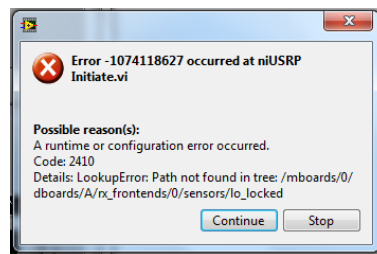
18. Uso de un NI USRP 2922. En el Departamento de Ingeniería electrónica de la Universidad del Valle de Guatemala se cuenta con un NI USRP 2922 que es un *Universal Software Radio Peripheral*, un dispositivo de generación de prototipos de sistemas de comunicación y puede

producir señales con frecuencias de entre 400 MHz y 4.4 GHz, por lo que se intentó usarlo para producir una señal electromagnética a 407.5 MHz. El problema con este dispositivo es que cuando se intentaba cargar un ejemplo para transmitir una señal se generaba un error, dicho error se muestra en la Figura XI.55, al investigar sobre este error se encontró que es un problema generalizado en estos dispositivos como se puede ver en (National Instruments 2008) varios de estos equipos tienen el mismo problema y la solución que dan los ingenieros de National Instruments es descargar la versión 1.2 del *driver* de estos dispositivos, el cual se puede encontrar en (National Instruments 2008) pero aún así el sistema seguía con el mismo error y ya no se recibió respuesta en los foros de National Instruments por lo que se descartó esta opción.

Figura XI.54: NI USRP 2922 del Departamento de Ingeniería Electrónica de la UVG.

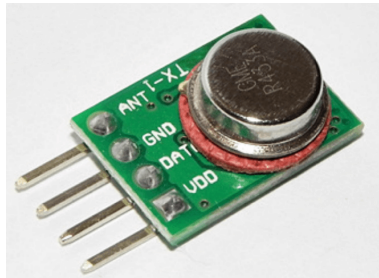


Figura XI.55: Error que se obtiene al intentar cargar un esquema de LabView al USRP 2922.



19. Uso de un transmisor de RF. Se utilizó un Transmisor de RF a una frecuencia de 434 MHz el cual se puede observar en la Figura XI.56 y transmite datos con una modulación por desplazamiento de amplitud *Amplitude-shift keying* (ASK), para lograr transmitir la señal a 434 MHz se utilizó una placa de desarrollo Arduino Uno en la que se implementó un programa para enviar siempre secuencias de 8 bits en 1 que ocasionaría que el transmisor siempre estuviera transmitiendo a una frecuencia específica, en este caso 434 MHz.

Figura XI.56: Transmisor RF de modulación ASK utilizado para generar la señal electromagnética a 434 MHz.

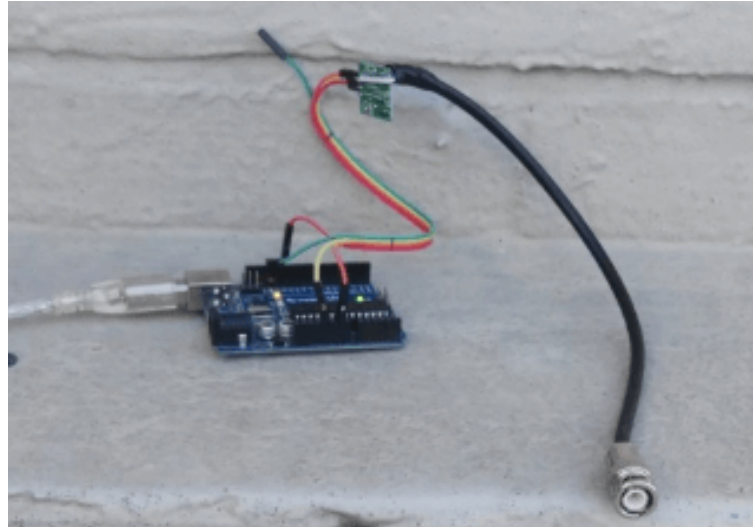


Para acoplar el Transmisor RF a la antena se le agregó un conector BNC como se muestra en la Figura XI.57 esto para reducir la introducción de ruido al sistema, el circuito completo se puede observar en la Figura XI.58.

Figura XI.57: Transmisor RF con un conector BNC para acoplarse a la antena.



Figura XI.58: Transmisor RF con un conector BNC conectado a una placa de desarrollo Arduino Uno.

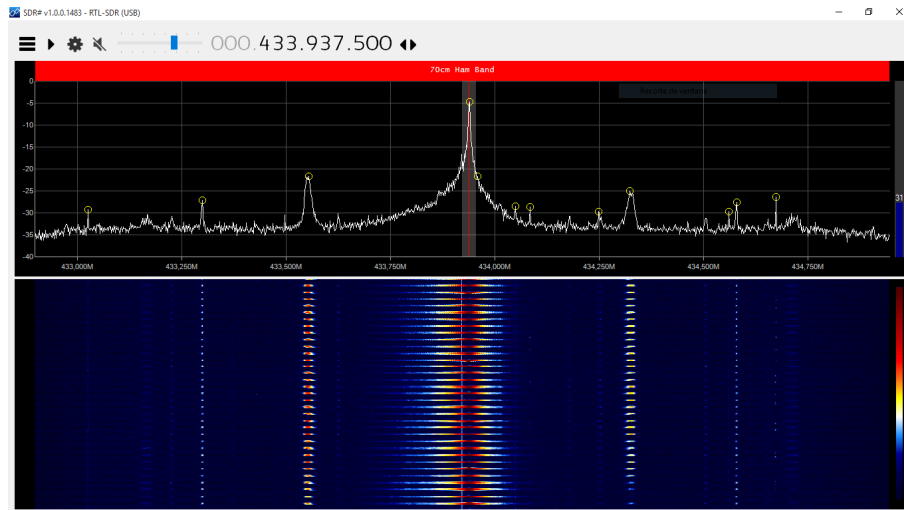


Para verificar la existencia de la señal en esta ocasión se utilizó un receptor de radio definida por software *Software define radio* (SDR) en lugar del analizador de espectro, esto debido a que no se encontraba disponible al momento de realizar las pruebas. Un SDR es básicamente una tarjeta de sonido que sirve como convertidor analógico digital que es alimentado por algún tipo de adaptador de radiofrecuencia y nos permite analizar el espectro electromagnético. En nuestro caso se utilizó la placa DVB-T+DAB+FM que se muestra en la Figura XI.59. En la Figura XI.60 se tiene la gráfica del espectro electromagnético captada con el software SDR Sharp en dónde se puede notar que se ha generado una señal a una frecuencia cercana a los 434 MHz.

Figura XI.59: Placa SDR utilizada para visualizar la señal electromagnética generada con el emisor RF.

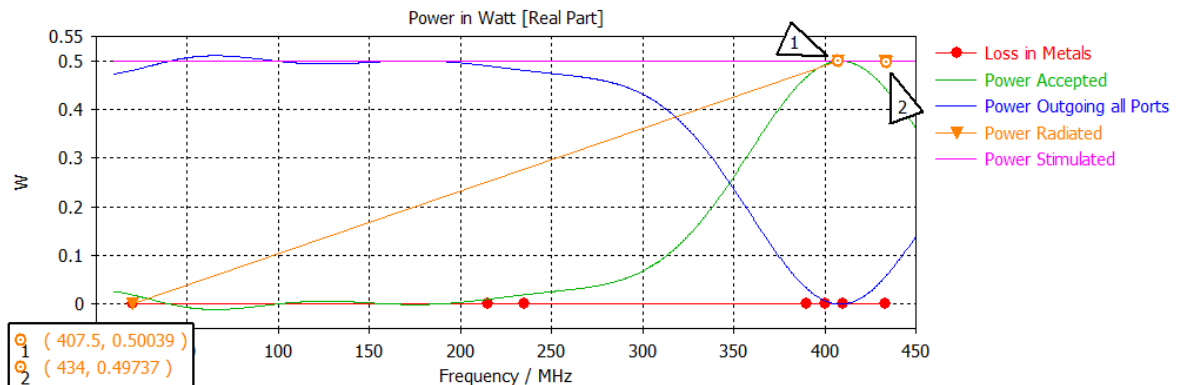


Figura XI.60: Gráfica producida con el software SDR Sharp, en donde se puede observar que se generó una señal electromagnética a una frecuencia central de 433.937MHz, en la parte superior se puede observar la gráfica analizada en el dominio de la frecuencia y en la parte inferior se puede notar el comportamiento de la señal en el tiempo.



20. Mediciones con una señal de 434 MHz. Como se analizó en la sección anterior la señal más cercana a 407.5MHz que se logró producir fue una señal a 434MHz, para ver si es adecuado hacer uso de esta señal para aproximar el comportamiento de la antena a 407.5MHz nos basamos en una simulación del comportamiento de la antena dipolo diseñada con anterioridad pero probada a una frecuencia de 434 MHz. Con el software CST Studio se simuló el comportamiento de la antena dipolo a una frecuencia de 434MHz y examinando específicamente la gráfica de potencia radiada que se puede observar en la Figura XI.61 podemos ver que la potencia radiada decae muy poco por lo que el comportamiento de la antena a esta frecuencia es muy parecido a su comportamiento a 407.5MHz.

Figura XI.61: Potencia radiada a 434MHz comparada con la potencia radiada a 407.5MHz, con los marcadores 1 y 2 se puede observar la potencia radiada a ambas frecuencias.



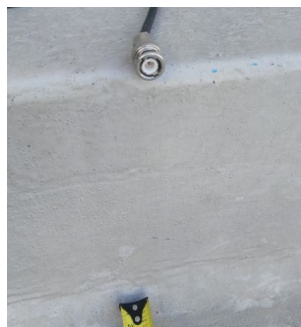
Las mediciones se realizaron de la misma forma que con la señal de 20MHz como se muestra

en la Figura XI.62, y se comenzó con hacer las mediciones con el conector BNC al aire libre como se muestra en la Figura XI.63.

Figura XI.62: Espacio en donde se realizaron las pruebas a 434MHz.

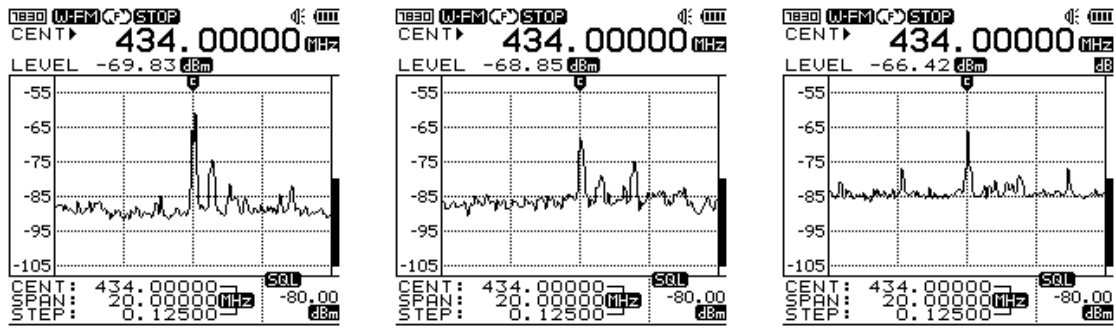


Figura XI.63: Conector BNC colocado para realizar las pruebas de emisión.



En la Figura XI.64 se pueden observar los resultados de las mediciones realizadas con el conector BNC al aire libre.

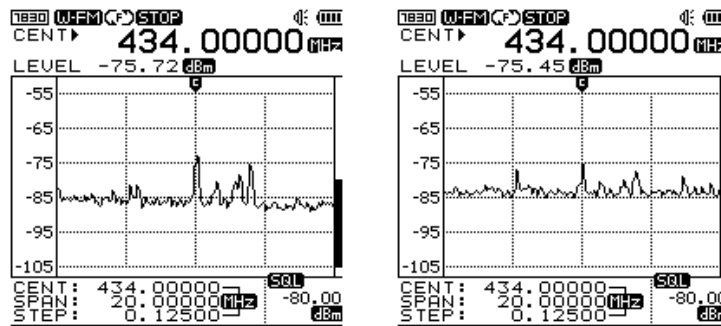
Figura XI.64: Mediciones realizadas con el conector BNC al aire libre.



(a) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.

(b) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.

(c) Señal a 1.5 m, medida con el analizador de espectro.



(d) Señal a 2 m, medida con el analizador de espectro.

(e) Señal a 2.5 m, medida con el analizador de espectro.

Después de realizar las mediciones con el conector BNC al aire libre se conectó la antena dipolo que se observa en la Figura XI.65 y se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura XI.66.

Figura XI.65: Antena dipolo de media onda.

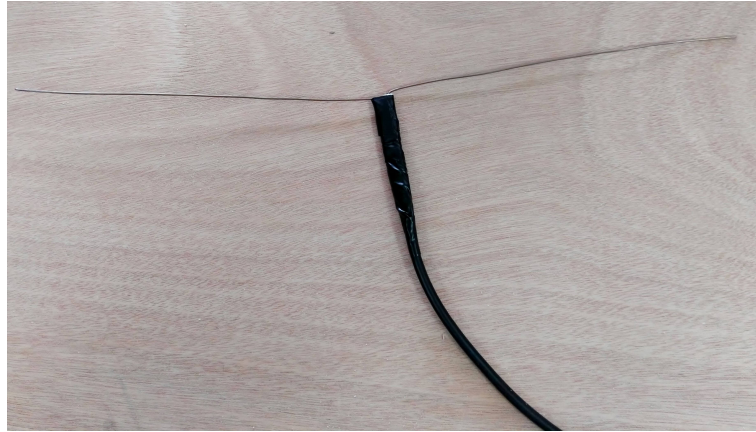
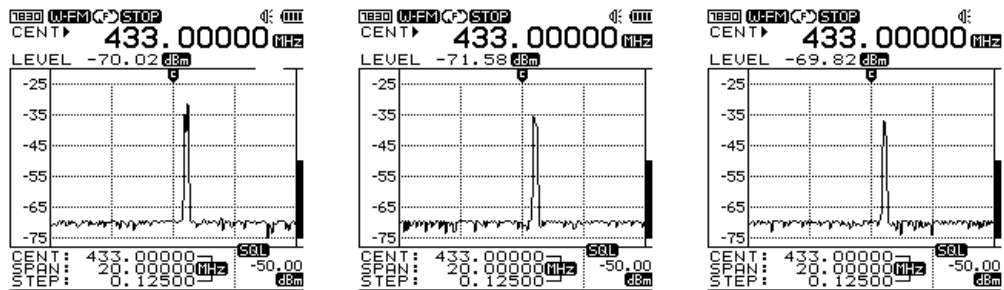


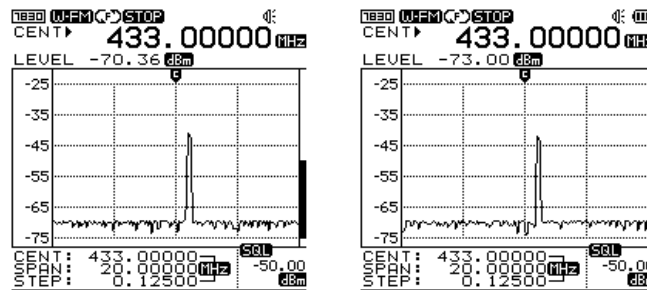
Figura XI.66: Mediciones realizadas con la antena dipolo de media onda.



(a) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.

(b) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.

(c) Señal a 1.5 m, medida con el analizador de espectro.



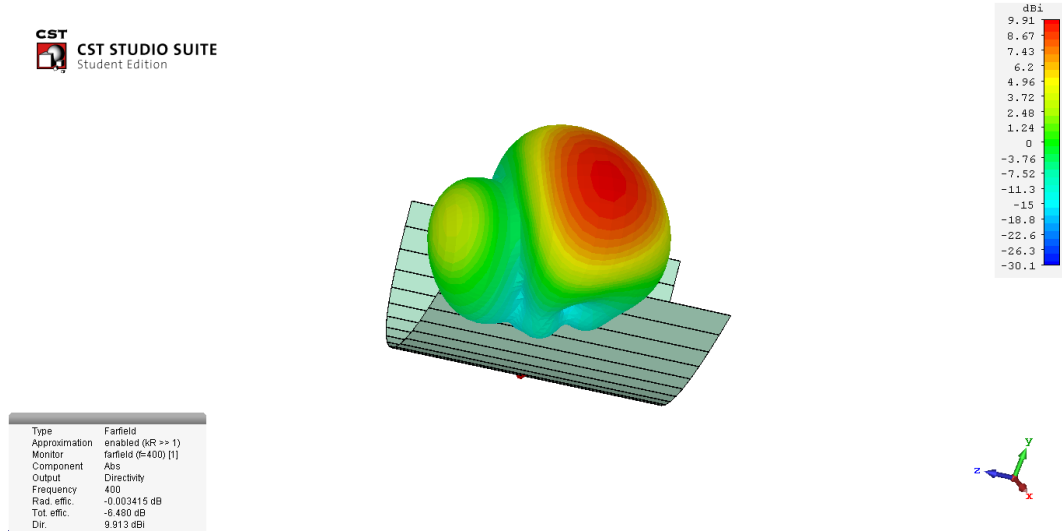
(d) Señal a 2 m, medida con el analizador de espectro.

(e) Señal a 2.5 m, medida con el analizador de espectro.

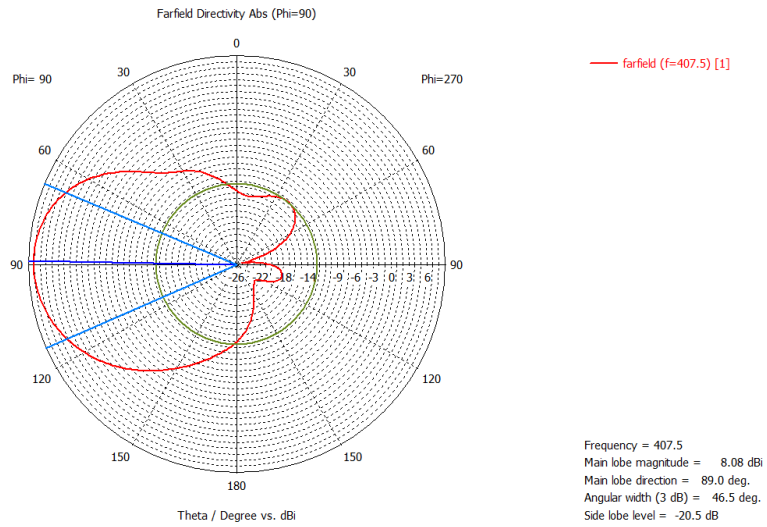
21. Mediciones con reflector parabólico cilíndrico. Debido a que se retrasó la construcción del reflector parabólico se analizaron otras opciones, una de ellas es la construcción de un reflector parabólico cilíndrico, con una altura de 30cm, 30cm de ancho y 1 metro de largo, se realizaron

pruebas en CST Studio para determinar su directividad y patrón de radiación como se muestra en la Figura XI.67.

Figura XI.67: Simulaciones del patrón de radiación de un reflector cilíndrico realizadas en CST Studio a una frecuencia de 407.5 MHz.



(a) Patrón de radiación en 3D incluyendo la estructura.



(b) Patrón de radiación en coordenadas polares.

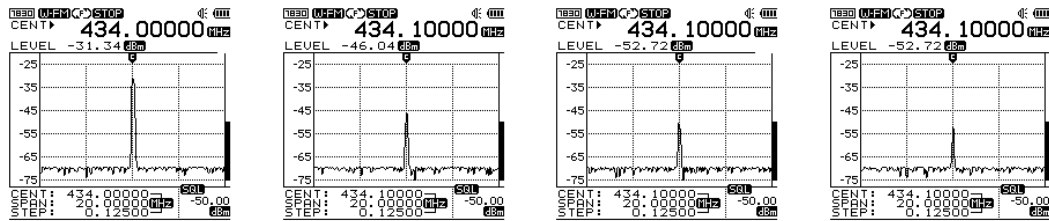
Se puede observar en la Figura XI.67 que la directividad de la antena cilíndrica es mejor con respecto a la directividad de una antena dipolo, y se tiene un ángulo de apertura de 46.5 grados que no es tan bueno como los 8.7 grados que se obtendrían con el reflector parabólico pero es mejor que el de la antena dipolo sin reflector cilíndrico.

Se construyó un prototipo del reflector cilíndrico utilizando papel aluminio para el reflector, al cual se le realizaron pruebas de funcionamiento a 434MHz alimentado con una antena dipolo, la estructura se muestra en la Figura XI.68 y los resultados de las mediciones se muestran en la Figura XI.69.

Figura XI.68: Reflector cilíndrico construido.



Figura XI.69: Mediciones realizadas con arreglos y reflector parabólico cilíndrico.

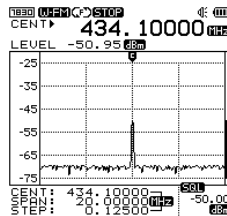


(a) Señal a 0.5 m, medida con el analizador de espectro.

(b) Señal a 1 m, medida con el analizador de espectro.

(c) Señal a 1.5 m, medida con el analizador de espectro.

(d) Señal a 2 m, medida con el analizador de espectro.



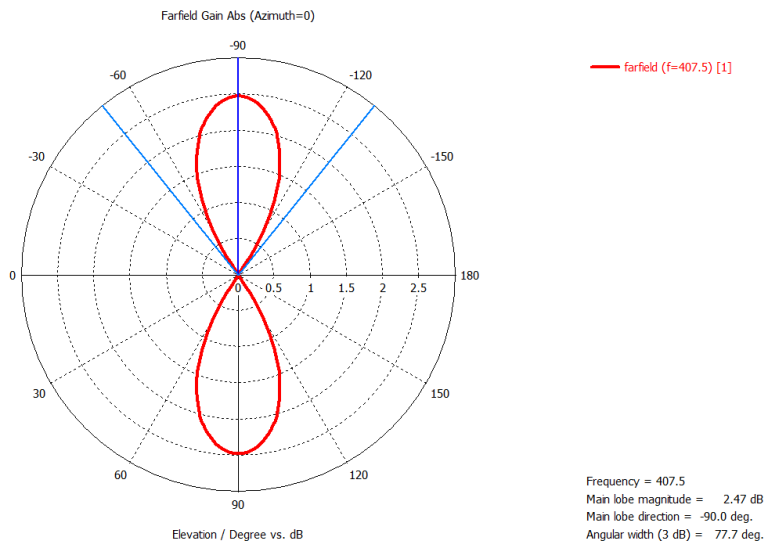
(e) Señal a 2.5 m, medida con el analizador de espectro.

22. Caracterización basada en los resultados de las simulaciones. Para caracterizar la antena basándonos en los resultados de las simulaciones se analizaron las simulaciones realizadas con FEKO Studio y con CST Studio, debido a que las simulaciones con CST Studio toman en cuenta propiedades como la densidad del material, la conductividad eléctrica y otros parámetros del material y del entorno las simulaciones realizadas con este software son más realistas que las realizadas con FEKO Studio en donde no se puede seleccionar las propiedades del material a utilizar. Por esta razón para caracterizar la antena de forma teórica se utilizarán los resultados obtenidos con CST Studio.

Cuadro XI.5: Parámetros más importantes de la antena dipolo a 407.5 MHz.

Parámetros	
Ganancia	2.47 dB
Ancho de haz de media potencia (HPBW)	77.7 grados
Directividad máxima	2.3 dBi

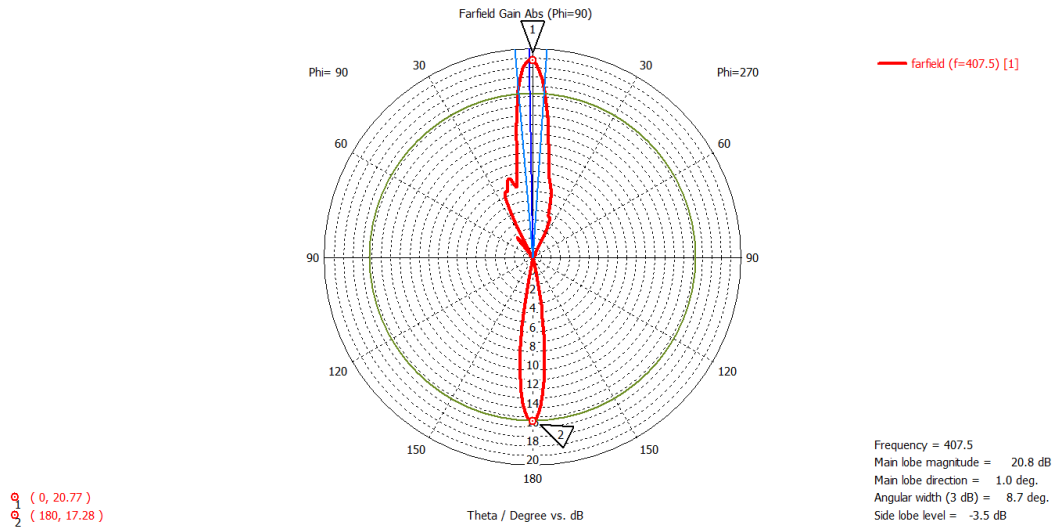
Figura XI.70: Patrón de radiación de ganancia de la antena dipolo de media onda diseñada.



Cuadro XI.6: Parámetros del reflector parabólico de 4.9m a 407.5 MHz.

Parámetros	
Ganancia	20.8 dB
Ancho de haz de media potencia (HPBW)	8.7 grados
Directividad máxima	20.9 dBi

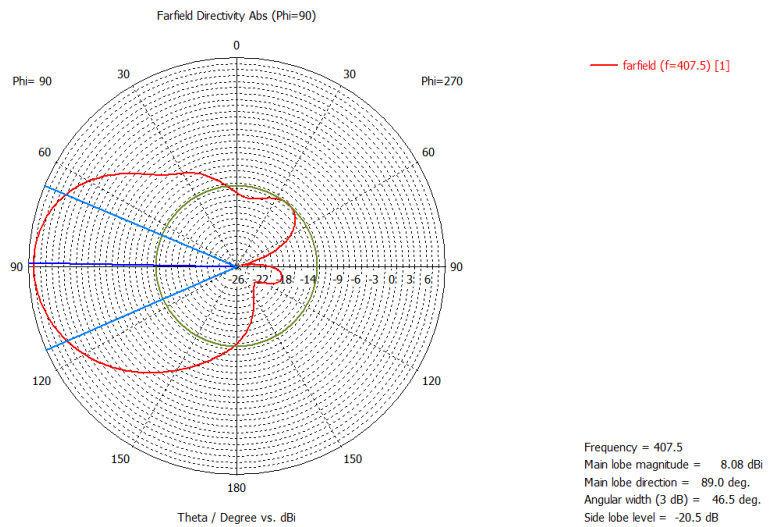
Figura XI.71: Patrón de radiación de la antena parabólica diseñada, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.



Cuadro XI.7: Parámetros del reflector cilíndrico de 4.9m, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.

Parámetros	
Ancho de haz de media potencia (HPBW)	46.5 grados
Directividad máxima	8.08 dBi

Figura XI.72: Patrón de radiación de la antena con reflector cilíndrico diseñada, operando a una frecuencia de 407.5 MHz.



23. Ganancia calculada en las pruebas realizadas. Se debe notar que para obtener los resultados correctos se debe tomar en cuenta que los valores entregados por el analizador de espectro deben ser divididos dentro de 10, debido a que se está utilizando el modo *atten* que multiplica los valores reales por 10 para que puedan ser observados de mejor manera en la pantalla del dispositivo y se puedan notar los cambios en la intensidad.

Para calcular la ganancia de la antena en cada una de las pruebas realizadas nos basamos en la definición de decibelio dB y la definición de dBm, ya que el analizador de espectros nos entrega la potencia en dBm y nosotros queremos expresar la ganancia en dB.

$$dBm = 10 \log \frac{Potencia}{1mW} \quad (XI.2)$$

$$dBi = 10 \log \frac{4 * \Pi * Potencia_{max}}{potenciadeentrada} \quad (XI.3)$$

$$dB = 10 \log \frac{Potenciadesalida}{potenciadeentrada} \quad (XI.4)$$

Si queremos obtener la potencia en Watts a partir de la potencia en dBm debemos despejar la variable Potencia de (XI.2) y se obtiene:

$$Potencia_{Watts} = 1W * 10^{P_{dBm}/10} / 1000 \quad (XI.5)$$

Conociendo las ecuaciones anteriores para determinar la ganancia en dB obtenida en cada una de las pruebas realizadas se debe convertir la potencia en dBm obtenida con el analizador de espectro y convertirla a potencia en Watts tanto para las mediciones sin antena como para las mediciones con la antena a la que queremos encontrarle la ganancia, una vez obtenidas ambas potencias en Watts se procede a utilizar la ecuación (XI.4) para obtener la ganancia en dB, en el caso de las pruebas con el reflector cilíndrico se utilizó la ecuación (XI.3) para encontrar la ganancia en dBi. Los resultados se muestran a continuación.

Cuadro XI.8: Ganancia obtenida con la antena dipolo a 20MHz.

Dist. (m)	Entrada (dBm)	Salida (dBm)	Entrada (W)	Salida (W)	Ganancia (dB)
0.5	-7,966	-4,869	0,000159735	0,000325912	3,097
1	-8,671	-6,05	0,0001358	0,000248313	2,621
1.5	-7,977	-6,45	0,000159331	0,000226464	1,527
2	-8,181	-6,42	0,00015202	0,000228034	1,761
2.5	-8,671	-6,44	0,0001358	0,000226986	2,231
GANANCIA PROMEDIO					2,2474

Cuadro XI.9: Ganancia obtenida con la antena dipolo y un reflector parabólico de 1.5m a 20MHz.

Dist. (m)	Entrada (dBm)	Salida (dBm)	Entrada (W)	Salida (W)	Ganancia (dB)
0.5	-7,966	-7,063	0,000159735	0,000196653	0,903
1	-8,671	-7,233	0,0001358	0,000189104	1,438
1.5	-7,977	-7,133	0,000159331	0,000193508	0,844
2	-8,181	-7,079	0,00015202	0,00019593	1,102
2.5	-8,671	-7,541	0,0001358	0,000176157	1,13
GANANCIA PROMEDIO					1,0834

Cuadro XI.10: Ganancia obtenida con la antena dipolo a 434MHz.

Dist. (m)	Entrada (dBm)	Salida (dBm)	Entrada (W)	Salida (W)	Ganancia (dB)
0.5	-6,12	-4,084	0,00024434	0,00039048	2,036
1	-6,885	-3,761	0,00020488	0,00042063	3,124
1.5	-7,572	-3,7	0,0001749	0,00042658	3,872
2	-6,642	-4,1	0,00021667	0,00038905	2,542
2.5	-7,5	-6,975	0,00017783	0,00020068	0,525
GANANCIA PROMEDIO					2,4198

Cuadro XI.11: Directividad obtenida con la antena dipolo y un reflector cilíndrico a 434MHz.

Dist. (m)	Entrada (dBm)	Salida (dBm)	Entrada (W)	Salida (W)	Ganancia (dBi)
0.5	-6,12	-3,134	0,00024434	0,00048596	13,9780986
1	-6,885	-4,604	0,00020488	0,00034642	13,2730986
1.5	-7,572	-5,272	0,0001749	0,00029703	13,2920986
2	-6,642	-5,27	0,00021667	0,00029717	12,3640986
2.5	-7,5	-5,095	0,00017783	0,00030939	13,3970986
GANANCIA PROMEDIO					13,2608986

24. Costos de implementación de un sistema profesional de caracterización de antenas. Los resultados obtenidos en esta investigación están basados en simulaciones con software y experimentalmente únicamente se midió la ganancia de la antena, si se quisiera hacer un análisis más detallado de una antena se debe contar con cierto equipo especializado para realizar mejores mediciones y obtener otros parámetros de las antenas en (Rubio 2016) se detallan los equipos necesarios para implementar una cámara de caracterización de antenas cuyos componentes básicos podrían ser los siguientes:

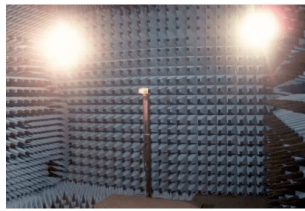
- Una Cámara anecoica que es un espacio diseñado para absorber en su totalidad reflexiones producidas por ondas electromagnéticas.
- Una analizador de redes, que es un dispositivo que permite analizar en profundidad las propiedades de las redes eléctricas y obtener parámetros como ganancia, reflexión entre otras (Rubio 2016).
- Antenas cuyos parámetros ya son conocidos para realizar mediciones.
- Amplificadores de señales para poder visualizar señales débiles.

Se realizó una cotización del costo de los equipos básicos para implementar un sistema de caracterización de antenas que se muestra a continuación:

Cuadro XI.12: Costo de implementación de una cámara de caracterización de antenas.

Equipo	Costo (USD)
Cámara anecoica para frecuencias entre 14 KHz-1 GHz y una absorción de 120dB marca Shanke alibaba.com (2016)	10,000
Analizador de redes Agilent E5071C ENA Series Network Analyzer 4 puerto 100 khz-8.5 GHz Ali Express (2016)	40,000
Plataforma orientable DAMS 6000 Diamond Engineering (2016)	5700
Licencia de DAMS Antenna Measurement Studio anual Diamond Engineering (2016)	500
Total	58,200

Figura XI.73: Componentes cotizados.



(a) Cámara Anecoica cotizada alibaba.com (2016).



(b) Analizador de redes cotizado Ali Express (2016).



(c) Plataforma orientable DAMS 6000 Diamond Engineering (2016).

25. Selección del amplificador de bajo ruido (LNA) que se utilizará en el proyecto. Para la selección del LNA se tomó en cuenta la sugerencia del Dr. Stan Kurtz del Centro de Radioastronomía y Astrofísica de la UNAM (Campus Morelia), que nos sugirió el uso de un LNA de la compañía Radio Astronomy Supplies Radioastronomy supplies (2016), el LNA seleccionado se para nuestro proyecto se muestra en la Figura XI.74 tiene una ganancia de 17dB y está centrado en 408MHz, se alimenta con 12V y tiene una figura de ruido NF de .35dB.

Es importante notar que la característica más importante de este LNA para señales débiles es que tiene una figura de ruido (NF) de 0.35dB, lo que lo hace un dispositivo adecuado para la recepción de señales débiles debido a que el ruido eléctrico que introduce es menor a 1dB. Este LNA está diseñado especialmente para aplicaciones de radioastronomía y será el punto de unión

entre el módulo de diseño y caracterización de la antena y el módulo de procesamiento de la señal.

Figura XI.74: LNA utilizado en el proyecto, con una frecuencia central de 408MHz, una ganancia de 17dB y una figura de ruido NF de 0.35dB.



XII. Módulo de diseño y montura de la antena

A. Metodología

La metodología que se utilizó para el diseño, implementación, manufactura, ensamblaje y anclaje de la antena, se dividió en siete fases. Las fases se presentan a continuación:

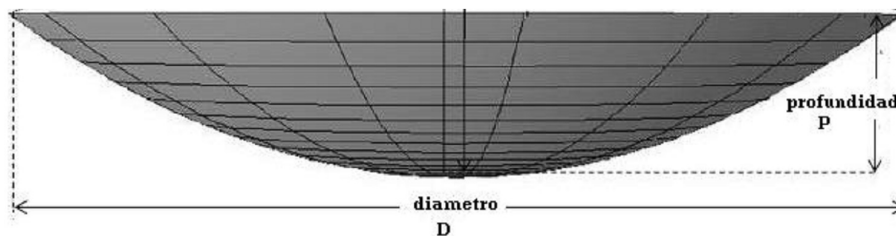
1. Caracterización de antena parabólica. En esta etapa por medio de estudios y lluvia de ideas, se eligieron las características que debe tener la parábola para cumplir los requerimientos del proyecto.

Los parámetros de la antena parabólica son las siguientes:

Cuadro XII.1: Datos de la antena parabólica.

Dato	Valor
Masa	menor a 400kg
Diámetro (D)	4.9 m
Profundidad (P)	0.8 m

Figura XII.1: Parámetros de la antena



2. Elección de tipo de montura. Se estudiaron conceptos básicos sobre antenas y tipos de montura, esto para elegir el tipo de monturas para la antena, basados en su ventajas y desventajas que presenta cada tipo. Además de tomar en cuenta también el propósito de la misma.

3. Análisis del estado de la antena recibida por donación. Se tuvo una donación de una antena que se orienta por medio de una montura ecuatorial, desafortunadamente al momento de la donación no se encuentra en optimas condiciones por lo cual se debe realizar un análisis de cada parte y así evaluar si se debe cambiar o sólo restaurar. Para esto se debe ver las partes que sufrieron corrosión y así elegir la mejor restauración de acuerdo a cuanto esta afectada cada pieza.

Seguidamente se realizar una cotización de las partes que se deben restaurar, el método de restauración para los piezas que no fueron afectados por corrosión.

Figura XII.2: Corrosión que sufre la antena.



4. Diseño de antena y elección de material. Se realizara el diseño, la simulación de la antena y la montura en un software, en este caso Inventor de la empresa Autodesk. En esta fase se analizará también que tipo de cargas afectarán la antena para poderlas considerar en la simulación.

5. Análisis de estructura por elementos finitos. Para poder tener un análisis sobre la antena y la montura del radiotelescopio, se realizó un análisis de elementos finitos (FEA) es el modelado de sistemas en un entorno virtual, con el propósito de encontrar y resolver problemas estructurales o de rendimiento. Para llevar acabo este análisis se utilizará el software Inventor de la compañía Autodesk.

6. Construcción de antena y restauración de montura. Basados en los datos obtenidos de las simulaciones, se tomaron decisiones sobre la restauración de la antena, esto incluye tipo del nuevo material a utilizar, tipo de soldadura para la unión de piezas, tipo de tubo a utilizar, además de ver la calidad del material que ya se tiene. La construcción y restauración se llevará acabo en el taller de Maquinas y Herramientas del Departamento de Ingeniería Mecánica de la Universidad del Valle de Guatemala.

La antena será restaurada por completo, se realizará un nuevo diseño que tendrá menos pétalos que la antena original. La restauración se hará respecto a las cargas que se obtengan en la simulación. Al finalizar se realizará un tratamiento contra corrosión para evitar que la antena sea afectada por este tipo de reacciones químicas y así poder asegurar que tendrá una vida útil prologada, por lo cual se recomienda que se debe pintar cada 3 años. El tratamiento consistirá en pintar la antena con pintura anticorrosiva especial para aceros.

B. Resultados

1. Elección del tipo de antena. Basados en las ventajas que se tiene de una antena acimutal y una antena ecuatorial, se eligió tener una base que tuviera un movimiento altacimutal el cual será manejado por el Módulo de: Movimiento dinámico.

Figura XII.3: Antena recibida de donación.



2. Análisis del estado de la antena recibida por donación. El equipo de megaproyecto recibió la donación de una antena, contaba con un radio de 4.8m con movimiento ecuatorial. Cuando se analizó la antena, se encontró que esta sufría corrosión en la mayoría de sus pétalos debido a que no contaba con alguna prevención a la corrosión. Al observar la antena donada y su estado, se decidió solo tomar la base para restaurarla, y construir una nueva parábola. En la Fig. XII.3 se puede observar la antena que fue donada para nuestro Megaproyecto.

En la Fig. XII.4 y XII.5 se muestran la corrosión que sufrían los pétalos de la antena que se recibió, esta cuenta con demasiada corrosión por no haber utilizado algún método anticorrosivo, esto hizo que las piezas de los pétalos tornaran quebradizas esto debido a que estuvo expuesta aproximadamente 30 años a la intemperie.

Figura XII.4: Deterioro de la antena recibida por donación.



Figura XII.5: Mal estado de los pétalos de la antena recibida por donación.



3. Diseño de antena y elección de material. Basados en los requerimientos recibidos por parte del módulo de caracterización de la antena, se realizó un diseño que cumpliera con un diámetro de 4.8 mts para la parábola.

a. Diseño experimental. Para poder elaborar el diseño experimental cabe resaltar que el análisis de diseño se dividió en tres secciones las cuales son elección de material para la estructura, geometría y diseño de la parábola.

1. Elección de material: La elección de material se basó en requerimiento que se necesitan para la elaboración de una construcción estructural, por lo cual lo principal que se buscaba en el material era que tuviera las siguientes características:

- Alta resistencia:
- Uniformidad con el tiempo: Se busca que las propiedades del material no cambien con el paso del tiempo.
- Durabilidad: Si se realizan un buen mantenimiento, se tiene una durabilidad indefinidamente.

- Ductilidad: Se busca que el material bajo altos esfuerzos de de tensión, este no falle por deformación.
- Facilidad de unión por medio de los distintos tipos de conectores: Se busca se puedan unir piezas por medio de soldadura, tornillo o remaches sin que el material sufra cambios en características.
- Costo: Que sea un material económico ya que el presupuesto del Megaproyecto no es alto.
- Disponibilidad en el mercado: Guatemala es un país en el que no se encuentra diversidad en características específicas de material, por lo cual se debe pensar en materiales comerciales específicos.
- Material liviano para no afectar el edificio donde se colocará.

Figura XII.6: Esfuerzos F_y y F_u de aceros estructurales.

Nomenclatura		F_y (3)		F_u (4)	
NMX (1)	ASTM (2)	MPa	kg/cm ²	MPa	kg/cm ²
B-254	A36	250	2 530	400 a 550	4 080 a 5 620
B-99	A529	290	2 950	414 a 585	4 220 a 5 975
B-282	A242	290	2 950	435	4 430
		320	3 235	460	4 710
		345	3 515	485	4 920
B-284	A572	290	2 950	414	4 220
		345	3 515	450	4 570
		414	4 220	515	5 270
		450	4 570	550	5 620
	A992	345	3 515	450 a 620	4 570 a 6 330
B-177	A53	240	2 460	414	4 220
B-199	A500 (5)	320	3 235	430	4 360
B-200	A501	250	2 530	400	4 080
	A588	345 (6)	3 515 (6)	483 (6)	4 920 (6)
	A913	345 a 483 (7)	3 515 a 4 920 (7)	448 a 620 (7)	4 570 a 6 330 (7)

(1) Norma Mexicana.

(2) American Society for Testing and Materials.

(3) Valor mínimo garantizado del esfuerzo correspondiente al límite inferior de fluencia del material.

(4) Esfuerzo mínimo especificado de ruptura en tensión. Cuando se indican dos valores, el segundo es el máximo admisible.

(5) ASTM especifica varios grados de acero A500, para tubos circulares y rectangulares.

(6) Para perfiles estructurales; para placas y barras, ASTM especifica varios valores, que dependen del grueso del material.

(7) Depende del grado; ASTM especifica grados 50, 60, 65 y 70.

Basados en estos requerimientos, el acero estructural cumple los cumple todos por lo cual se elige además de conocer que es el material más utilizado para diseño estructural por ser liviano.

Existen distintos tipos de perfiles de acero estructural, estos perfiles se van eligiendo de acuerdo al tipo de carga que soportarán y el fin que tengan.

El acero suave que se eligió se basa en la Norma ASTM A529, la cual se utiliza en barras y perfiles. Las características de los de esta norma para aceros se muestran en la Figura XII.6 que presenta el valor mínimo del esfuerzo correspondiente al limite inferior de fluencia del material, en este caso para el material seleccionado es 290MPa.

Para la parábola que se construirá utilizando armaduras, estas se utilizan para construcciones grandes que buscan estabilidad, para esto se considera en poner barras o perfil hembra en tensión y elementos tipo columna, usualmente son colocados de forma triangular, se utilizan tubos para soportar compresión y se eligió perfiles tipo L para conectores. Debido a que será una estructura que se unirá por medio de soldadura, se consideró no tener espesores menores a chapa 18 por la dificultad de soldadura que requieren materiales muy delgados, basados en esto se realizaron consultas a distribuidores en Guatemala para conocer las características dimensionales de los tubos y perfiles tipo hembra que tenían, eligiendo así:

Cuadro XII.2: Tabla de materiales utilizados en el diseño de la parábola.

Tipo de perfil	dimensiones
Tubo cuadrado	(11/4" x 11/4") chapa 18
Perfil plano hembra	(11/4" x 3/16")
Perfil angular	(11/4" 6 x 3/16")

2. Geometría y diseño de la estructura: Se utilizaron armaduras el diseño de cada pétalo, se realizaron piezas con ángulos para ir formando la parte parabólica del pétalo, utilizando 9 pétalos para formar toda la parábola.

Figura XII.8: Diseño de la parábola con 9 pétalos.

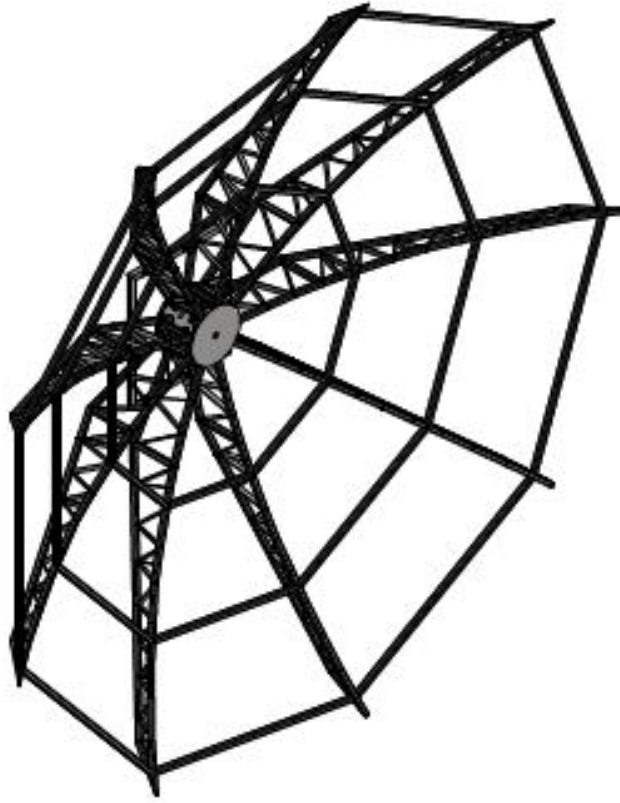
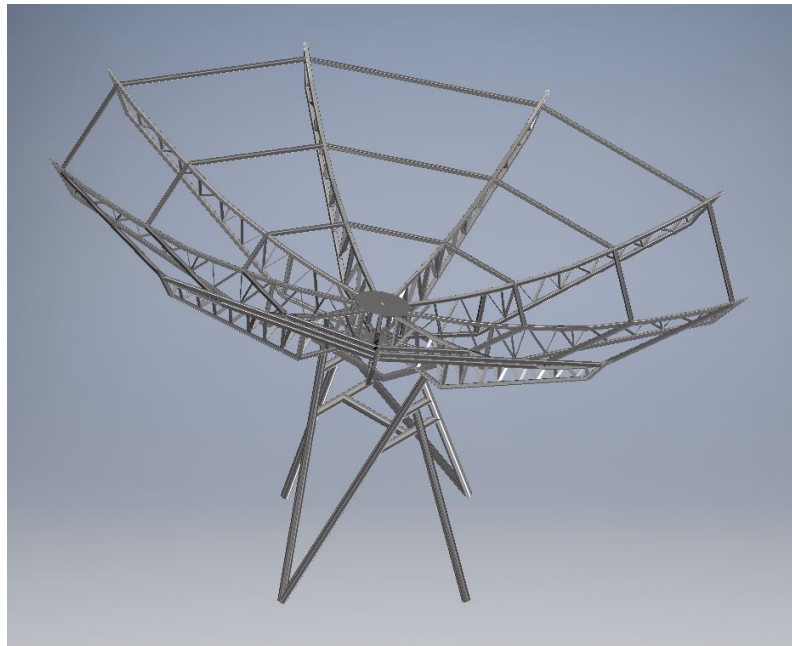


Figura XII.9: Diseño final de la antena con su montura.



b. Análisis mecánico de la parábola con su respectiva montura. Para poder realizar la el análisis estructural, se tomaron en cuenta las siguientes cargas:

- Carga muerta: Conociendo el masa de la antena, se pudo obtener la carga muerta la cual es el peso de la antena que se muestra en la ecuación XII.1.

$$W = m * g = 348.538 * 9.8 = 3415.6724N \quad (\text{XII.1})$$

Se simuló la carga muerta, en este caso el peso de la parábola como una carga fija como se muestra en la Figura XII.29, dando como resultado: Desplazamiento máximo y mínimo que se muestra en la Figura XII.11, fuerza axial máxima y mínima que se muestra en la Figura XII.12, torsión máxima y mínima que se muestra en la Figura XII.13, y por último la tensión mínima y máxima que se muestra en la Figura XII.14.

Figura XII.10: Simulación de la carga muerta en la parábola y montura de la antena.

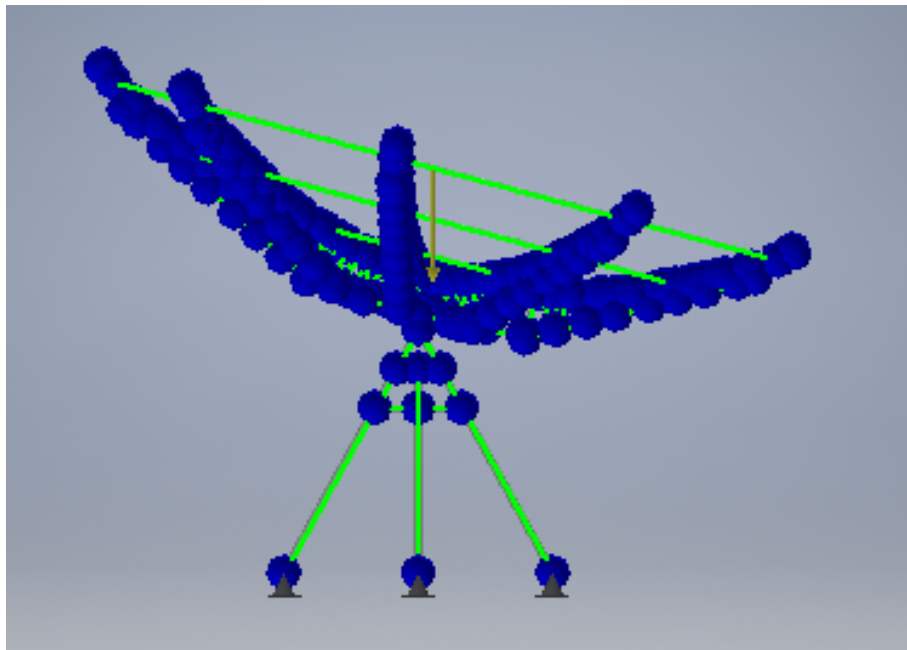


Figura XII.11: Desplazamiento que se obtuvo de la simulación de carga muerta.

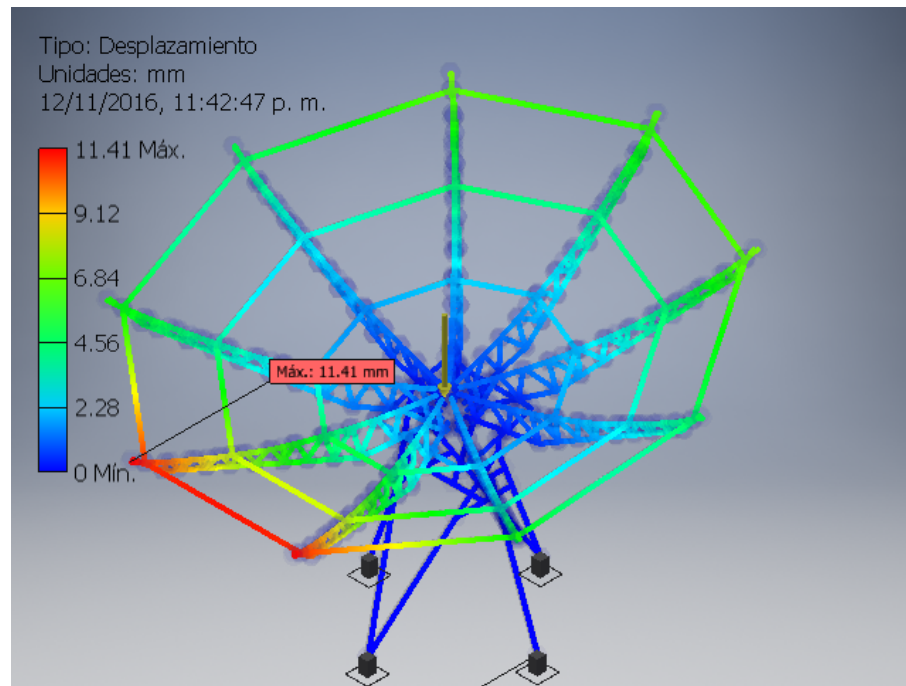


Figura XII.12: Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de carga muerta.

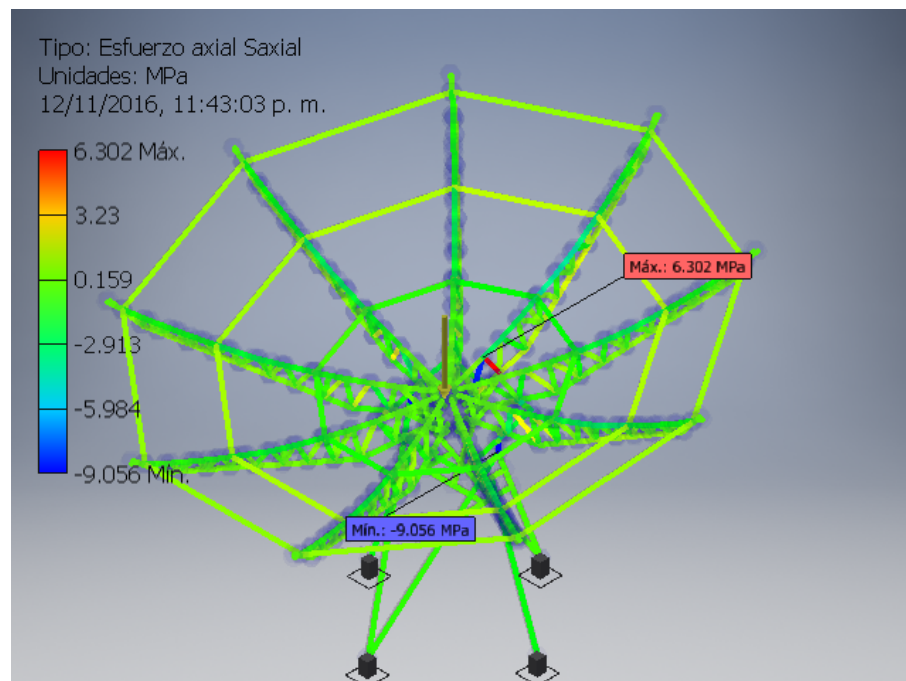


Figura XII.13: Tensión de torsión que se obtuvo de la simulación de carga muerta.

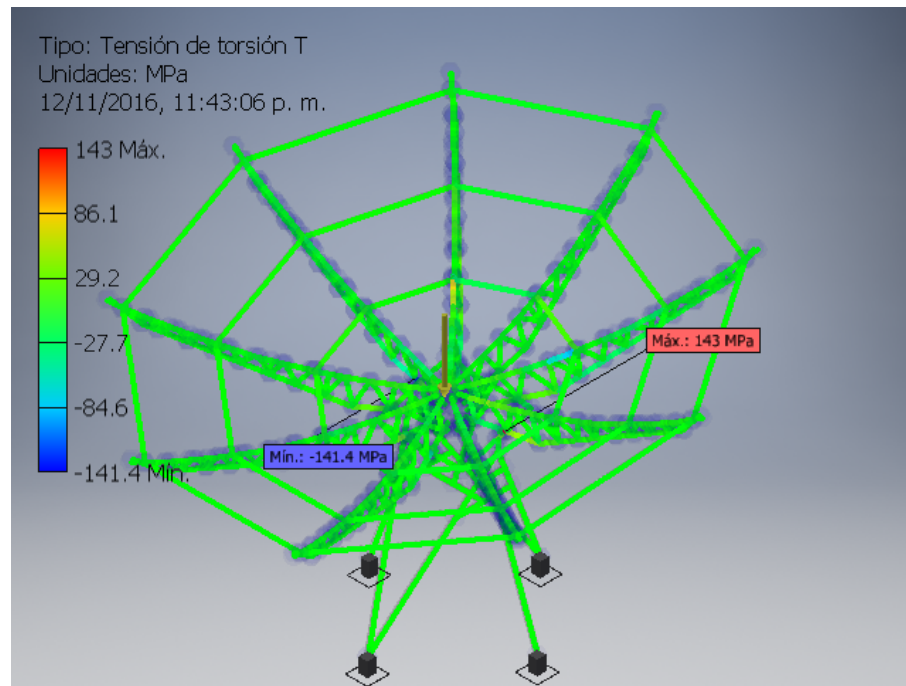


Figura XII.14: Torsión normal que se obtuvo de la simulación de carga muerta

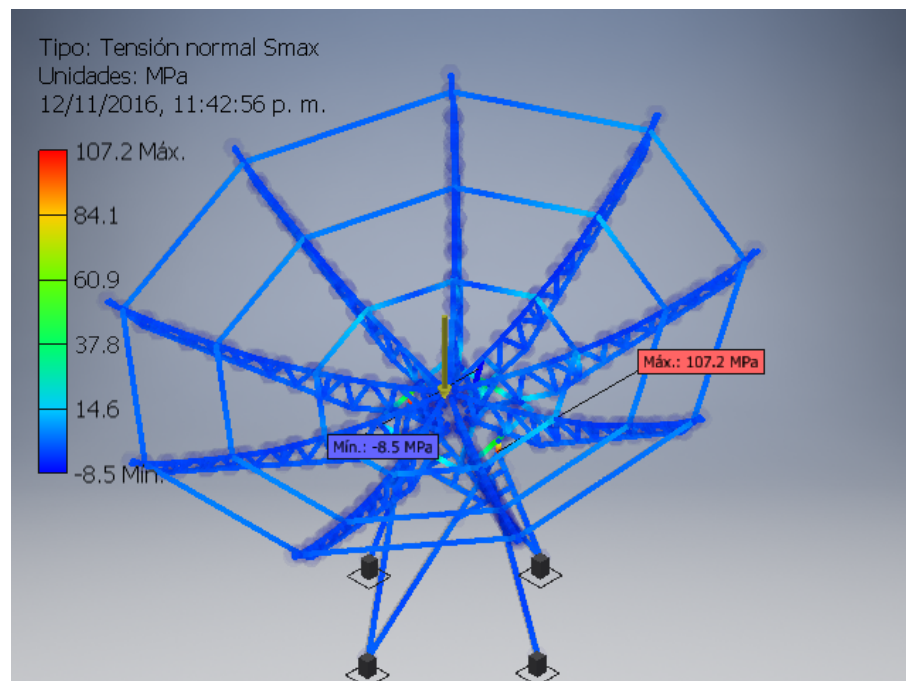
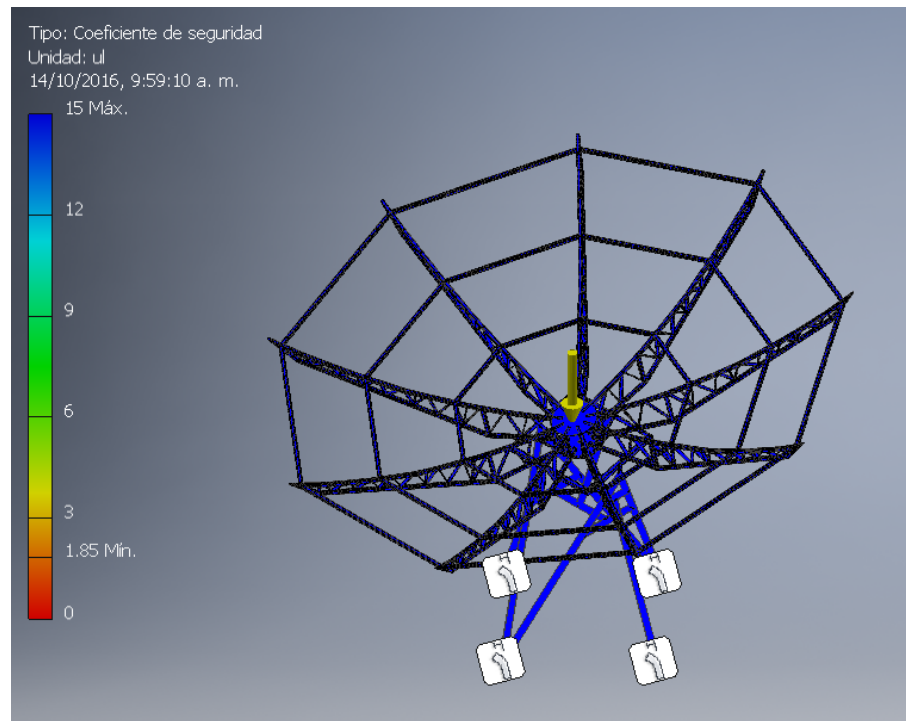


Figura XII.15: Factor de seguridad de la simulación de carga muerta



- Carga de viento: Para la carga del viento se utilizó la ecuación V.3 para la obtención de la carga de viento, utilizando los factores que se muestran en la tabla XII.3, sabiendo que los perfiles tienen un ancho de 31.75mm, se obtuvo una carga de viento: $0.07885938 \frac{N}{mm}$.

Cuadro XII.3: Constantes seleccionadas para el factor de viento.

Constantes	valor
C_e	1.31
C_q	4
q_s	474 Pa

Se simuló la carga del viento en toda la estructura de la parábola como cargas distribuidas como se muestra en la Figura XII.16, dando como resultado: Desplazamiento máximo y mínimo que se muestra en la Figura XII.17, fuerza axial máxima y mínima que se muestra en la Figura XII.18, torsión máxima y mínima que se muestran en las Figuras XII.19, XII.20 y XII.21 y por último la tensión mínima y máxima que se muestra en la Figura XII.22.

Figura XII.16: Simulación de la carga de viento en la parábola y montura de la antena.

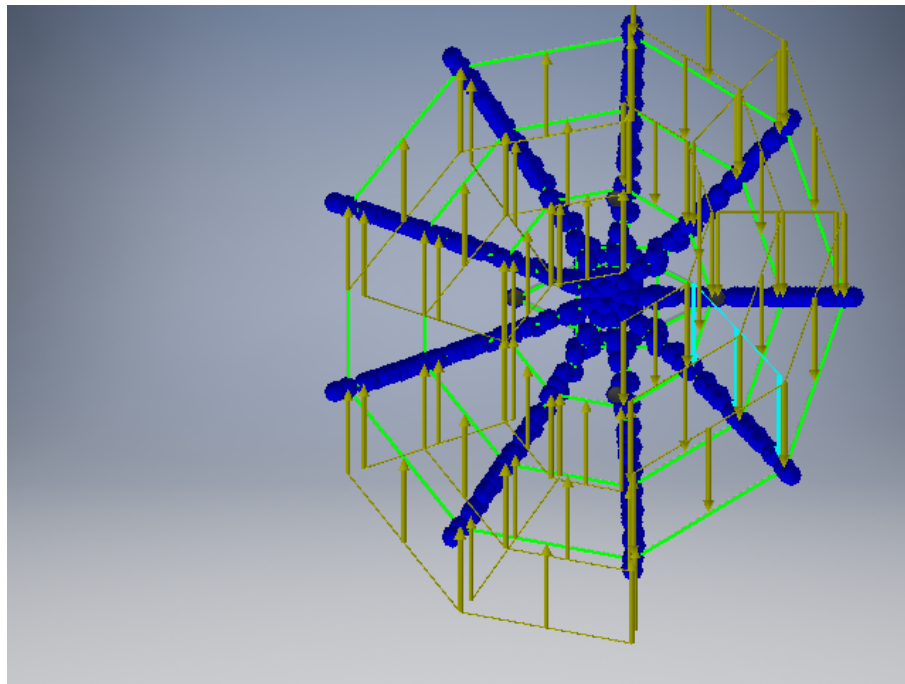


Figura XII.17: Desplazamiento en mm que se obtuvo de la simulación de viento.

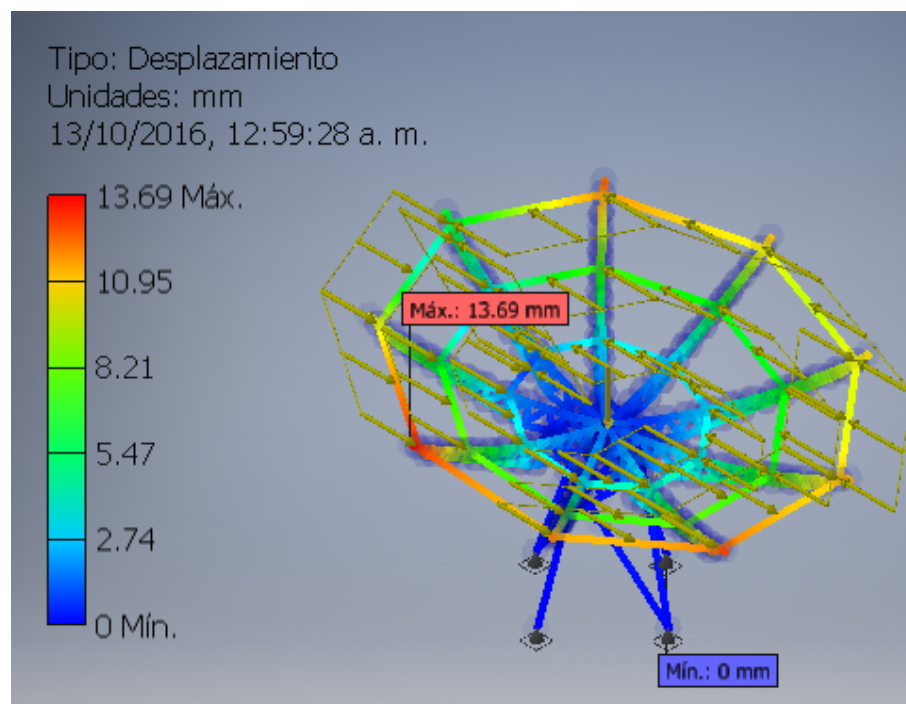


Figura XII.18: Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de viento.

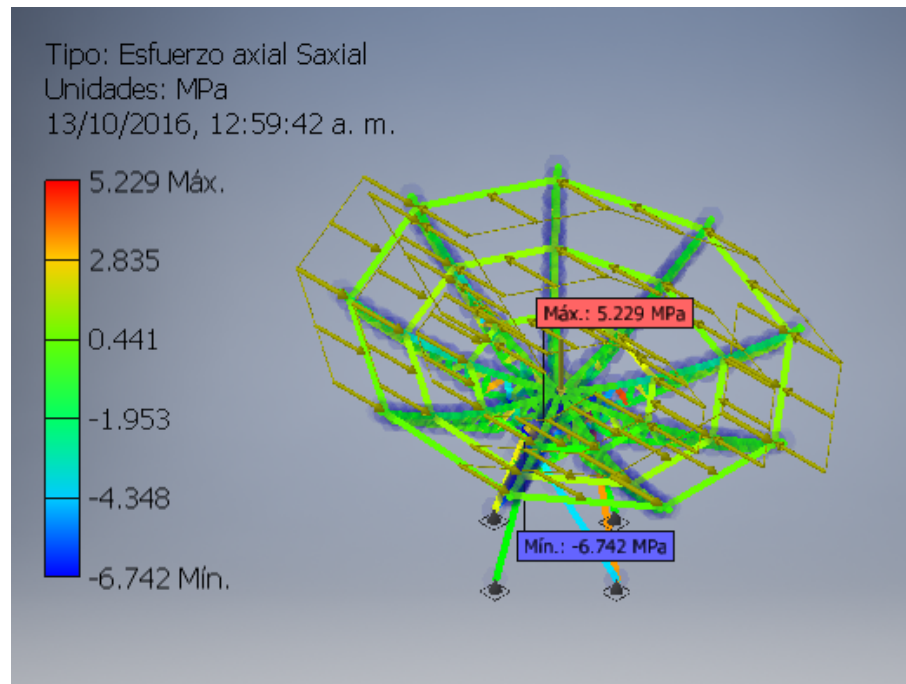


Figura XII.19: Tensión de Torsión que se obtuvo de la simulación de viento.

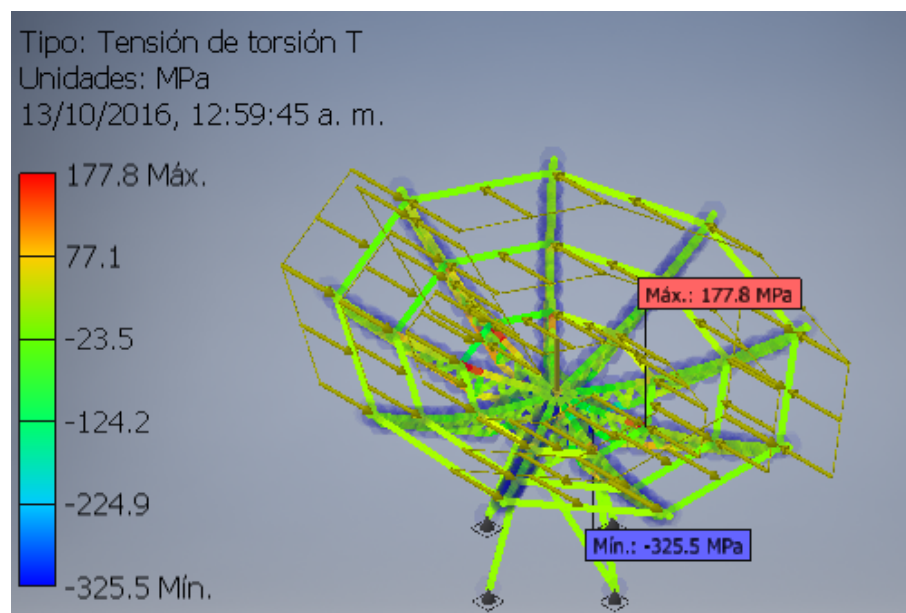


Figura XII.20: Tensión de corte en Y que se obtuvo de la simulación de viento.

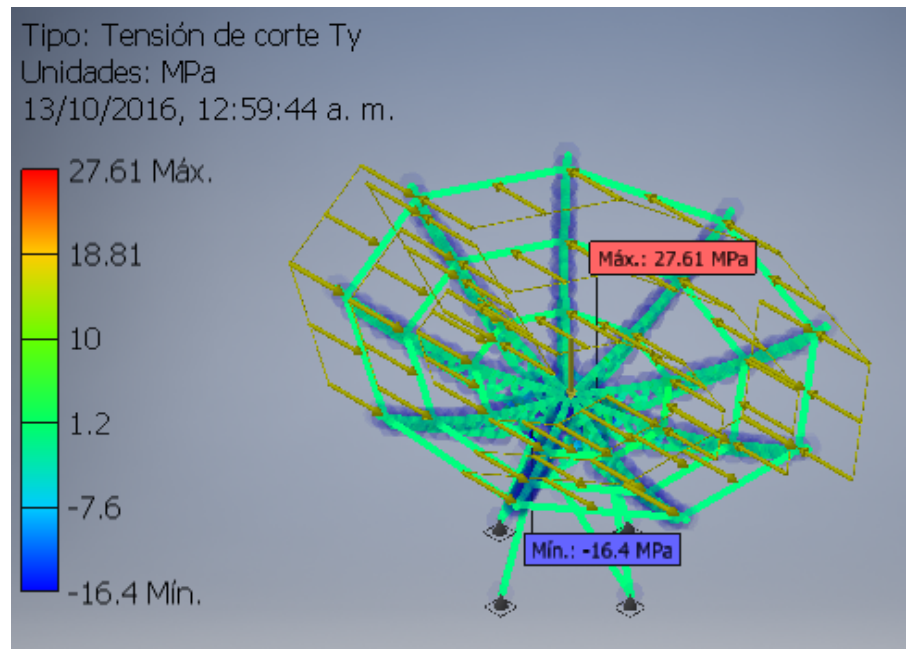


Figura XII.21: Tensión de corte en X que se obtuvo de la simulación de viento.

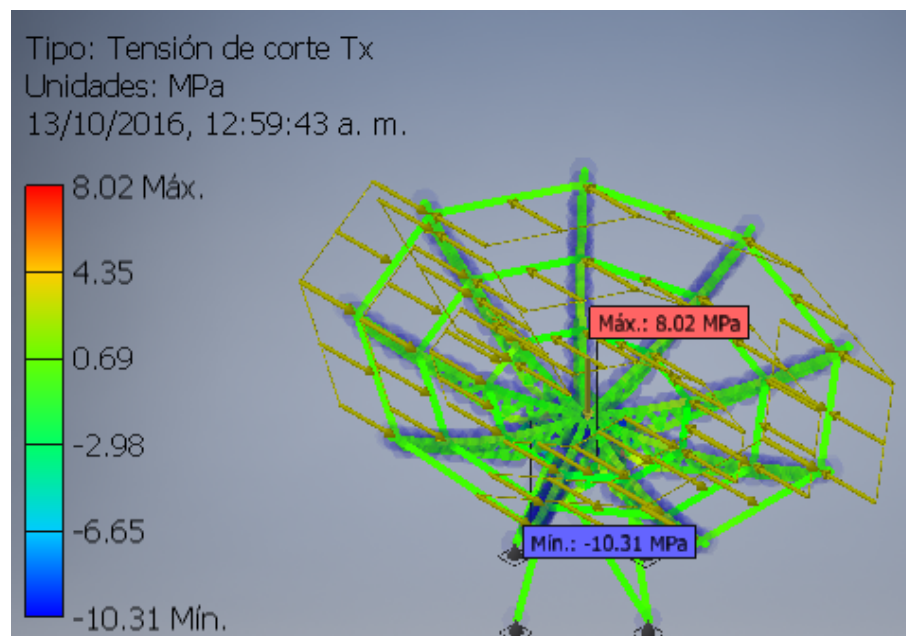


Figura XII.22: Tensión normal que se obtuvo de la simulación de viento.

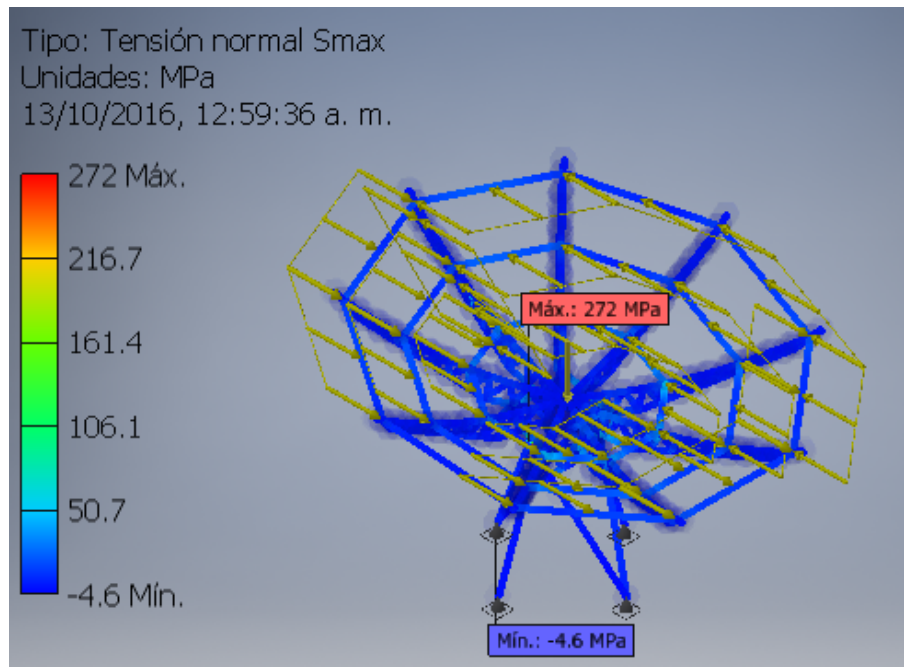
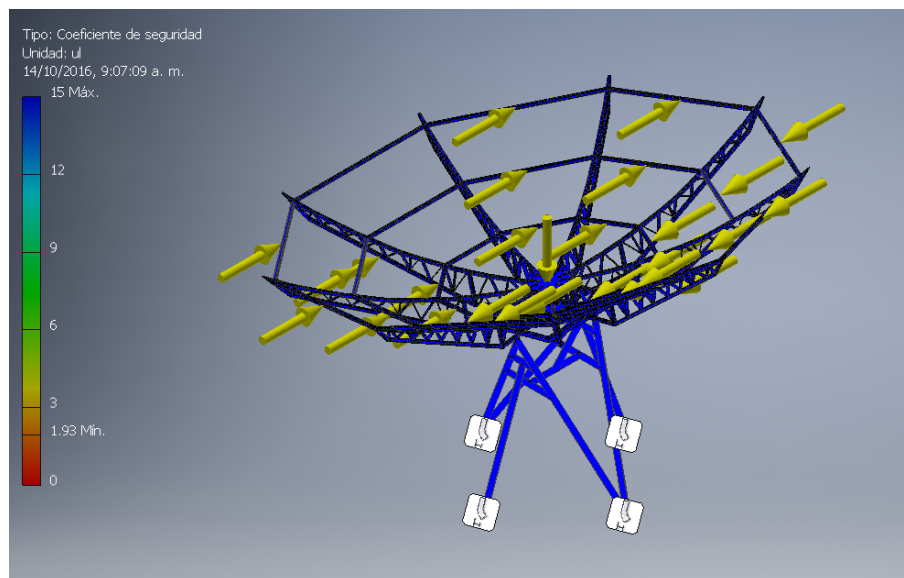


Figura XII.23: Factor de seguridad al simular Carga Muerta más viento.



- Carga de sismo: Para poder obtener esta carga hacemos referencia a la ecuación V.4 . La norma AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección" requiere aplicar la fuerza F_p de forma independiente en por lo menos dos direcciones ortogonales en combinación con las cargas de servicio asociadas al componente. En lo que respecta al factor S_{DS} es el correspondiente a la aceleración espectral para periodo corto. El

factor S_{DS} se calcula en base a la norma AGIES NSE2-2010 "Demandas estructurales, condiciones de sitio y niveles de protección" en el cual nos dice que la aceleración para periodo corto de terremoto para la ciudad de Guatemala es $1.5g$. Este valor se multiplica por el factor K_d (factor de importancia), el cual para obras ordinarias $K_d = \frac{2}{3}$. Por lo que finalmente el factor $S_{DS} = 1g$.

El factor R el cual es el factor de modificador de respuesta se consideró un material de baja ductilidad $R = 1.5$, para un diseño conservador.

Finalmente, la fuerza $F_p = 0.8W_p$, el cual representa el 80 % del peso de la estructura.

Cuadro XII.4: Constantes seleccionadas para el factor de sismo.

Constantes	Valor
a_p	1
R_P	1.5
S_{DS}	1
W_P	3415.6724 N
I_P	1
$\frac{z}{h}$	1

Se simuló la carga del sismo en las partes de movimiento de la estructura de la parábola como cargas puntuales, como se muestra en la Figura XII.24, dando como resultado: Desplazamiento máximo y mínimo que se muestra en la Figura XII.25, fuerza axial máxima y mínima que se muestra en la Figura XII.26, torsión máxima y mínima que se muestran en las Figuras XII.27, XII.28 y XII.29 y por último la tensión mínima y máxima que se muestra en la Figura V.19.

Figura XII.24: Simulación de la carga de sismo en la parábola y montura de la antena.

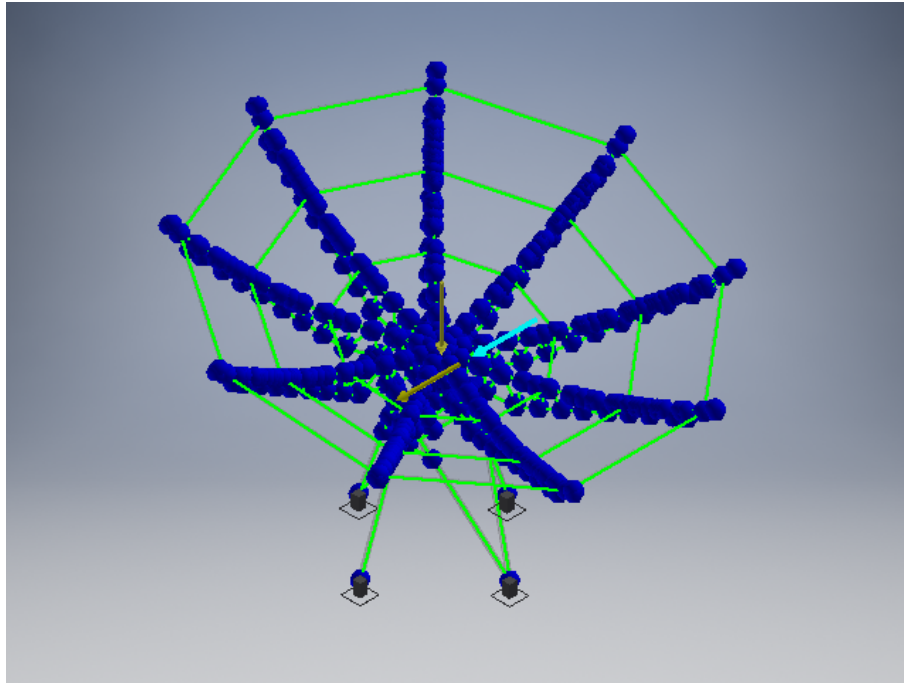


Figura XII.25: Desplazamiento que se obtuvo de la simulación de sismo.

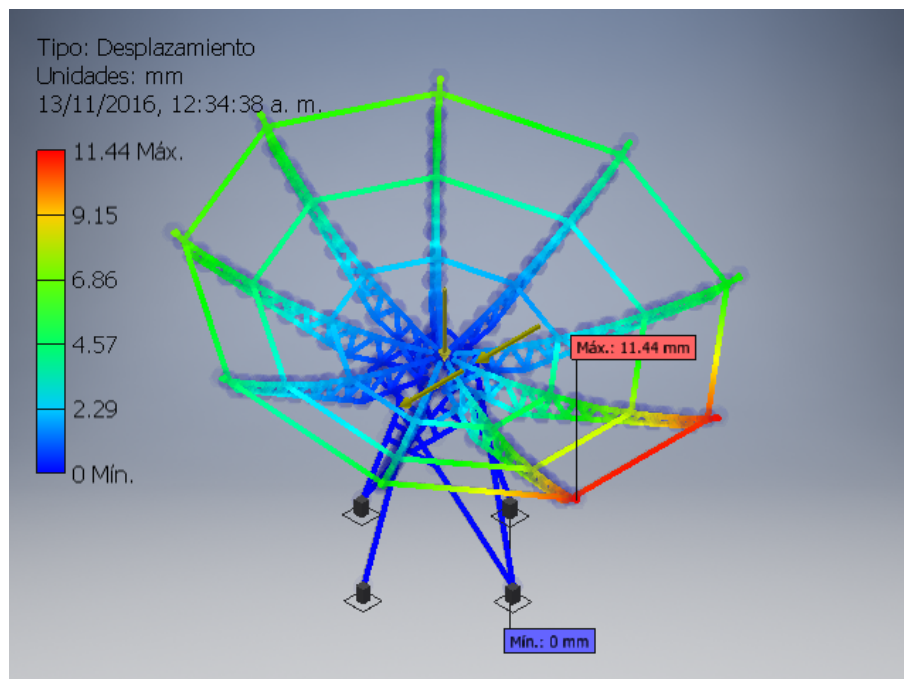


Figura XII.26: Esfuerzo axial que se obtuvo de la simulación de sismo.

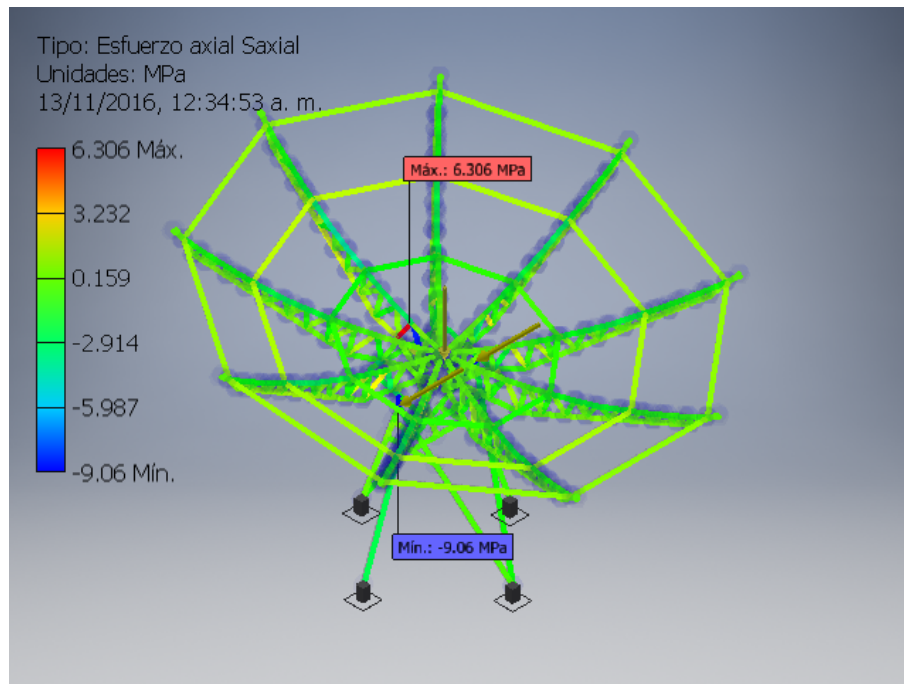


Figura XII.27: Tensión de torsión que se obtuvo de la simulación de sismo.

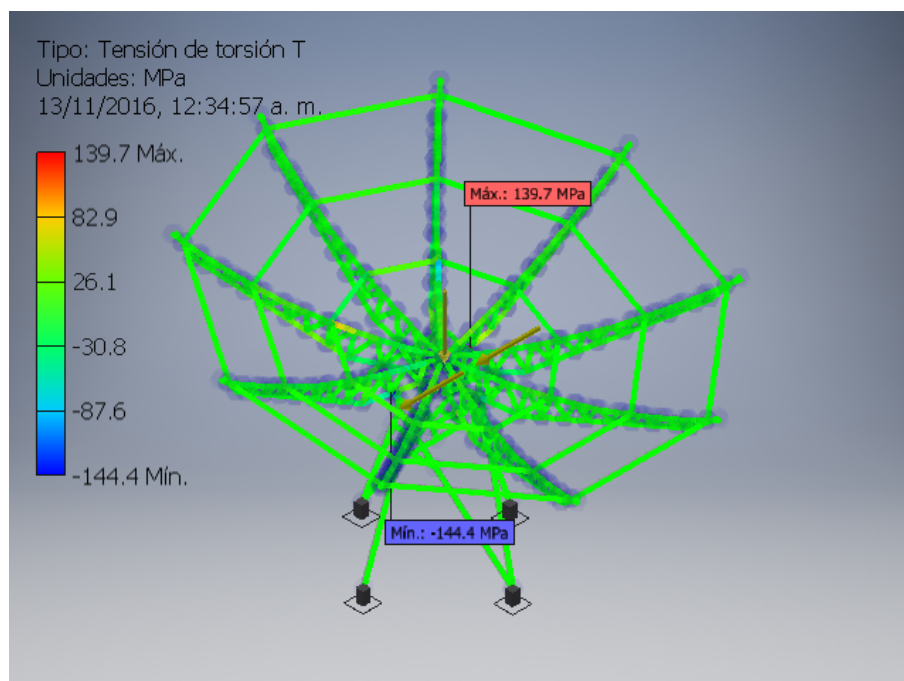


Figura XII.28: Tensión de corte en Y que se obtuvo de la simulación de sismo.

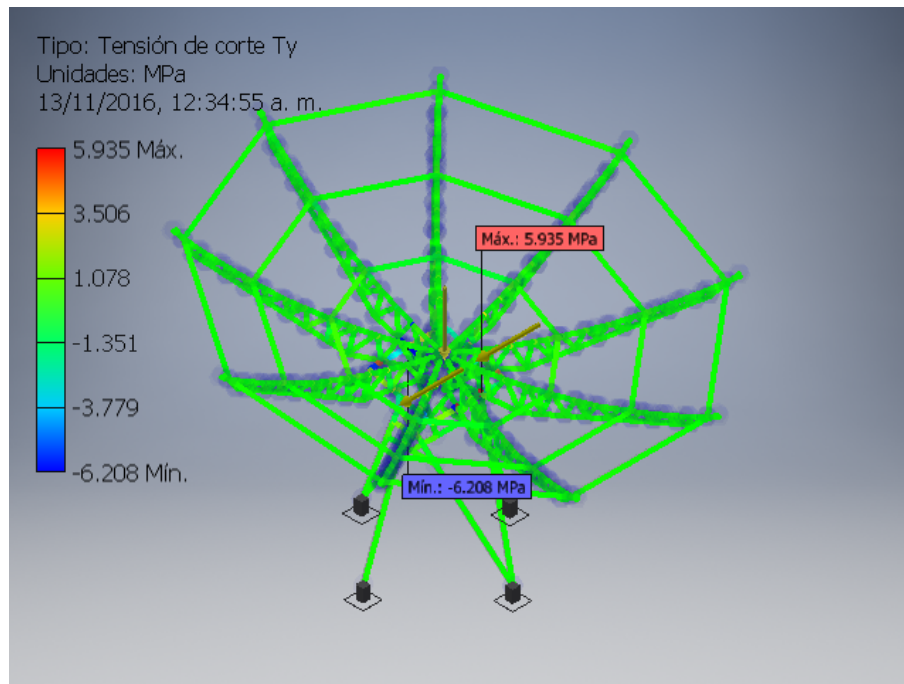


Figura XII.29: Tensión de corte en X que se obtuvo de la simulación de sismo.

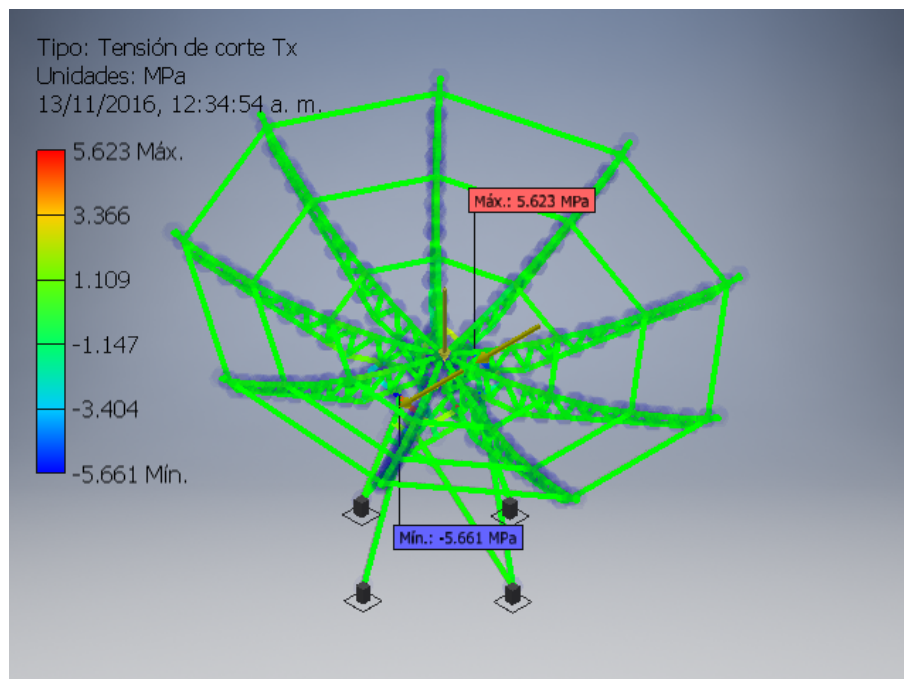


Figura XII.30: Tensión normal que se obtuvo de la simulación de sismo.

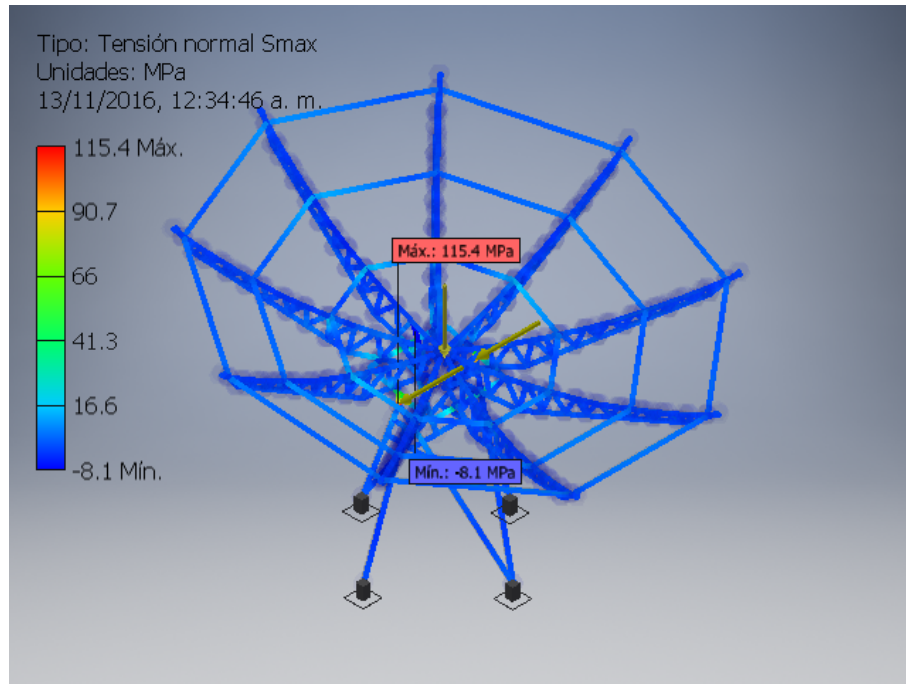
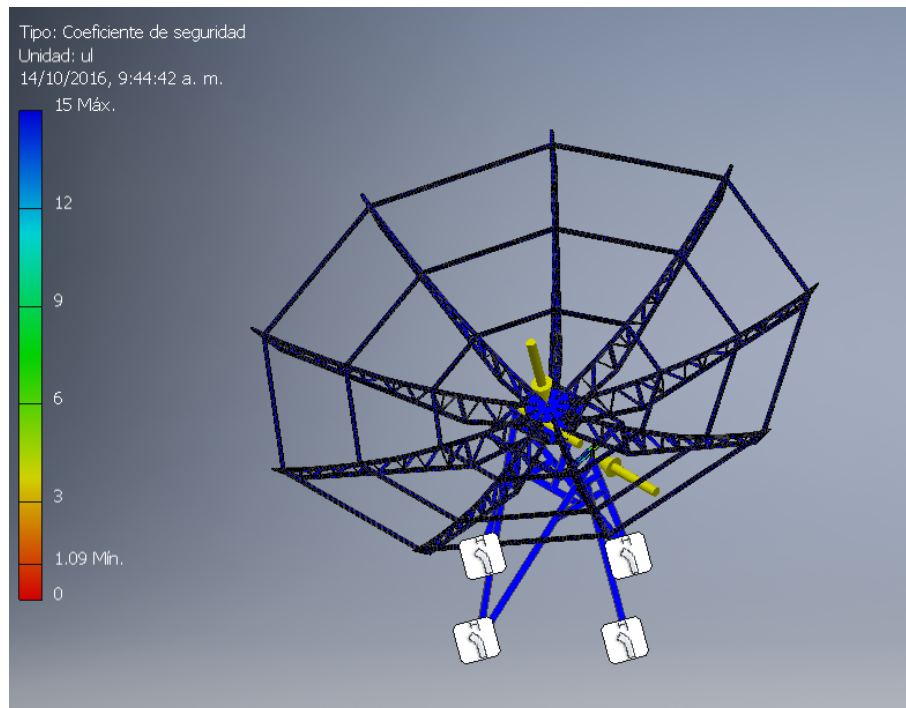


Figura XII.31: Factor de seguridad con carga muerta y sismo



c. Reacciones en los apoyos. Las reacciones en los apoyos son vitales en el diseño del anclaje, de tal manera que aplicando el principio de superposición se desarrollaron las combinaciones

de carga según el método de resistencia indicado en AGIES NSE-2, 2010. Para encontrar las reacciones finales en los apoyos se utilizó el principio de superposición de cargas, sumando al final todos los resultados para poder encontrar un máximo en los ejes X, Y y Z para cada apoyo, en el Cuadro XII.5 se muestra en la primera fila los cuatro apoyos, en cada apoyo encontramos las fuerzas en los cuatro ejes (X, Y y Z) las cuales se encuentran en Newtons, en el caso de la primera columna se especifican los tipos de cargas evaluadas y la combinación entre cargas que sugiere la norma AGIES NSE2-2010, obteniendo los máximos y mínimos en las dos últimas filas. Además se utilizaron los criterios de tipos de carga que se mencionó en el marco teórico para viento y sismo. Se obtuvo la máxima y mínima carga de todos los apoyos, obteniendo los resultados que se muestran en el Cuadro XII.6.

Los tipos de reacciones que se tienen dependiendo de la dirección, mínimos o máximos de carga en los apoyos, se muestra en el cuadro XII.7.

Cuadro XII.5: Fuerzas encontradas en los apoyos de la montura.

	APOYO 1			APOYO 2			APOYO 3			APOYO 4		
	FX (Newton)	FY (Newton)	FZ (Newton)	FX (Newton)	FY (Newton)	FZ (Newton)	FX (Newton)	FY (Newton)	FZ (Newton)	FX (Newton)	FY (Newton)	FZ (Newton)
Muerta	-30.799	-990.839	-331.351	398.410	-912.188	-3.007	-30.372	-991.843	336.456	-388.231	-528.357	-2.104
Sismo	0.028	2654.398	862.358	21.047	-39.970	508.742	-0.022	-2574.464	848.591	-21.053	-39.971	508.344
Viento	-22.400	-184.461	-60.984	8.538	-17.692	2026.765	24.376	221.307	-74.627	-11.123	-19.146	-1655.776
1.2 M + Sismo V + Sismo X	-41.55065	1316.76535	415.03415	558.9005	-1271.4238	504.68255	-41.0242	-3913.45205	1302.8066	-477.66485	-753.25295	505.5036
1.2M + SismoV-Sismo X	-41.60665	-3992.03065	-1309.68185	516.8065	-1191.4838	-51.2.80145	-40.9802	1235.47595	-394.3754	-435.55885	-673.31095	-511.1844
0.9M - SismoV+Sismo X	-23.07125	1911.26875	613.84475	319.8545	-724.111	506.48675	-22.801	-3318.34625	1100.933	-274.72625	-436.23875	506.766
0.9M - SismoV-Sismo X	-23.12725	-3397.52725	-1110.87125	277.7605	-644.171	-510.99725	-22.757	1830.58175	-596.249	-232.62025	-356.29675	-509.922
1.2M + 1.3Viento	-66.0788	-1428.8061	-476.9004	489.1914	-1117.6252	2631.1861	-4.7576	-902.5125	306.7321	-420.3371	-658.9182	-2155.0336
1.2M - 1.3Viento	-7.8388	-949.2075	-318.342	466.9926	-1071.626	-2638.4029	-68.1352	-1477.9107	500.7623	-391.4173	-609.1386	-2149.984
0.9M +1.3 Viento	-56.8391	-1131.5544	-377.4951	369.6684	-843.9688	2632.0882	4.354	-604.9596	205.7953	-318.8678	-500.4111	-2154.4024
0.9M -1.3 Viento	1.4009	-651.9558	-218.9367	347.4696	-797.9696	-2637.5008	-59.0236	-1180.3578	399.8255	-289.948	-450.6315	2150.6152
MAX	1.4009	1911.26875	613.84475	558.9005	-644.171	2632.0882	4.354	1830.58175	1302.8066	-232.62025	-356.29675	2150.6152
MIN	-66.0788	-3992.03065	-1309.68185	277.7605	-1271.4238	-2638.4029	-68.1352	-3913.45205	-596.249	-477.66485	-753.25295	-2155.0336

Cuadro XII.6: Máximos y mínimos de las reacciones de los 4 apoyos de la montura.

	RESULTADOS PARA DISEÑO	MÁXIMO	MÍNIMO
FX (N)		558.9005	-477.66485
FY (N)		1911.26875	-3992.03065
FZ (N)		2632.0882	-2638.4029

Los resultados que se muestran en los Cuadros XII.5 y XII.6 se utilizaron para la obtención de datos que se fueron provistos a la empresa HILTI para el diseño de los anclajes, quienes haciendo uso del software HILTI Profis determinaron el anclaje pertinente.

Cuadro XII.7: Tipo de reacción que se tiene.

ENVOLVENTE	FUERZA (N)	TIPO
FX	558.90	Corte
FY (Gravitacional)	-3992.03	Axial
FZ	-2638.40	Corte
FY (Levantamiento)	1911.27	Axial

Figura XII.32: Primer pétalo



4. Manufactura de la antena. La manufactura de la antena se encuentra en proceso, la primera parte que se presenta es el corte de las piezas, estas piezas son de ángulos muy precisos para formar la parte parabólica de la antena, por lo cual se utilizó la fresadora para darle en ángulo a las piezas. Los resultados de las piezas cortadas se muestran en la Figura XII.32.

Para unir las piezas se utilizó soldadura de arco. Para poder fijar las piezas se realizaron puntos de soldadura en las uniones de las piezas para seguidamente unirlos por un cordón de soldadura como se muestra en la Figura XII.33.

Figura XII.33: Puntos de soldadura para unión de piezas de la antena parabólica.



Figura XII.34: Unión de piezas del primer pétalo de la antena.



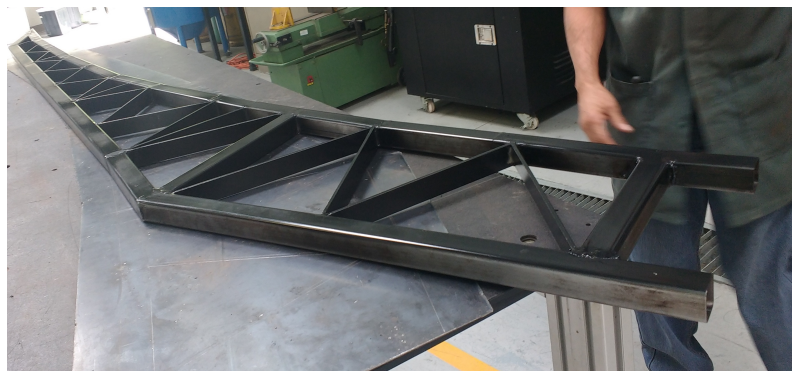
Figura XII.35: Primer pétalo soldado completamente.



Figura XII.36: Primer pétalo en proceso de pintado.



Figura XII.37: Primer pétalo terminado.

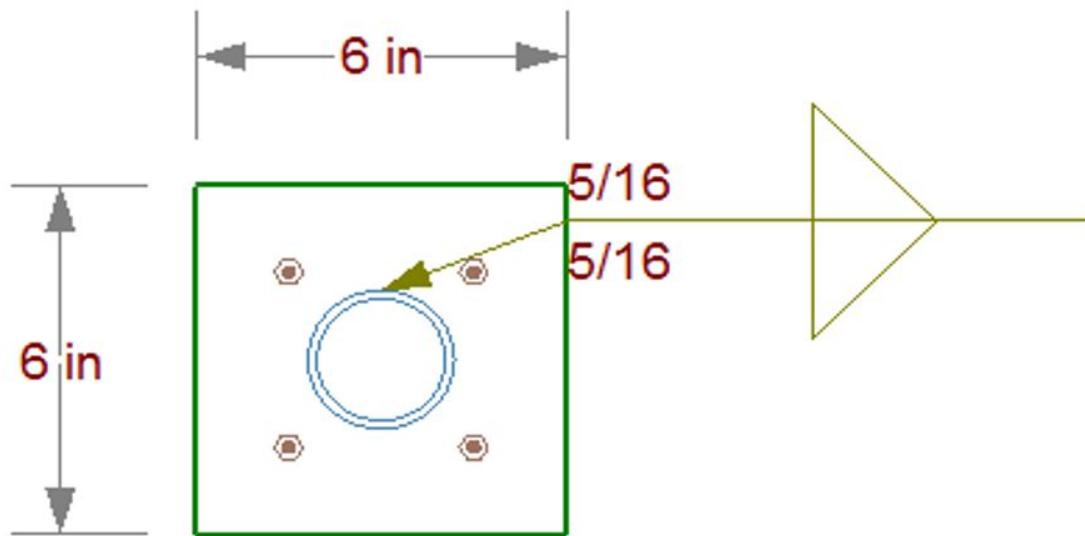


5. Factor de seguridad y desplazamiento máximo permisible. Para el factor de seguridad es aceptable tener un mínimo de 1.5 en el caso del desplazamiento permisible en base a la Figura

V.7 que se muestra en la sección de teoría, se tiene que es aceptable es $0.02 \cdot h$, donde h es la altura de la estructura, sabiendo que la antena con la montura tienen una altura de 2275.824mm, el desplazamiento permisible es de 45.51648mm.

6. Anclaje al edificio J. Con los resultados obtenidos de reacciones máximas y mínimas en los apoyos, se eligió el tamaño de la placa que se utilizará para anclar el Radiotelescopio al edificio J de la UVG que se muestra en la Figura XII.38, basados en las propuestas de una placa cuadrada de 6in de largo y ancho, se procedió a determinar el espesor mínimo de la placa, esto se muestra en las siguientes Ecuaciones.

Figura XII.38: Resultado de sugerencia de Placa para el anclaje al edificio J.



Conociendo los siguientes datos:

$Pu_1 = 400\text{kgf}$ (Fuerza Gravitacional sobredimensionada)

$Pu_2 = -200\text{kgf}$ (Fuerza de Levantamiento)

$f_y = 36\text{ksi}$ [$\frac{\text{Lb}}{\text{in}^2}$]

La determinación del esfuerzo a compresión en el concreto esta dada por la Ecuación XII.2.

$$f_c = \frac{Pu_1}{0.85N^2} = \frac{400\text{kgf}}{0.85N^2} = 2.026 \frac{\text{kgf}}{\text{cm}^2} \quad (\text{XII.2})$$

El resultado obtenido en la Ecuación XII.2 al sustituir los valores es menor al f'_c de diseño de las vigas, el cual se puede estimar superior a $280 \frac{\text{kgf}}{\text{cm}^2}$. Para determinación del espesor se tienen la Ecuación XII.3

$$t_{reqd} = \ell \sqrt{\frac{2P_u}{0.9F_yBN}} \quad (\text{XII.3})$$

Donde:

$$\ell = \max(m, n, \text{or } \lambda n) \quad (\text{XII.4})$$

$$m = n = \frac{N - bf}{2} = \frac{6in - 2in}{2} = 2in \quad (\text{XII.5})$$

$$X = \left[\frac{4db_f}{(d + b_f)^2} \right] \frac{P_u}{\phi_c P_p} \quad (\text{XII.6})$$

$$\phi_c P_p = \phi_c 0.85 f'_c A_1 \quad (\text{XII.7})$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{x}}{1 + \sqrt{1 - X}} \leq 1 \quad (\text{XII.8})$$

$$\lambda * n = \frac{\lambda \sqrt{db_f}}{4} \quad (\text{XII.9})$$

Sustituyendo nuestros valores en la Ecuación XII.7 obtenemos $\phi_c P_p = 4.975 * 10^4 kgf$, sabiendo que $bf = df$, obtenemos por la Ecuación XII.6 $X = 8.04 * 10^{-3}$, por la Ecuación XII.8 se obtuvo $\lambda = 0.09$, por la ecuación XII.9 se obtuvo $\lambda * n = 0.0114cm$, por la Ecuación XII.4 se obtuvo $\ell = 5.08cm$, por último obtenemos el valor del espesor de la placa por sustituyendo los valores en la Ecuación XII.3 $t = \frac{1}{12}in$ por lo cual se selecciona un espesor mayor que el requerido que es $\frac{1}{4}in$.

Por medio del programa Bentley dando como parámetros las cargas en apoyos y características de la loza del anclaje, sugiere un tamaño de placa, obteniendo los resultados que se muestran en la Figura XII.38.

Realizando la simulación sobre las cargas máximas de corte, gravitacionales y levantamiento, se simularon las cargas de los apoyos, obteniendo los resultados de compresión que se muestra en la Figura XII.39 y los de tensión en la Figura V.14.

Figura XII.39: Resultados de compresión de la Placa para el anclaje al edificio J.

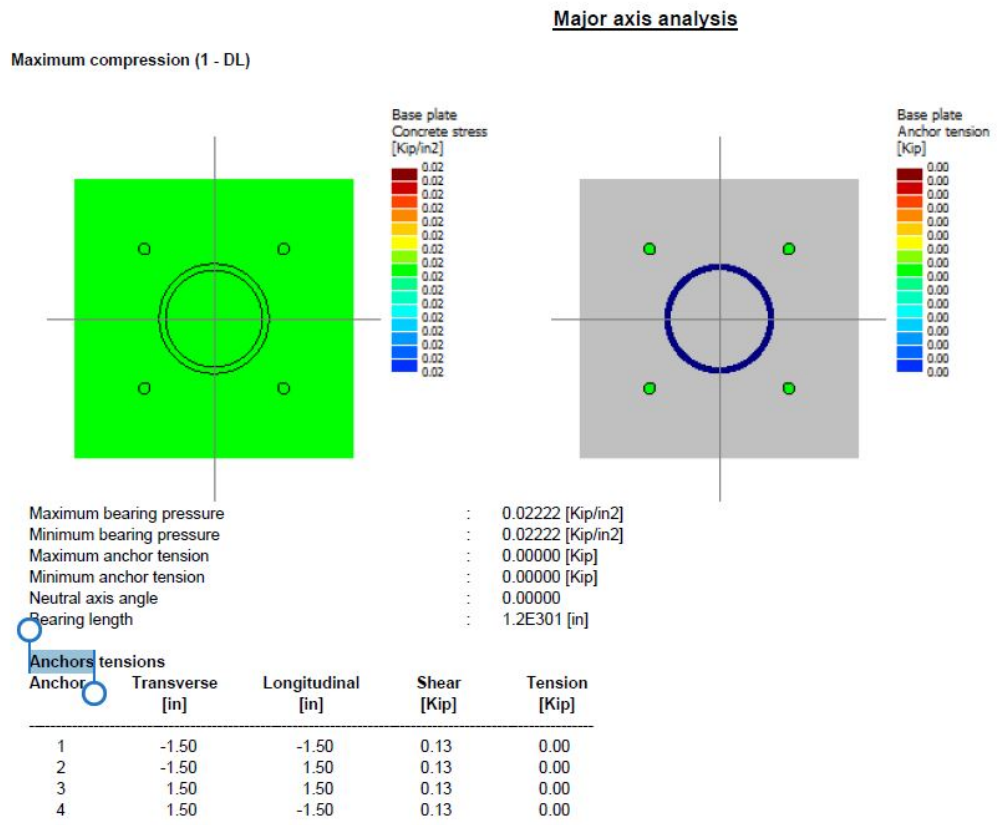
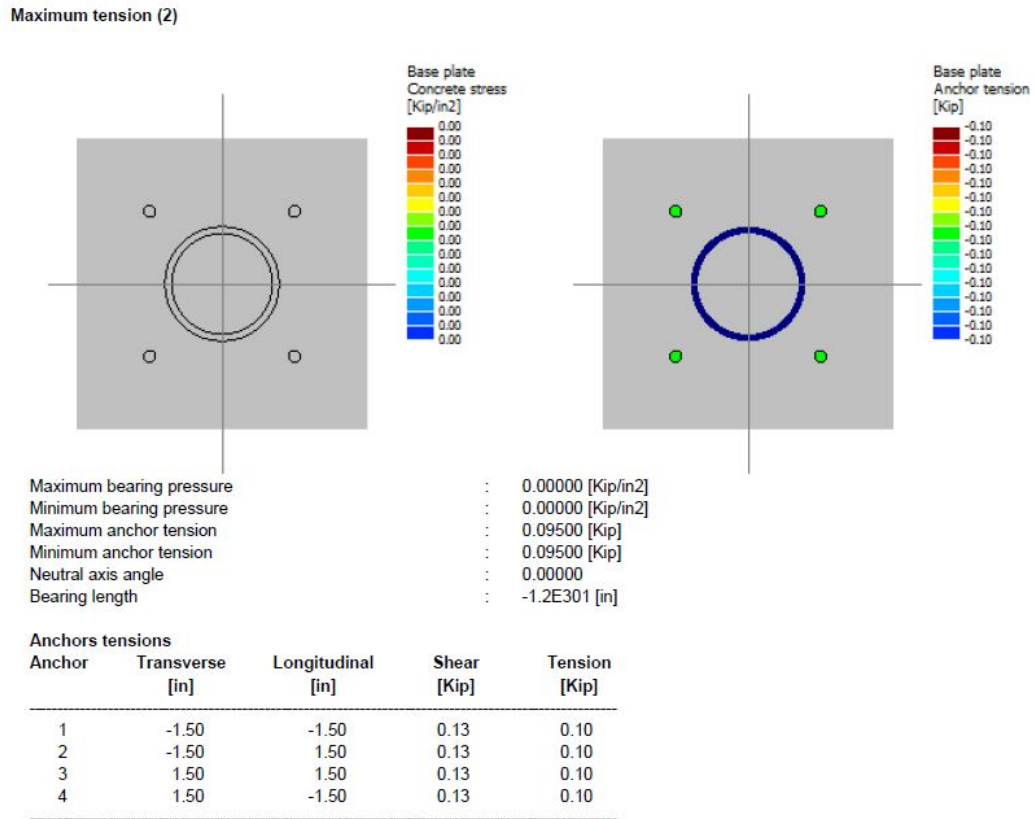



Figura XII.40: Resultados de tensión de la placa para el anclaje al edificio J.



Conociendo las dimensiones de la placa, las cargas que soporta y las características de la losa del edificio J de la UVG que se muestran en la Figura XII.41, se consultó a la empresa HILTI sobre el tipo de anclaje recomendado, dándonos a conocer las dimensiones de pernos a utilizar y los resultados de que cumpliera con los criterios de diseño. Los resultados dados por la empresa HILTI sobre el cumplimiento de los criterios de diseño se muestran en la Figura XII.42, resultante de cargas en la Figura XII.43, carga de tracción en la Figura XII.44, cortante en la Figura XII.45 y cargas combinadas de tracción y cortante se muestra en la Figura XII.46.

Figura XII.41: Parámetros utilizados para la simulación del anclaje al edificio J.

1 Insertar datos

Tipo y tamaño de anclaje:	HIT-RE 500 V3 + HAS 1/2	
Profundidad efectiva de anclaje:	$h_{ef,act} = 6.000 \text{ in.}$ ($h_{ef,limit} = - \text{ in.}$)	
Material:	5.8	
Homologación N°:	ESR-3814	
Establecidos Válidos:	01/06/2016 01/01/2017	
Prueba:	método de cálculo ACI 318-08 / Chem	
Fijación a distancia:	$e_b = 0.000 \text{ in.}$ (enrasado); $t = 0.250 \text{ in.}$	
Placa de anclaje:	$E = 0 \text{ psi}$; $f_{yk} = 35998 \text{ psi}$; $\gamma_{Ms} = 1.100$	
Perfil:	$l_x \times l_y \times t = 6.000 \text{ in.} \times 6.000 \text{ in.} \times 0.250 \text{ in.}$; (Espesor de placa recomendado: calculado (0.039 in.))	
Material Base:	HSS redondo, tubería acero (AISC); $(L \times W \times T) = 2.000 \text{ in.} \times 2.000 \text{ in.} \times 0.125 \text{ in.}$	
Instalación:	fisurado homigón, 4000, $f'_c = 4000 \text{ psi}$; $h = 35.433 \text{ in.}$, Temp. corto/largo: 32/32 °F	
Armadura:	taladro hecho con martillo, Condición de instalación: seco	
	Tracción: condición B, Cortante: condición B; no presencia de refuerzo adicional a splitting (fisuración)	
	Armadura de borde: < 4 barras	
Cargas de sismo (categorías C, D, E o F) ρ		

Geometría [in.] & Carga [lb, in.lb]

Figura XII.42: Simulación del anclaje al edificio J

Geometría [in.] & Carga [lb, in.lb]

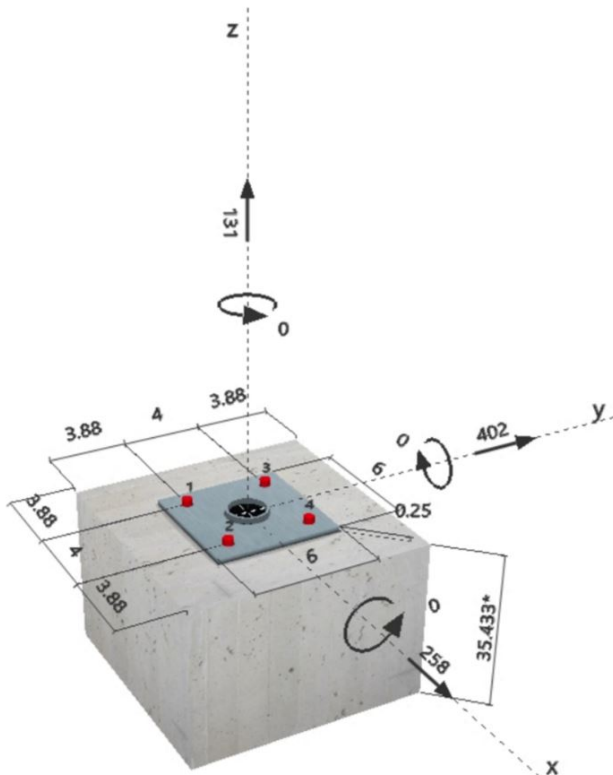


Figura XII.43: Resultante de cargas del anclaje al edificio J.

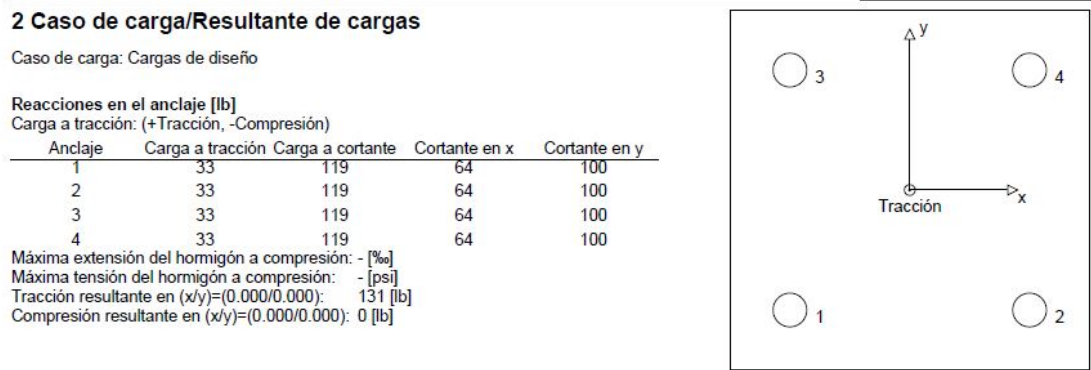


Figura XII.44: Carga de tracción del anclaje al edificio J.

3 Carga a tracción

	Carga N_{ua} [lb]	Capacidad ϕN_n [lb]	Utilización $\beta_N = N_{ua}/\phi N_n$	Resultado
Fallo por Acero*	33	6688	1	OK
Fallo por adherencia**	131	4224	4	OK
Resistencia de adherencia sostenida*	N/A	N/A	N/A	N/A
Rotura por cono de hormigón**	131	6677	2	OK

* anclaje más solicitado **grupo de anclajes (anclajes en tracción)

3.1 Fallo por Acero

N_{sa} = ESR value Hace referencia a ICC-ES ESR-3814
 $\phi N_{sa} \geq N_{ua}$ ACI 318-08 Eq. (D-1)

Variables

$A_{se,N}$ [in. ²]	f_{uta} [psi]
0.14	72500

Cálculos

N_{sa} [lb]
10290

Resultados

N_{sa} [lb]	ϕ_{steel}	ϕN_{sa} [lb]	N_{ua} [lb]
10290	0.650	6688	33

Figura XII.45: Esfuerzo Cortante del anclaje al edificio J.

4 Cortante

	Carga V_{ua} [lb]	Capacidad ϕV_n [lb]	Utilización $\beta_v = V_{ua}/\phi V_n$	Resultado
Fallo por Acero*	119	3705	4	OK
Fallo por Acero (con brazo de palanca)*	N/A	N/A	N/A	N/A
Fallo por desconchamiento (adherencia) **	478	9097	6	OK
Rotura de borde de homigón en dirección $x+^{**}$	478	2308	21	OK

* anclaje más solicitado **grupo de anclajes (anclajes relevantes)

4.1 Fallo por Acero

V_{sa} = ESR value Hace referencia a ICC-ES ESR-3814
 $\phi V_{steel} \geq V_{ua}$ ACI 318-08 Eq. (D-2)

Variables

$A_{se,V}$ [in. ²]	f_{ua} [psi]
0.14	72500

Cálculos

V_{sa} [lb]
6175

Resultados

V_{sa} [lb]	ϕ_{steel}	ϕV_{sa} [lb]	V_{ua} [lb]
6175	0.600	3705	119

Figura XII.46: Cargas combinadas de tracción y cortante del anclaje al edificio J.

5 Cargas combinadas de tracción y cortante

β_N	β_V	ζ	Utilización $\beta_{N,V}$ [%]	Resultado
0.031	0.207	5/3	8	OK

$$\beta_{NV} = \beta_N^c + \beta_V^c \leq 1$$

7. Evaluación de necesidad de un pararrayos. Basados en los criterios de las normas *NF C 17-100*, *NF C17-102* y *CIE 61024-1-1*, y basados en las ecuaciones V.11-V.15, se realizó el procedimiento para evaluar si es necesario un pararrayos para el edificio J de la UVG. Eligiendo las siguientes constantes, dichas constantes se eligieron de los cuadros V.1-V.5.

Cuadro XII.8: Constantes utilizadas

Parametro	Valor
Nk	0.60
C1	0.25
C2	0.5
C3	1
C4	1
C5	1
L	15
I	5
H	15

Después de haber elegido las constantes de acuerdo a las características del edificio, se procedió a obtener N_d y N_C , que se muestran en la ecuación V.11 Y V.12, obteniendo como resultado $N_d = 0.01100$ y $N_C = 0.03$ debido a que $N_d \cdot N_C$ se debe instalar pararrayos, esto basados en el criterio que se muestra en la Ecuación V.16.

8. Costos:.

Cuadro XII.9: Costo total del módulo

Empresa	Material	Precio por unidad	Necesitamos	Precio	Total
Aceros de Guatemala	Tubo cuadrado 1/2" chapa 21	-	120 m	Q 1643.60	Q 25,538.60
	Perfil angular (1 1/4" x,3/16")	-	6 m		
	Perfil angular (1 1/2 "x 3/16")	-	6 m		
	Perfil plano (Hembra) 1/2" *,1/8"	-	60 m		
Distribuidora, central de materiales DICEMA	Pintura Anticorrosiva	Q 240.00	1 galon	Q 240.00	
UVG	Impresión de planos	-	54 planos	Q 200.00	
EFISA	Varilla, HAS-E 5.8 DE 1/2 X 8 HILTI	Q 31.50	16	Q 504.00	
EFISA	Cartucho de epoxico RE 500 V3 500ML	Q 504.00	1	Q 504.00	
EFISA	Instalación de pernos	Q 447.00	1	Q 447.00	
Maquinados precisos	Manufactura de la antena	-	1	Q 12,000.00	
No cotizado	Montaje de antena.	-	-	Q 5,000.00	
Otros	-	-	-	Q 5,000.00	

C. Discusión

El objetivo principal del Megaproyecto *Implementación de un Radiotelescopio, módulo de Diseño y Montura de la Antena*, es Diseñar y reconstruir una antena y montura que soporte un Radiotelescopio que será instalado en la Universidad del Valle de Guatemala. Basados en este objetivo principal, se llevó a cabo una metodología que consistía en 6 pasos. El primer paso se realizó con todos los integrantes del Equipo del Megaproyecto donde se eligieron parámetros de la antena basados en los estudios que se querían realizar, debido a esto el Módulo de Caracterización de la Antena presentó los requerimientos que debía cumplir el diseño de la Antena, entre estos el Diámetro de la parábola, profundidad y tipo de movimiento, en este caso altacimutal. Se recibió una antena como donación para el Megaproyecto, esta antena tenía movimiento ecuatorial y se pretendía restaurar, desafortunadamente al momento de la donación de la antena no se encontraba en óptimas condiciones como se puede observar en la Figura XII.4 y Figura XII.5, entonces se decidió realizar el diseño completo de la parábola; utilizando de la donación la base de la antena que se restauraría y modificaría para la obtención de un movimiento altacimutal. La elección para que la antena contará con un movimiento Altacimutal y no ecuatorial se basó en las ventajas y desventajas que tienen, las monturas ecuatoriales son muy caras y difíciles de construir para antenas grandes ya que esta debe considerar contrapeso, se deben tener motores muy precisos para su movimiento y los mecanismos utilizados para su movimiento son complejos, comparado con una montura Altacimutal, los más grandes telescopios utilizan montura altacimutal debido a que son más rígidas, tiene un fácil posicionamiento, más baratas y sus mecanismos de movimientos no son complejos, una de las desventajas que tiene este tipo de montura es que la altura y el acimut para las coordenadas tienen implícitamente una dependencia del tiempo, esto hace que no se puede tener por mucho tiempo los objetos observados en el cielo comparado con una Montura Ecuatorial este tiene dependencia de una sola coordenada.

El segundo paso para cumplir el objetivo del Megaproyecto se dividió en tres secciones las cuales eran la elección del material, geometría y diseño de la estructura. Para la elección de material se basaron en requerimientos que debe tener un material para estructuras como: alta resistencia, durabilidad, ductilidad, facilidad de unión por distintos tipos de conectores, costo y disponibilidad en el mercado; basados en estos requerimientos y conociendo el material que tenía la antena recibida por donación, se decidió trabajar con Acero suave.

El acero se caracteriza por tener una alta resistencia, además por ser un material dúctil como se muestra en la Figura V.6, se puede observar el rango en el cual el material tiene un comportamiento dúctil y frágil, además el acero presenta el mismo comportamiento en compresión y tensión que principalmente serán los tipos de esfuerzos que presente la antena. Que el material sea dúctil es uno de los parámetros más relevantes ya que este puede llegar a tener deformaciones unitarias antes

de llegar a una rotura, además que son capaces de soportar impacto. Otro parámetro relevante es su facilidad de unión con por distintos tipos de conectores, esto debido a que se tendrán uniones por medio de soldadura y pernos, por lo cual el material también debe ser maquinable sin sufrir cambios en sus características. El costo del material es muy accesible además se encuentra en el mercado con mucha facilidad, aunque una de las desventajas es que los proveedores en Guatemala muchas veces no dan a conocer la norma que cumple el material. Basados en todo esto y la norma que sigue el material seleccionado que es ASTM A529 que tiene las características que se muestran en la Figura XII.6, podemos ver que Limite inferior de fluencia del material es 290MPa, basados en esto el acero seleccionado cumple con los requerimientos para diseños estructurales.

Para la elección de tipo de perfiles a utilizar, se basaron en la clasificación de perfiles de estructuras en los cuales se tomaron en cuenta vigas y columnas, se eligió trabajar con vigas debido a que estas soportan cargas verticales al igual que la columnas, en el caso de las columnas también soporta carga axiales a compresión. Existen tipos de estructuras que se sugieren para diseños estructurales, estos presentan tipos de estructuras como armaduras, las armaduras generalmente se utilizan para estructuras grandes y altas, lo cual es un factor importante de diseño, esta sugiere poner barras en tensión y elementos tipo columna, las cuales se se colocaran en forma triangular para disminuir la concentración de esfuerzos, también se puede notar que en los Radiotelescopios más grandes utilizan armaduras para soportar su parábola como el Radiotelescopio Parkes y El Very Large Array.

Los materiales seleccionados fueron para el diseño de la estructura son los que se muestran en el Cuadro XII.2, se eligió Tubo Cuadrado Chapa 18, esto debido a que si se elegía una Chapa más alta como 20 o 21, para su unión por soldadura de arco esto podría ser muy difícil debido a que el material era muy delgado, tampoco se eligió una chapa más pequeña como 16 o 14, debido a que esto venía a aumentar el peso de la estructura al ser más gruesas, por lo cual la chapa 18 era una espesor considerable para poder soldar además que no aumentaba el peso de la estructura. El ancho de la pared de los perfiles también se baso en los materiales comerciales que existen en Guatemala y los cuales se podía simular con el software Inventor de la compañía Autodesk. En el caso del perfil Hembra se busco que fuera del mismo ancho que el tubo cuadrado y se aumento el espesor a 3/16" para tener una mejor facilidad al soldar las piezas, este perfil será utilizado para el centro de las armaduras.

Por último se eligió un perfil angular con el mismo ancho que el tubo cuadrado y el perfil hembra, con un espesor de 3/16", este perfil se utilizara para la unión con pernos de los pétalos de la antena con su centro.

Para el diseño de la parábola se tomo en cuenta que debía tener un peso similar cercano al de la antena que se recibió por donación esto debido a que se utilizaría la misma montura, por lo cual se debía diseñar una parábola que fuera soportada por la montura que ya se tenía, esto

hizo que basados en el modelo de la antena donada que contaba con 18 pétalos, un equivalente de acuerdo al material seleccionado por el nuevo diseño era una antena que contara con 9 pétalos ya que el material era aproximadamente el doble de ancho y grueso, esto fue un diseño iterativo hasta lograr ver que por medio de la simulación y el método de elementos finitos que la base soportaba la parábola diseñada, el modelo final del diseño se muestra en la Figura XII.9 que tienen incorporada la montura y el cambio para tener un movimiento altacimutal, el diseño de armadura para los pétalos se muestran en la Figura XII.7 y la el diseño de la parábola final se muestra en la Figura XII.8 donde se puede ver que se utilizaron 9 pétalos y se utilizó armaduras para su diseño.

Al tener el diseño de de la parábola se procedió a realizar el análisis con la montura por medio del método de elementos finitos, para esto se consideraron cargas vivas y cargas muertas, respecto a las cargas vivas se consideró el viento y sismo, para encontrar estas cargas se siguieron las *Normas de Seguridad estructural de edificaciones y obras de infraestructura para la República de Guatemala*, donde se tomaron en cuenta factores siguiendo la norma para la obtención de las cargas vivas utilizando un criterio conservador, para la carga muerta sólo se consideró el peso de la estructura sobredimensionada. En el caso del la carga de viento se consideró la Ecuación V.3, utilizando las constantes que se muestran en el Cuadro XII.3, obteniendo así un factor de carga de viento de $0,07885938 \frac{N}{mm}$, simulando la carga de viento como una carga distribuida más la carga muerta, se obtuvo un desplazamiento máximo de 13.69mm y un mínimo de 0mm, se obtuvo una tensión máxima de 272Mpa, esto no supera el factor de nuestro material que es 290Mpa, además se presenta un factor de seguridad mínimo de de 1.93 y un máximo de 15, por lo cual cumple los criterios de diseño. Para la carga de sismo se utilizó la Ecuación V.4, utilizando los factores que se muestran en el Cuadro XII.4, donde se obtuvo que la carga de sismo era 0.8 veces la carga muerta, conociendo que el punto crítico es la unión de la base con la parábola las cargas se pusieron en esta área, realizando la simulación de carga de sismo se obtuvo un desplazamiento máximo de 2.383mm y un mínimo de 0.477mm, para la tensión se obtuvo un máximo de 190Mpa por lo cual no supero el 290Mpa de nuestro material, El factor de seguridad que se obtuvo es de un mínimo de 1.09 y un máximo de 15, como podemos notar estamos cerca de 1 para el mínimo pero como se había mencionado se fue muy conservador en los factores que se eligieron por lo cual se acepta que sea este el mínimo ya que se encuentra por encima de 1 y es sólo una pieza la que sufre este factor.

Por ultimo para la elección de placa para el anclaje, por medio de una simulación de análisis estructural que se realizó con medio del Programa Inventor, se obtuvieron las reacciones de cada apoyo, esto para poder seleccionar la placa de anclaje de la antena. Se utilizaron criterios de superposición para poder encontrar la reacciones máximas y mínimas de cada apoyo, estas reacciones se basaron también en la norma NSE, utilizando la Ecuación V.7 para el máximo y Ecuación V.8 para el mínimo, para viento y la Ecuación V.9 para el máximo y la Ecuación V.10 para el mínimo de sismo, obteniendo los resultados que se muestran en el Cuadro XII.6, estos datos fueron provistos

a la empresa HILTI para el diseño de anclajes quienes utilizando el uso del software HILTI Profis se determinó el tipo de anclaje y el factor de seguridad, los datos provistos a la empresa HILTI se muestran en el Cuadro XII.7. Se propuso una placa para el anclaje de cada apoyo de la base de la parábola, proponiendo 6" de ancho y 6" de largo, procediendo a determinar el mínimo del espesor de la placa, dando como resultado $\frac{1}{12}in$, eligiendo una de $\frac{1}{4}in$ el cual es mayor que el requerido, así cumpliendo un factor de seguridad de 3. Las simulaciones dadas por la empresa HILTI sobre el anclaje se muestran de la Figura XII.43 - XII.46, donde se cumplen los criterios de diseño para el anclaje.

La construcción de la antena está en proceso y se muestran el primer pétalo construido en la Figura XII.33y Figura V.16, la construcción no se ha terminado debido a que es una antena que debe tener algunos muy precisos en sus piezas para poder tener la forma de parábola, este proceso se atrasó debido a la donación de material.

Para determinar el riesgo que puede existir de recibir un rayo por medio de la antena, se realizó un análisis de la necesidad de instalación de un pararrayos, se utilizaron las ecuaciones V.11-V.15, eligiendo las constantes que se muestran en el cuadro XII.8, dichas constantes se eligieron de los cuadros V.1-V.5, en el caso de C1, se eligió 0.25 ya que el edificio J se encuentra rodeado por árboles, C2 se eligió de 0.5 ya que la estructura es metálica, C3 de 1 ya que se considera que la antena tiene un valor estándar, C4 se eligió de 1 debido a que el edificio es normalmente ocupado, en el caso de C5, se eligió 1 ya que no es vital la continuidad del servicio. Además se podemos ver en la Fig. V.22 que por la zona en la que nos encontramos N_k debe ser de 0.6.

Después de haber elegido las constantes de acuerdo a las características del edificio, se procedió a obtener N_d y N_C , que se muestran en la ecuación V.11 Y V.12, obteniendo como resultado $N_d = 0.01100$ y $N_C = 0.03$ debido a que $N_d \cdot N_C$ se debe instalar pararrayos, esto basado en el criterio que se muestra en la Ecuación V.16.

Debido a que el costo de un Pararrayos es muy elevado se llevó la propuesta a la decanatura de la Universidad del Valle quienes nos confirmaron que están trabajando en la instalación de un Pararrayos para la Universidad.

Para la construcción de la antena se recibieron materiales donados por Aceros de Guatemala, S.A., así también se recibió la donación de pintura por parte de la Distribuidora central de materiales DICEMA, para el anclaje de la antena se consultó a la empresa EFISA quién hizo llegar su cotización sobre el anclaje y los materiales, en la parte de manufactura debido a que se estaba construyendo la antena, se realizó una cotización de la manufactura completa de la antena a la empresa Maquinados precisos, estos datos se muestran en el Cuadro XII.9, teniendo un costo total de construcción e instalación de la antena de Q15,418.60.

XIII. Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica

A. Metodología

Se realizó una investigación sobre los diferentes tipos de ruido con el propósito de poder conocer sus características y las circunstancias en las que se presentan. Para esto se debió de obtener información en libros de texto y artículos científicos donde se hablaba sobre como reconocer y eliminar el ruido de los sistemas electrónicos. Determinando entonces las diferentes características que puede presentar una señal con ruido, además de reconocer lo dañino que puede llegar a ser en ciertas ocasiones. Esto con el propósito de identificar si es importante o no el realizar un procesamiento de señal que contemple la existencia del ruido.

Utilizando un ambiente de simulación por software se observan por medio de gráficas las diferencias que se presentan en una señal al utilizar tres frecuencias de muestreo. La primera a 0.7 GHz, siendo menor a la frecuencia que propone Nyquist para realizar un muestreo correcto. La segunda frecuencia de muestreo es de 1 GHz, la cual apenas y supera la frecuencia de muestreo de Nyquist. Por ultimo una frecuencia de 8 GHz que sobremuestra la señal simulada. Luego se procede a realizar simulaciones en software para terminar de entender y reconocer las características del ruido. Para ambas acciones nos basaremos en la utilización del software MATLAB debido a sus altas capacidades gráficas que nos permitirán obtener un mejor entendimiento de las diferencias entre una señal libre de ruido y una afectada por el mismo. Además de que dicho software es actualmente utilizado por millones de ingenieros y científicos para una gran variedad de aplicaciones tanto de investigación como de implementación en la industria.

Habiendo observado la diferencia entre las señales con y sin ruido, se realizó una investigación sobre los diferentes tipos de filtros y sus características para determinar cuál es el más apropiado para nuestros objetivos. Por medio de la herramienta de software MATLAB se procede a realizar el diseño de un filtro tipo FIR y uno tipo IIR. Estableciendo sus frecuencias de corte en 400MHz y 410 MHz. El filtro tipo FIR es diseñado por el método de Ventana de Hamming, mientras que para el tipo IIR se selecciona un Butterworth. Luego se procede a someter la señal con ruido a ambos filtros y por medio de la correlación entre señales se identifica cual de los dos filtros nos brinda los resultados deseados.

Se utilizó también la Transformada de Fourier en MATLAB; herramienta matemática que nos

brinda información sobre la señal que deseamos estudiar en el dominio de la frecuencia. Todo esto con el propósito de conocer las herramientas que suelen utilizarse para realizar el procesamiento de una señal digital con el fin de poder brindar una señal que represente información importante para su posterior análisis desde una perspectiva astronómica. Por último, se considera la exportación de los resultados. Procediendo a guardarlos en archivos de tipo texto y en extensión wav.

B. Resultados y análisis

1. Muestreo de una señal. Utilizando el software MATLAB se procede a generar una señal con la que se realizarán las simulaciones. Para esto se decide utilizar una sumatoria de señales senoidales como base. Siendo un total de 5 señales senoidales con frecuencias 160MHz, 300MHz, 340MHz, 407.5MHz, 460MHz. La señal resultante a diferentes frecuencias de muestreo se pueden ver en las figuras XIII.1, XIII.2 y XIII.3. Es importante notar que se utilizan diferentes Frecuencias de Muestreo (F_s) para la misma señal y por un limitado tiempo de observación, en este caso apenas dos ciclos de la señal.

Figura XIII.1: Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.

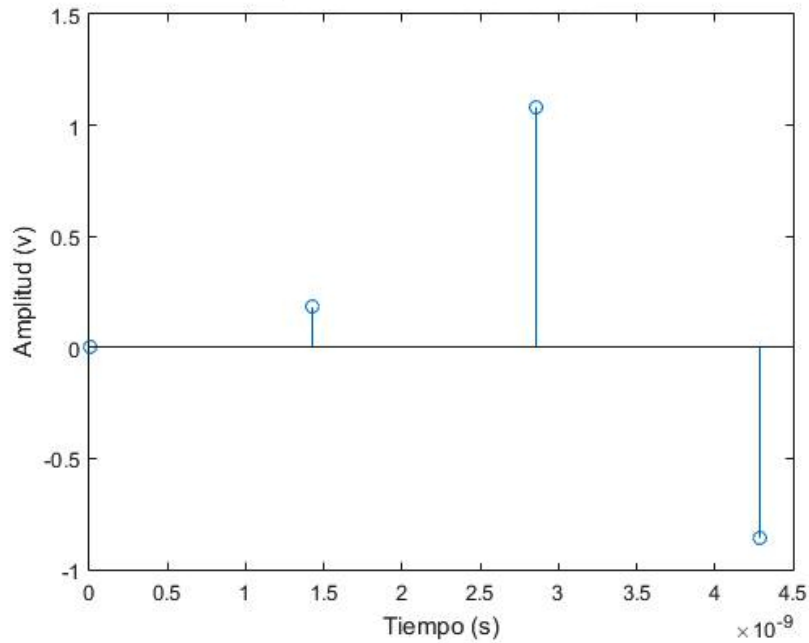


Figura XIII.2: Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 1$ GHz.

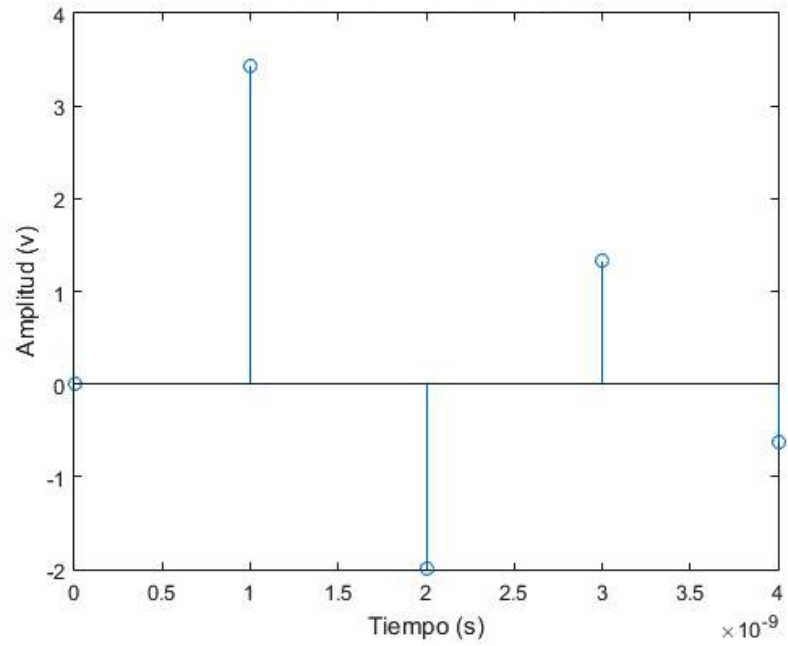
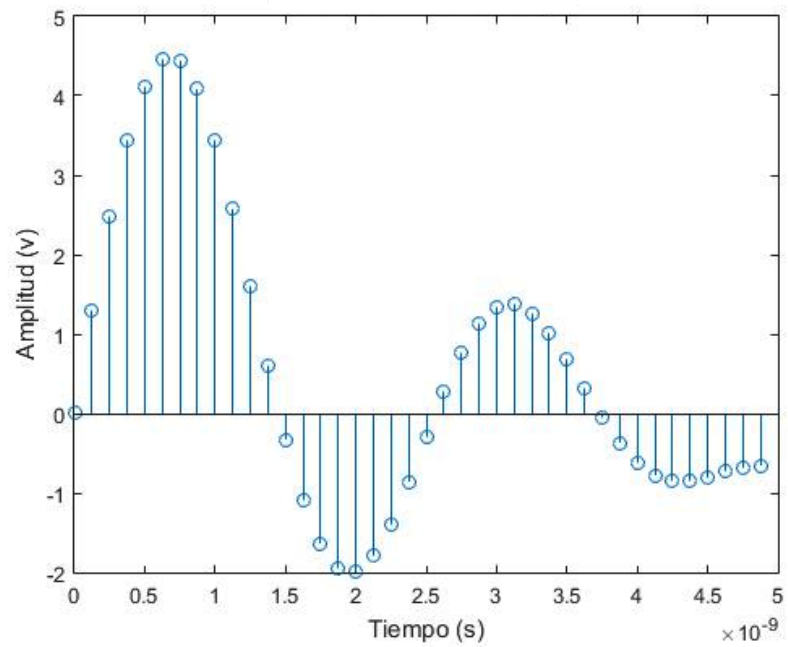


Figura XIII.3: Señal dominio de tiempo, observando dos ciclos a un $F_s = 8$ GHz.



Se eligió una sumatoria de funciones senoidales para que al analizar la señal en el dominio de la frecuencia se presenten varios picos en la gráfica. De esta forma se puede observar cómo son disminuidas o eliminadas las frecuencias no deseadas al momento de someter la señal a un filtro. Nuestro estudio está enfocado en una frecuencia central de 407.5 MHz con un ancho de banda de 5 MHz por lo que los siguientes filtros son diseñados para eliminar frecuencias fuera de ese rango. Esto en caso de que luego del procesamiento analógico realizado todavía se presenten frecuencias no deseadas debido a datos atípicos en nuestra señal de estudio.

Se calculó y graficó cada una de las señales digitales anteriores en el dominio de frecuencia para poder observar cómo afecta la frecuencia de muestreo a dicha señal de prueba. Se puede observar en las figuras XIII.4, XIII.5 y XIII.6; los efectos de utilizar diferentes frecuencias de muestreo al graficar la magnitud de la transformada de Fourier con respecto a la frecuencia.

Figura XIII.4: Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.

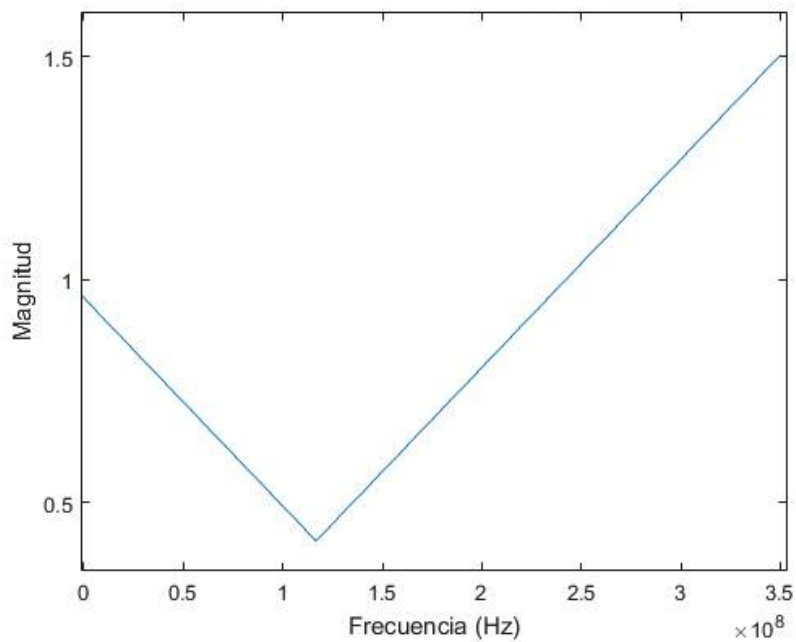


Figura XIII.5: Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 1$ GHz.

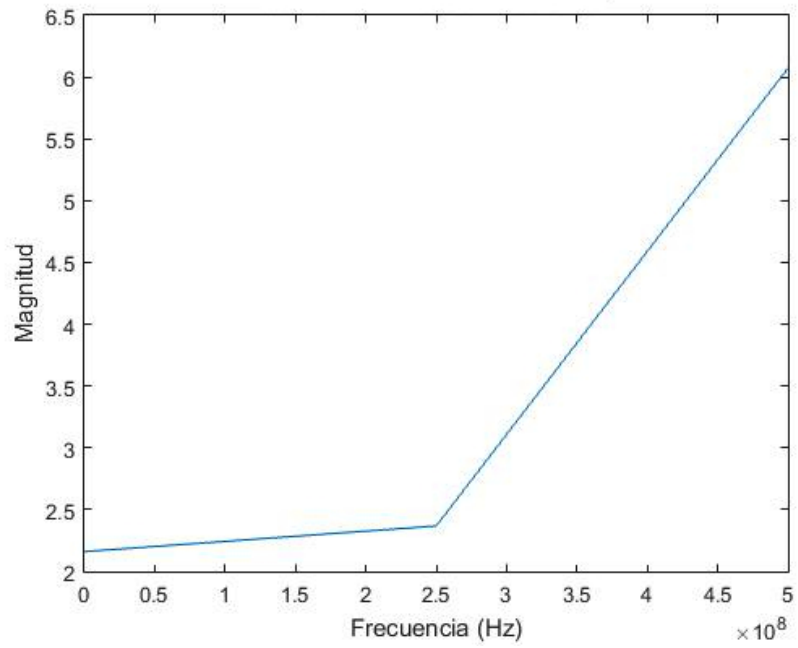
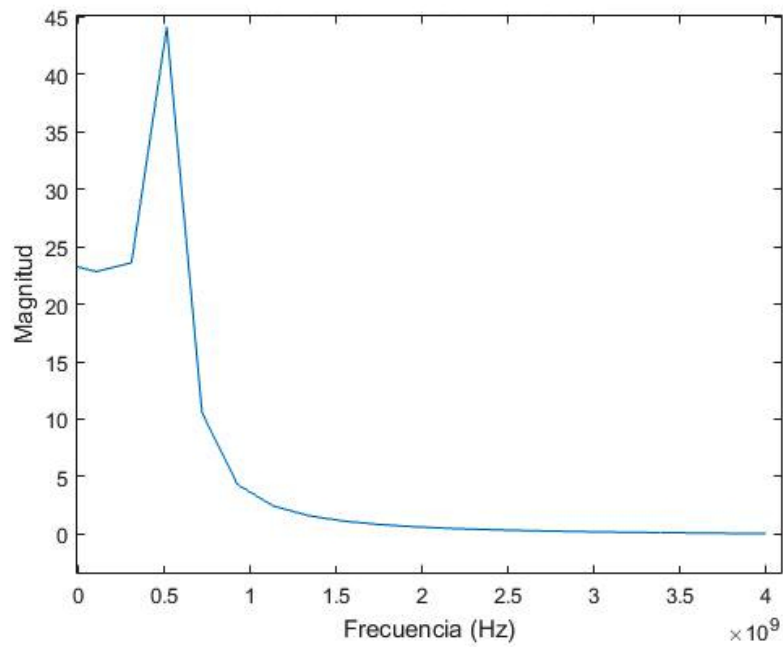


Figura XIII.6: Señal dominio de frecuencia, observando dos ciclos a un $F_s = 8$ GHz.



Las primeras pruebas consistieron en demostrar que una frecuencia de muestreo de 1G Hz nos brinda la información necesaria de una señal. Para esto, se procedió a realizar el muestreo de una señal de prueba a 0.7 GHz observando la misma por dos ciclos, Figura XIII.1. A simple vista, en el dominio del tiempo, solamente se presentan 4 valores. Pero es importante observar también la señal en el dominio de la frecuencia que se presenta en la Figura XIII.4, figura de la cual prácticamente no podemos obtener ninguna información. Por lo que procedemos a realizar un muestreo más alto. Muestreando a 8 GHz se obtiene en el dominio del tiempo la Figura XIII.2, de donde podemos observar claramente la forma de la señal. Por lo que una frecuencia elevada de muestreo puede brindarnos una buena idea de como varía la señal conforme el paso del tiempo. Observando entonces el resultado en el dominio de la frecuencia se obtiene la gráfica de la Figura XIII.6, donde se hace un poco más evidente que la frecuencia fundamental de la señal se encuentra menor a 1 GHz, pero sigue sin brindarnos la información necesaria para poder describir nuestra señal.

Por ultimo se utiliza una frecuencia de muestreo de 1 GHz, buscando cumplir con el requerimiento de Nyquist que nos indica que la frecuencia de muestreo debe ser mayor o igual a la frecuencia máxima de la señal que deseamos digitalizar. Como resultado observamos la gráfica de la Figura XIII.2, de donde podemos observar solamente 5 muestras que podrían brindarnos una idea muy vaga de como se comporta la señal a lo largo de 2 períodos. Sin embargo, al observar dicho muestreo en el dominio de la frecuencia, Figura XIII.5, sigue sin darnos una idea precisa de la frecuencia o frecuencias fundamentales de nuestra señal.

Esto no aporta un resultado claro puesto que estamos cumpliendo el teorema de muestreo de Nyquist y aún así no podemos obtener gráficas que nos presenten una idea clara de las características en frecuencia de nuestra señal. Además, también se ha utilizado una frecuencia mucho mayor a la frecuencia de Nyquist y seguimos sin obtener resultados deseados. Nyquist establece que incrementar mucho más haya la frecuencia de muestreo que el doble de la frecuencia máxima a observar no brinda información significativa que nos invite a querer sobremuestrear una señal, sin embargo estas ultimas gráficas parecen demostrar lo contrario. Debido a la falta de información que nos han brindado las pruebas anteriores, una solución practica es incrementar el tiempo de observación.

Se realizó nuevamente el procedimiento pero ahora observando mayor tiempo la señal de prueba. En lugar de observar solamente dos ciclos de la señal, las figuras XIII.7, XIII.8 y XIII.9 presentan las gráficas en dominio del tiempo obtenidas al observar 200 ciclos de la señal.

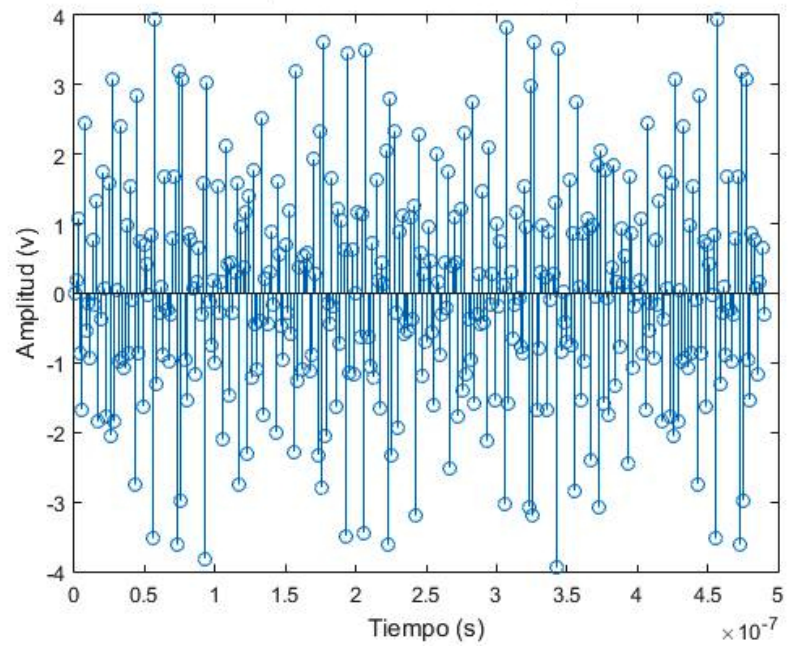
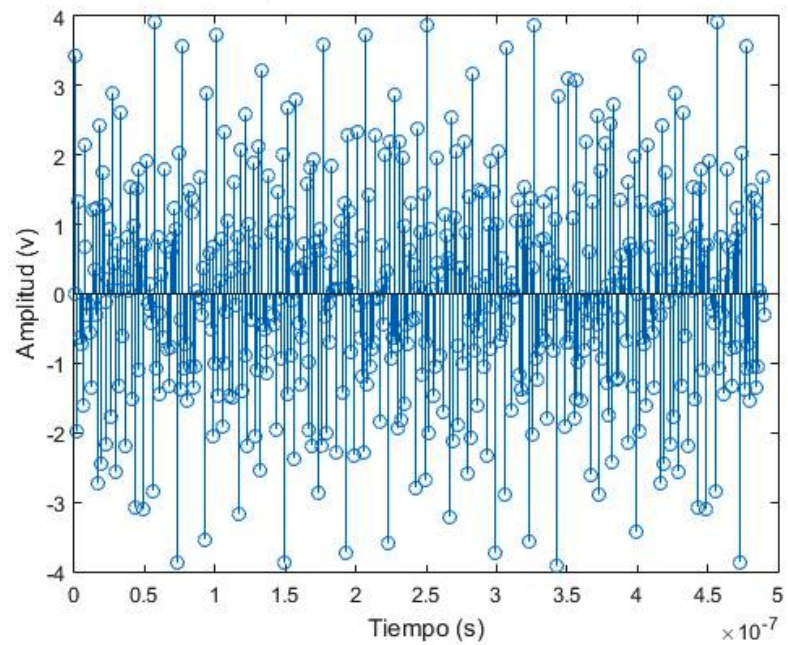
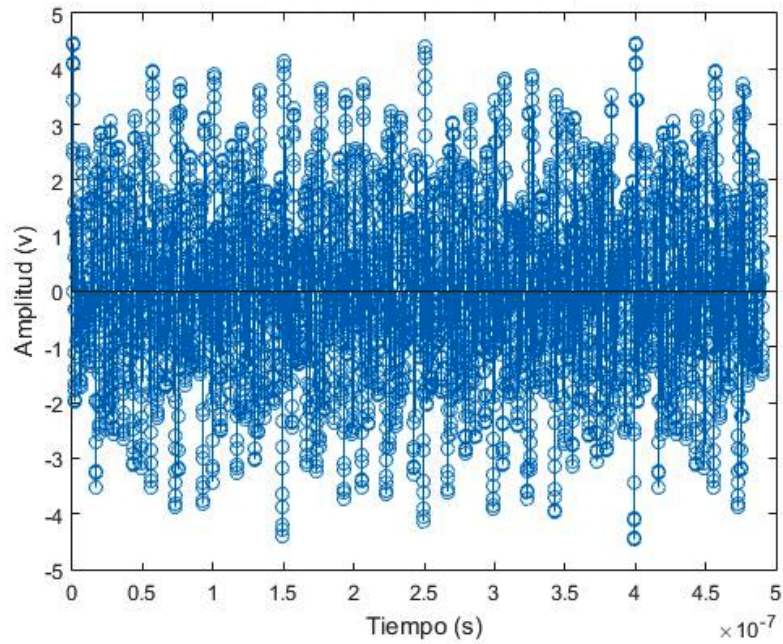
Figura XIII.7: Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.Figura XIII.8: Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz.

Figura XIII.9: Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 8$ GHz.



Además de observar el resultado en el tiempo, se procede a obtener los resultados de aplicar la transformada de Fourier y graficar su valor absoluto con respecto a la frecuencia. Esto se puede observar en las figuras XIII.10, XIII.11 y XIII.12.

Figura XIII.10: Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 0.7$ GHz.

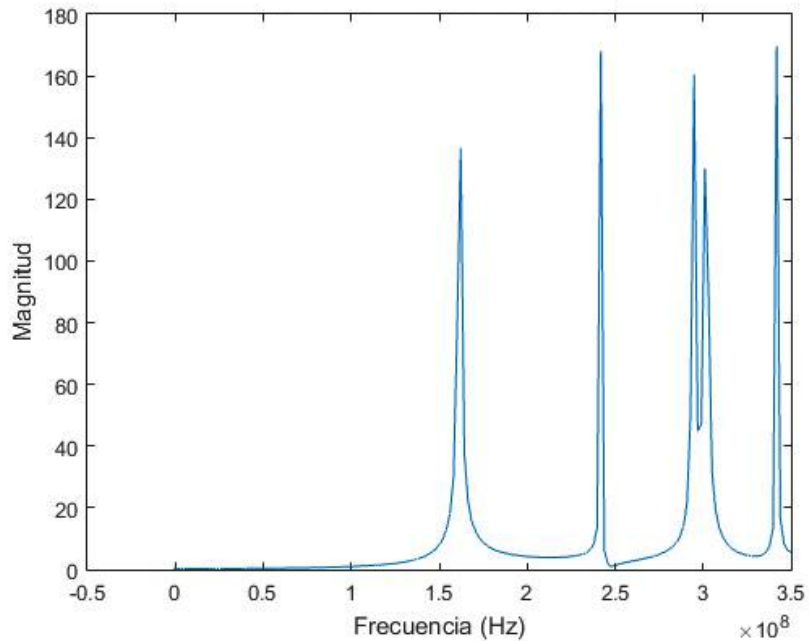
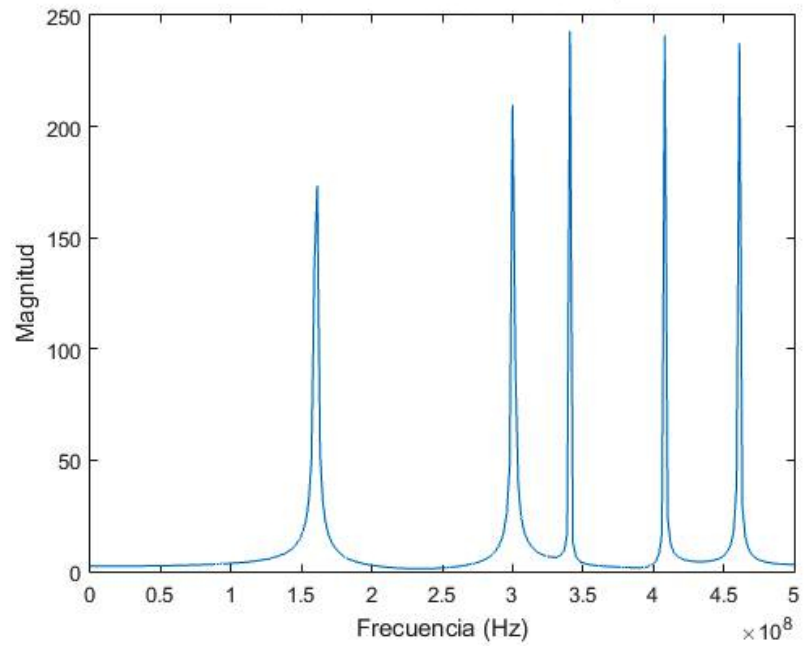
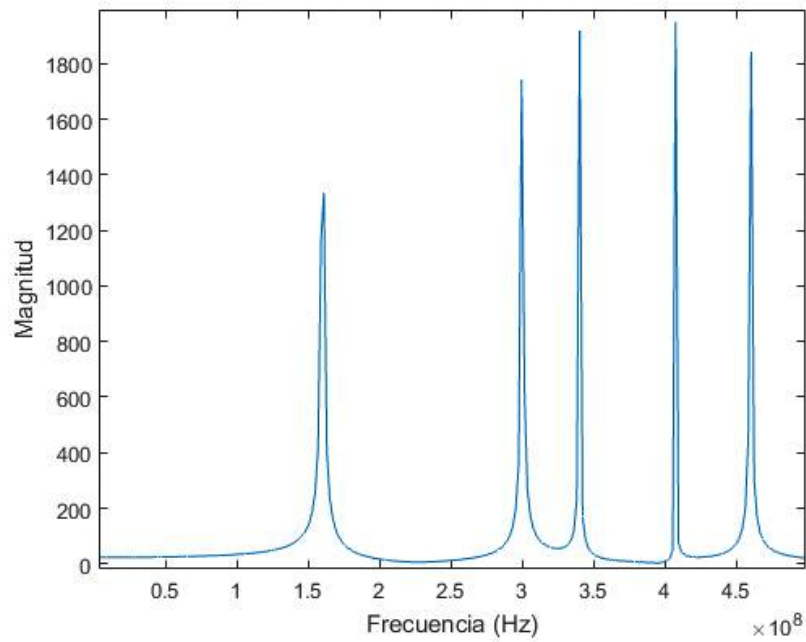


Figura XIII.11: Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 1$ GHz.Figura XIII.12: Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 8$ GHz.

Pasamos entonces de observar solamente dos ciclos de la señal a observar 200 ciclos. Como resultado a una frecuencia de muestreo de 0.7 Ghz se obtiene en el dominio del tiempo la Figura XIII.7, de donde quizás a simple vista no es muy cómodo de observar para el ojo humano. Por lo que siempre se procede a visualizar la señal en el dominio de la frecuencia, gráfica que se presenta en la Figura XIII.10; donde se puede observar la existencia de 5 frecuencias fundamentales de la señal, pero en frecuencias alejadas de la realidad. Debido al bajo muestreo la gráfica en el dominio de la frecuencia nos brinda resultados erróneos y esto solamente lo podemos comprobar debido a que la señal que estamos procesando fue creada con frecuencias específicas que deberían de reflejarse en la gráfica.

Procedemos a realizar el muestreo con una frecuencia mucho mayor, frecuencia de muestreo (F_s) de 8 GHz. En el tiempo nos da como resultado la Figura XIII.9 donde nuevamente a simple vista no nos brinda ninguna información relevante. Visualizando la gráfica en el dominio de la frecuencia, Figura XIII.12, podemos observar una buena representación de las frecuencias fundamentales de la señal simulada. Por último se procede a realizar el muestreo a una frecuencia de 1 GHz, siendo esta una más próxima a los requerimientos establecidos por Nyquist. Como resultado se presenta la Figura XIII.8 donde se observa el muestreo realizado en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia se obtiene la Figura XIII.11 donde claramente se puede observar una buena representación de las frecuencias fundamentales de la señal simulada. Debido al hardware utilizado para el proyecto, esta frecuencia de muestreo de 1 GHz es posible de implementar y podemos concluir que es una frecuencia óptima para la digitalización de nuestra señal de estudio.

Es importante notar la gran diferencia que se obtuvo al observar la señal por un mayor tiempo. Cuando se presentaron las gráficas de dos ciclos de la señal a diferentes frecuencias de muestreo, en ningún momento se logro obtener una gráfica en el dominio de la frecuencia representativa de la señal. Por otro lado, al incrementar el numero de ciclos de dos a doscientos ciclos de observación, las gráficas resultantes fueron más útiles. Exceptuando los resultados al muestrear a 700 MHz, debido a que esta frecuencia es menor a la que establece el teorema de muestreo de Nyquist. Lo que nos permite pensar que el tiempo de observación de una señal es un factor muy importante a tomar en cuenta al momento de realizar el procesamiento de una señal. En conclusión entre mayor sea el tiempo de observación, más representativos serán los datos que se obtengan.

2. Simulación de una señal con ruido. Habiendo observado las diferencias entre las gráficas anteriores, se procede a agregar ruido Gaussiano a la señal observada por 200 ciclos y obtenida por medio de una frecuencia de muestreo de 1GHz. Graficando el resultado de dicha acción en el dominio del Tiempo y luego en el Dominio de la Frecuencia como se observa en las figuras XIII.13 y XIII.14, respectivamente. Estas nuevas gráficas podrían representar una señal verdadera obtenida por la antena, por lo que es a esta señal a la que se le aplicará un filtro.

Figura XIII.13: Señal dominio de tiempo, observando 200 ciclos a un $F_s = 1\text{GHz}$ con ruido Gaussiano.

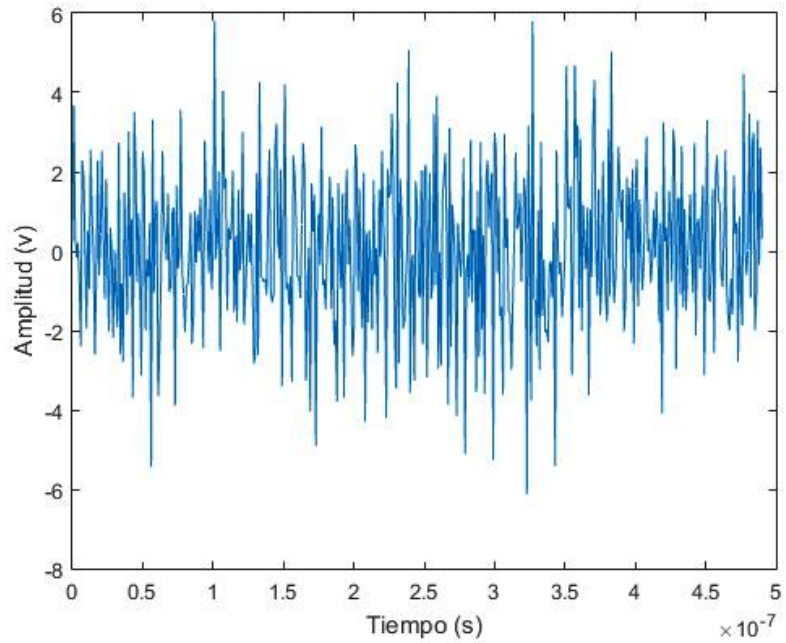
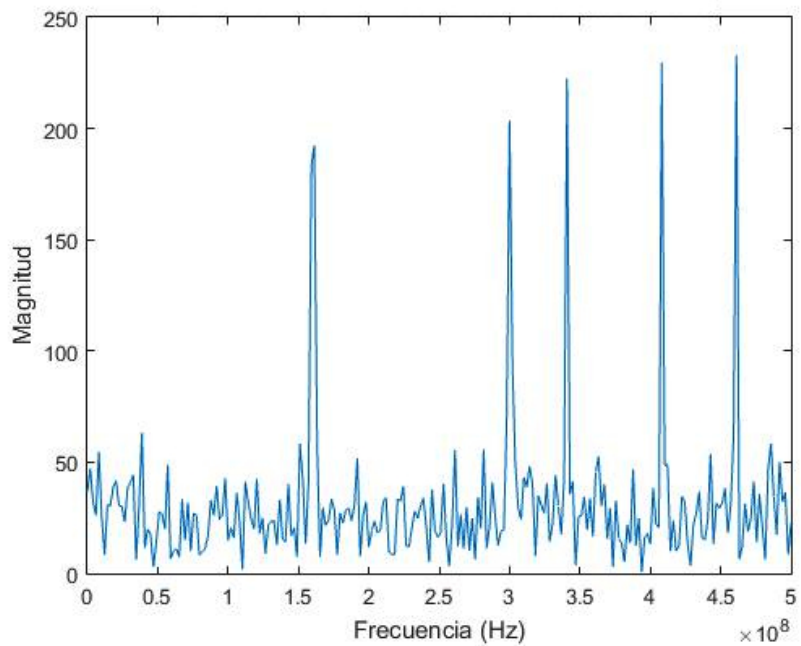


Figura XIII.14: Señal dominio de frecuencia, observando 200 ciclos a un $F_s = 1\text{GHz}$ con ruido Gaussiano.



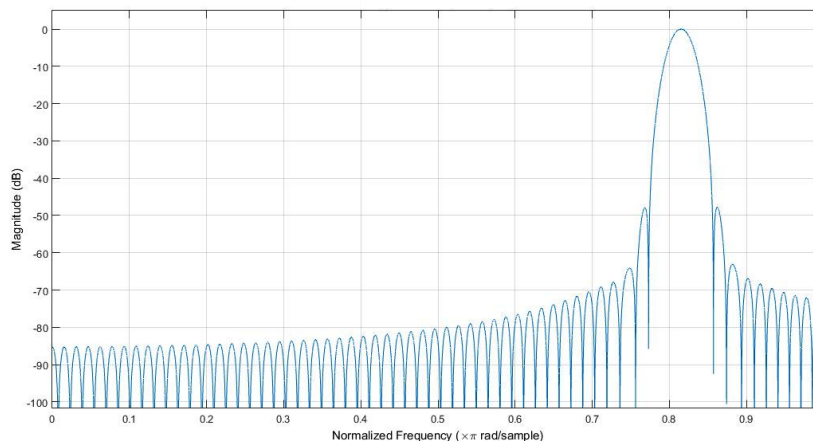
El ruido utilizado fue el ruido blanco, también conocido como ruido Gaussiano, permitiendo obtener una señal más cercana a la realidad. Esto se debe a que este tipo de ruido se encuentra

presente en todas las frecuencias. La característica principal del ruido blanco es que presenta una distribución de probabilidad Gaussiana, estando presente en todas las frecuencias es el ruido más común encontrado al momento de la transmisión y recepción de ondas en el ambiente. Por medio de software se agrega entonces el ruido blanco a nuestra señal obteniendo la Figura XIII.13, donde es posible observar la señal resultante en el dominio del tiempo por un período de tiempo de 200 ciclos. Al obtener la señal en el dominio de la frecuencia se observa la Figura XIII.14, donde se hace evidente que el ruido añadido en el dominio del tiempo, como es de esperarse, también afecta la señal en el dominio de la frecuencia. La aplicación del ruido se realizó por medio de la instrucción `awgn` de MATLAB, la cual permite agregar a una señal una distribución de ruido Gaussiana con una relación de ruido señal (SNR) que uno seleccione. Para la simulación se procede a establecer un SNR de 3 dB.

3. Diseño de filtros. Habiendo obtenido la señal de prueba que representará la señal que se obtiene de una antena, se procede a realizar el diseño de filtros. En este caso se diseñan dos tipos de filtros con el propósito de observar cual de los dos nos brinda mejores resultados. El primero de los filtros consiste en un filtro de Respuesta Impulsional Finita (FIR) por medio del método de ventanas de Hamming. Se eligió este filtro debido a que sus características de diseño nos permiten obtener frecuencias de corte precisas.

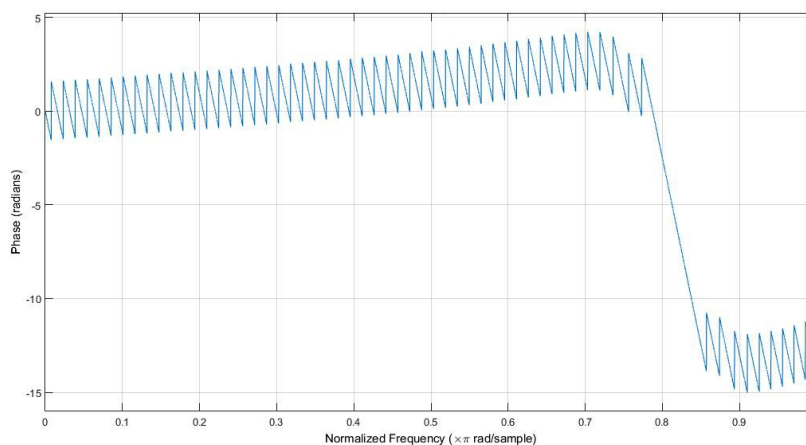
En las siguientes figuras se puede observar las características de un filtro pasabanda diseñado por el método de ventana de Hamming con el cual se procede a realizar la filtración de la señal. En la Figura XIII.15 se puede observar el comportamiento en relación a magnitud del filtro diseñado. La respuesta en fase del filtro se observa en la Figura XIII.16 y por último la gráfica de Polos y Ceros del filtro en la Figura XIII.17. Además se obtienen los resultados de como reacciona el filtro a un impulso y a una función escalón los cuales se pueden observar en las figuras XIII.18 y XIII.19, respectivamente.

Figura XIII.15: Respuesta en magnitud del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



Para el diseño del filtro FIR se procede a establecer los aspectos de ganancia deseados y las frecuencias de corte de 400 MHz y 410 MHz en variables. Brindando dichos parámetros a la función `fir1` de MATLAB. Esta función nos permite con los datos establecidos obtener una cadena de coeficientes para nuestro filtro tipo FIR, el cual debido a sus características cuenta con un denominador igual a 1. La respuesta en magnitud del filtro diseñado se presenta en la Figura XIII.15 donde se puede observar que se logra obtener una atenuación aceptable en su banda de rechazo. Es importante notar que en su banda de paso no se presenta un comportamiento lineal lo cual por lo general presenta efectos en la señal filtrada resultante, amplificando algunas frecuencias más que otras.

Figura XIII.16: Respuesta en fase del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



En la Figura XIII.16 se observa el comportamiento del filtro con respecto a la fase, presentando

entonces en su banda de paso un comportamiento bastante lineal lo cual es bueno debido a que el desfase generado en la señal de entrada puede corregirse. Por ultimo con respecto al diseño del filtro por medio del método de ventanas de Hamming se presenta en la Figura XIII.17 la gráfica de polos y ceros. Es evidente ver que existen algunos ceros fuera del círculo unitario, sin embargo esto no implica que el filtro sea inestable. Por otro lado todos y cada uno de los polos se encuentran dentro del círculo unitarios y como es de esperarse de un filtro tipo FIR se encuentran en el origen. Por lo tanto se puede establecer que el filtro es completamente estable.

Figura XIII.17: Polos y ceros del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.

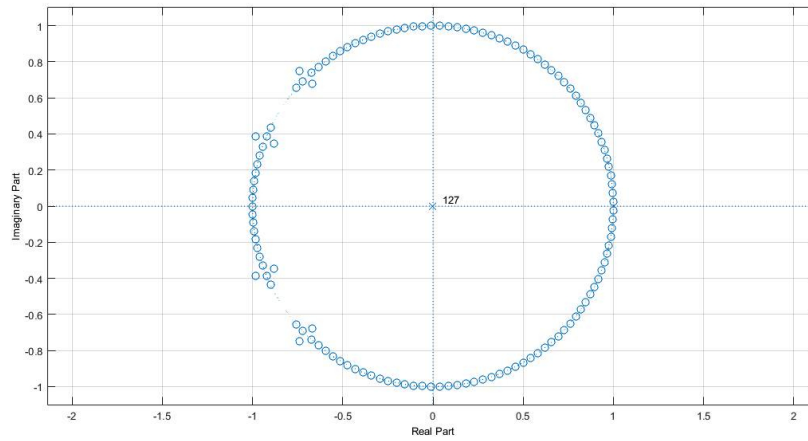
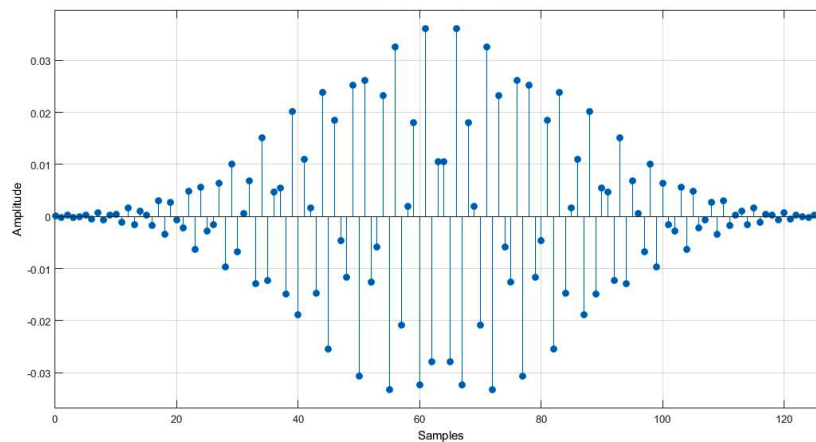


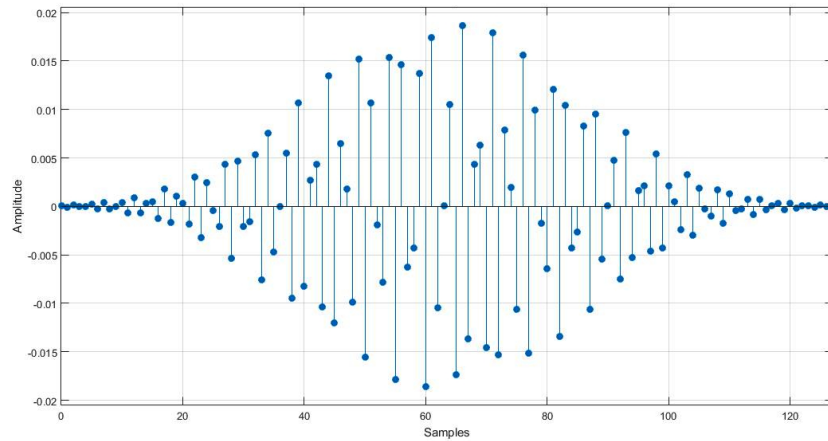
Figura XIII.18: Respuesta a impulso del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



El comportamiento del filtro al ser sometido a un impulso y a una función escalón se pueden observar en las figuras XIII.19 y XIII.18. Ambas gráficas reflejan el comportamiento esperado para un filtro tipo FIR. Esto implica que al momento de que el filtro sea sometido a valores muy grandes

de amplitud presentes por poco tiempo o a una amplitud constante en su señal de entrada, el filtro rápidamente tenderá a reducir su magnitud. Estas gráficas nos brindan una idea de como afectará el filtro a la señal en el dominio del tiempo.

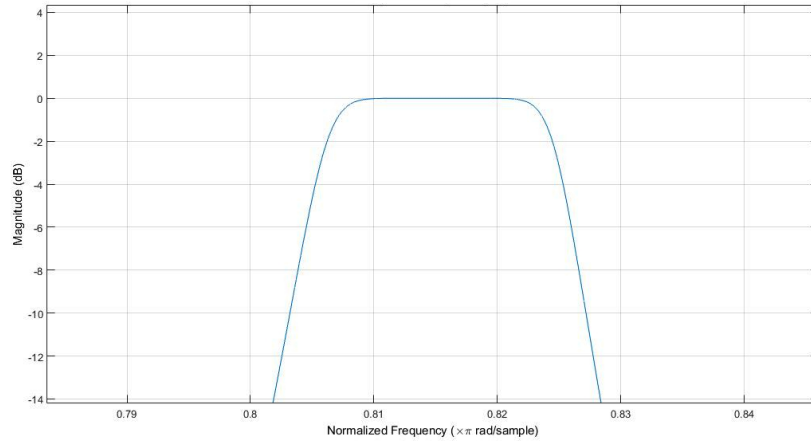
Figura XIII.19: Respuesta a función escalón del filtro ventana de Hamming con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



Además de trabajar con el filtro FIR se procede también a diseñar un filtro Butterworth que resulta ser de tipo IIR. Esto con el propósito de observar como un filtro de respuesta infinita a un impulso modificaría nuestra señal de estudio. Se eligió el filtro Butterworth debido a su comportamiento lineal en la banda de paso con el propósito de no afectar irremediamente la amplitud de la señal de entrada.

A continuación se presentan las características del filtro Butterworth diseñado. En la Figura XIII.20 se puede observar su respuesta en magnitud, su repuesta en fase en la Figura XIII.21 y por ultimo su diagrama de polos y ceros en la Figura XIII.22. El comportamiento del filtro a una señal de impulso se presenta en la Figura XIII.23 y a una señal escalón en la Figura XIII.24. Siendo estas todas las gráficas que describen el comportamiento del filtro.

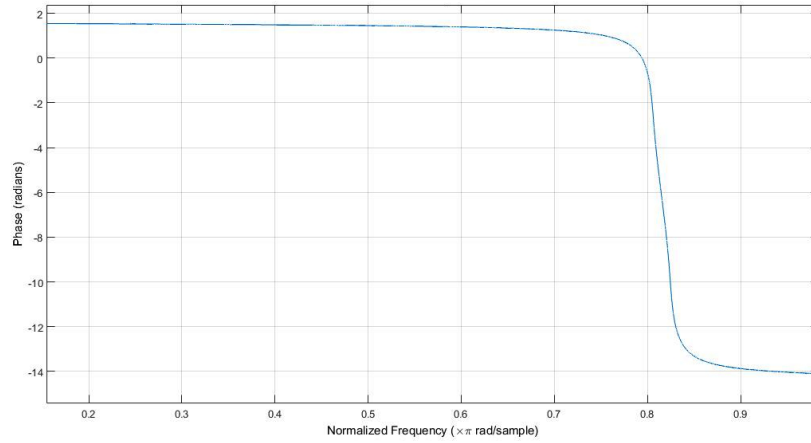
Figura XIII.20: Respuesta en magnitud del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



Como se observa en la Figura XIII.20, el comportamiento final del filtro con relación a su banda de paso presenta una magnitud bastante lineal. Además se debe de identificar que dicho filtro fue diseñado con frecuencias de corte en 400MHz y los 415 MHz. El orden del filtro resulta ser 10, lo que implica que el cambio entre la banda de paso y la banda de rechazo no es tan agresiva, sin embargo es mucho más agresiva que un filtro Butterworth de segundo orden que por lo general son los que se aplican en etapas analógicas cuando se debe de fabricar el circuito.

En la Figura XIII.21 se presenta el comportamiento del filtro con respecto a la fase. Como resultado se puede observar que su desempeño no es lineal. Esta gráfica nos permite observar cómo el filtro modifica la fase de la señal de entrada, al ser no lineal esta modificación no es constante. Una modificación en la fase de una señal de entrada al filtro se puede observar en el dominio del tiempo como un retraso en la señal de salida. Por lo tanto el filtro Butterworth diseñado nos brindara una señal de salida con un retraso no constante.

Figura XIII.21: Respuesta en fase del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



Por ultimo la gráfica de polos y ceros del filtro Butterworth se encuentra en la Figura XIII.22, donde se puede observar que los ceros se presentan en el limite del circulo unitario y los polos del filtro se encuentran todos dentro del circulo. Como resultado nuestro filtro es estable. Con respecto a la respuesta a un impulso y una señal escalón se observan las figuras XIII.23 y XIII.24 respectivamente. Se hace evidente el comportamiento que se espera de un filtro IIR. Esto nos indica que al momento de que la señal de entrada presente un valor demasiado elevado por poco tiempo, el filtro tardará muchas muestras en reducirlo a comparación de lo que tardaría un filtro tipo FIR; lo mismo para un valor constante que se presente en la señal de entrada.

Figura XIII.22: Polos y ceros del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.

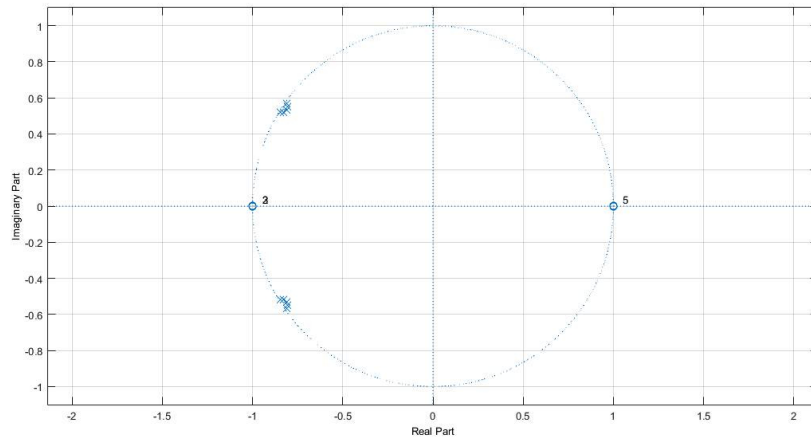


Figura XIII.23: Respuesta a impulso del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.

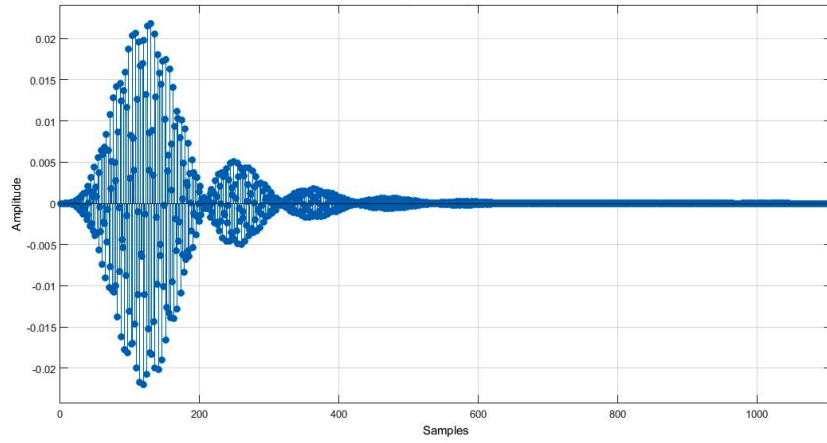
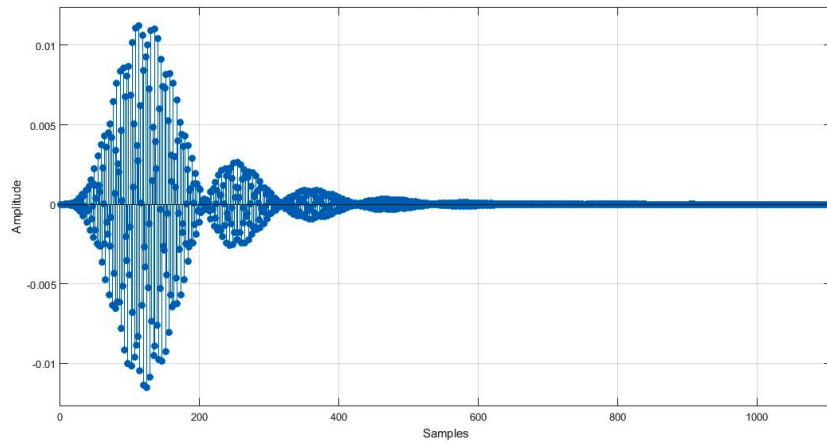
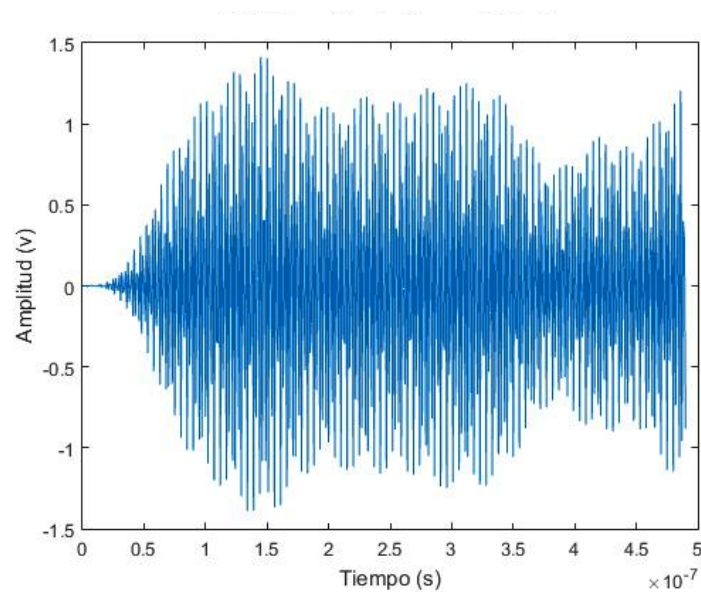


Figura XIII.24: Respuesta a función escalón del filtro Butterworth con frecuencias de corte en 400MHz y 410MHz.



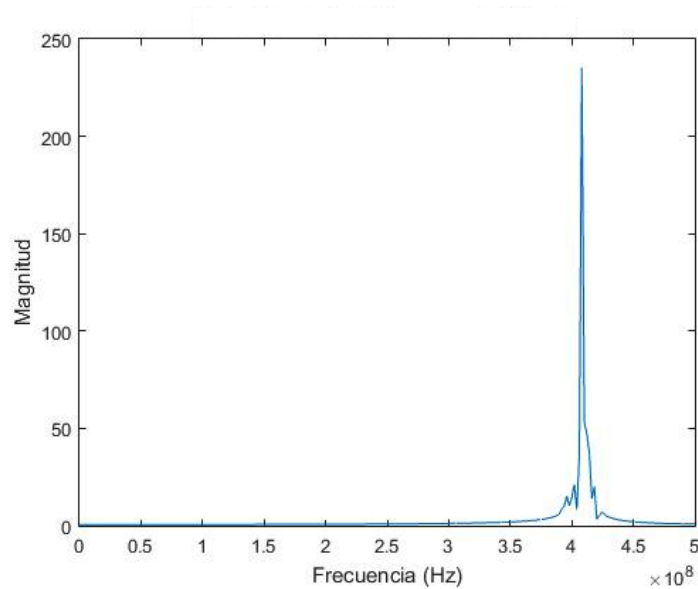
4. Aplicación de filtros a nuestra señal. Teniendo entonces los dos filtros para ser aplicados a nuestra señal con ruido, simulada previamente, se procede a aplicar uno por uno. Primero el filtro tipo FIR con el método de ventanas de Hamming, de donde se puede observar que la señal con ruido que se presenta en la Figura XIII.13 pasa a ser la señal que se presenta en la Figura XIII.25. Haciendo evidente que la señal parece no estar tan saturada. Recordando que el filtro elimina todas las frecuencias que se encuentren fuera del rango entre 400 MHz y 410 MHz, dejando entonces solo la señal que nosotros hemos elegido para estudiar.

Figura XIII.25: Resultado en el dominio del tiempo de someter la señal de prueba a nuestro filtro ventana de Hamming.



Por otro lado, en la Figura XIII.25 se puede determinar que solamente se ha permitido el paso de las señales que estén dentro de nuestra banda de paso. Por esta razón se puede considerar que el filtro por el método de ventanas de Hamming es muy eficiente siempre que no se requiera de una banda de paso con comportamiento lineal.

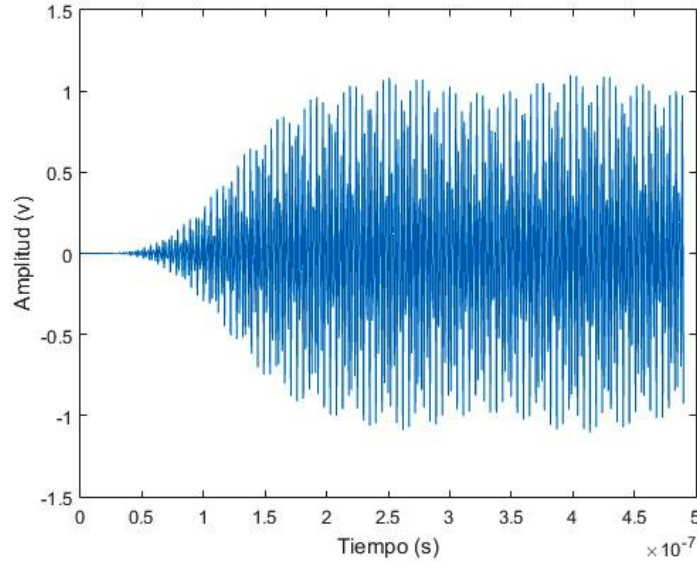
Figura XIII.26: Resultado en el dominio de frecuencia de someter la señal de prueba a nuestro filtro ventana de Hamming.



Realizando entonces el mismo procedimiento para el filtro Butterworth de tipo FIR, se obtiene

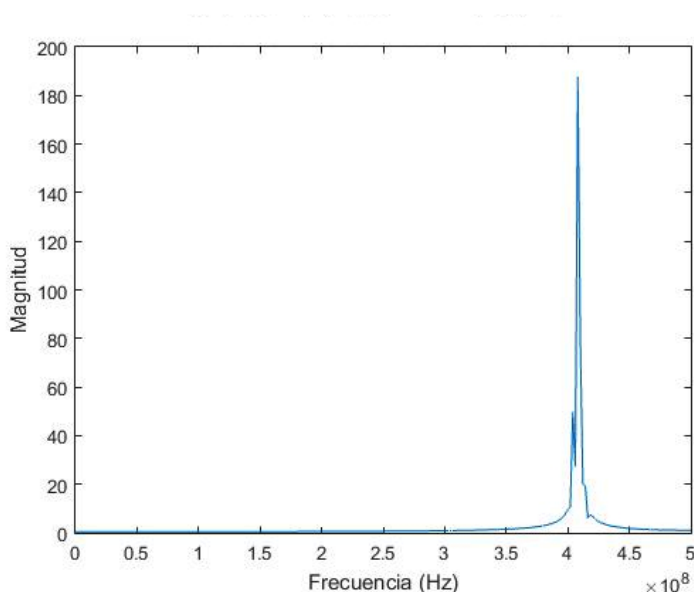
la señal en el dominio de tiempo que se muestra en la Figura XIII.27, donde es posible observar que la magnitud de la señal en el dominio del tiempo es afectada muy levemente a pesar de que la respuesta en magnitud del filtro, según la gráfica, parecía completamente lineal. Se debe de evidenciar que este filtro afecta mucho menos la magnitud de la señal con respecto al filtro diseñado por el método de ventanas de Hamming.

Figura XIII.27: Resultado en el dominio del tiempo de someter la señal de prueba a nuestro filtro Butterworth.



Por ultimo debemos de observar que la Figura XIII.28 presenta la señal filtrada en el dominio de la frecuencia por medio del filtro Butterworth. Al igual que nuestro otro filtro, solamente presenta la señal con frecuencia dentro de nuestra banda de paso. Esto también nos indica que nuestra atenuación en la banda de rechazo es suficiente como para que las frecuencias no deseadas desaparezcan de nuestra señal resultante.

Figura XIII.28: Resultado en el dominio de frecuencia de someter la señal de prueba a nuestro filtro Butterworth.



5. Análisis por correlación. A simple vista, pareciera que el filtro Butterworth nos presenta un mejor resultado. Debido a que en la Figura XIII.25 se presenta una envolvente muy pronunciada a comparación de la que se presenta por el filtro Butterworth. Sin embargo, no podemos tomar la decisión tan a la ligera por lo que recurrimos a la herramienta matemática denominada correlación. Esta herramienta es ampliamente utilizada en procesamiento de señales para determinar si una señal es igual a otra, además de brindarnos una idea de cuanto se asemejan. Se procede entonces a obtener el coeficiente de correlación entre la señal filtrada y la señal esperada. De nuestra función inicial que resulta ser la sumatoria de la Ecuación (XIII.1), se espera que solamente quede nuestra frecuencia de 407.5MHz debido a que las demás se encuentran fuera de la banda de paso de nuestros filtros. Por lo tanto se calcula la correlación entre la señal de salida del filtro y una señal senoidal con frecuencia de 407.5 MHz.

$$x(t) = \sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 * t) + \sin(2\pi f_3 t) + \sin(2\pi f_4 t) + \sin(2\pi f_5 t) \quad (\text{XIII.1})$$

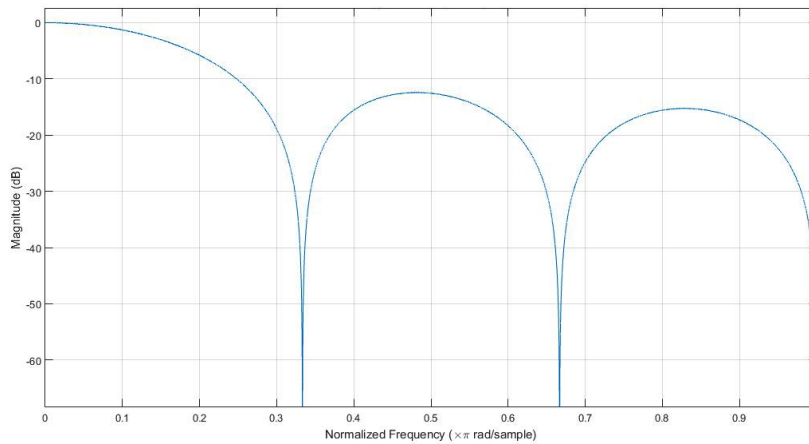
Por lo tanto, en el entorno de programación de MATLAB se procede a utilizar la instrucción `xcorr` y se selecciona la función `coeff` que nos brinda el resultado normalizado. Esto significa que cuando ambas señales sean iguales se obtendrá un uno y en caso sean totalmente desiguales nos brindara un cero. Recordando que estamos tratando con ruido blanco, debemos tomar en cuenta que nuestros resultados no siempre serán los mismos puesto que nuestro ruido siempre estará variando en cada una de las simulaciones que se hace. Debido al comportamiento del ruido blanco se procede a realizar un promedio de 200 simulaciones para obtener el coeficiente de correlación

entre las señales.

Como resultado se obtiene que el filtro Butterworth presenta un coeficiente de correlación de 0.8762 el cual es bastante aceptable puesto que esta muy cerca del ideal que sería 1. Por otro lado, el filtro diseñado por el método de ventana de Hamming obtiene un coeficiente de correlación de 0.9103; siendo mayor que el obtenido por Butterworth. Esto nos indica que el filtro de ventana de Hamming obtiene una señal más parecida a la esperada en el dominio del tiempo. Puede deberse a que la fase del filtro Butterworth no es lineal generando un desfase no constante en su señal de salida. Mientras que el filtro de ventana de Hamming presenta un desfase constante y su mayor efecto es en la amplitud, debemos de recordar que el coeficiente de correlación nos permite identificar si las señales son iguales sin importar que sus magnitudes sean diferentes.

6. Aplicación de un filtro MA. Para el estudio posterior de los datos obtenidos de la antena se presenta interés en el comportamiento de la señal no solamente en el dominio de la frecuencia si no también en el dominio del tiempo. Por este motivo se considera utilizar un filtro *Moving Average* (MA). Este filtro por su composición se clasifica como un filtro tipo FIR y nos brinda la capacidad de reducir el ruido blanco para obtener una mejor representación de la señal en el dominio del tiempo. Además es uno de los filtros más utilizados en el procesamiento de señales debido a su simplicidad para ser aplicado y fácil comprensión de su funcionamiento.

Figura XIII.29: Respuesta en magnitud del filtro MA



El filtro utilizado para nuestra aplicación consiste de seis coeficientes con un valor de 0.1667 cada uno. Esto nos permitirá suavizar nuestra señal, debido a que este filtro funciona en el dominio del tiempo como el resultado de calcular una media de cada seis datos de la señal de entrada. Sin embargo, su comportamiento en frecuencia no nos es de gran utilidad. Puede observarse dicho comportamiento en la Figura. XIII.29; donde se hace evidente que la selectividad de frecuencia es muy mala. Por lo tanto, este filtro resulta no ser muy apropiado para realizar análisis en el dominio de la frecuencia.

Figura XIII.30: Respuesta en fase del filtro MA

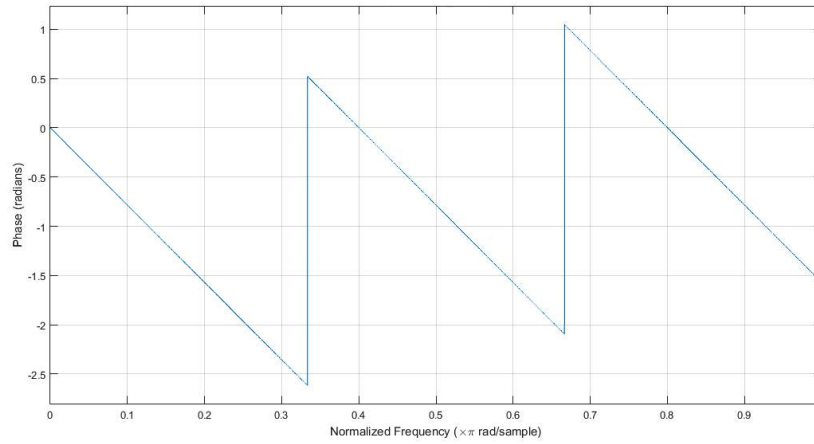
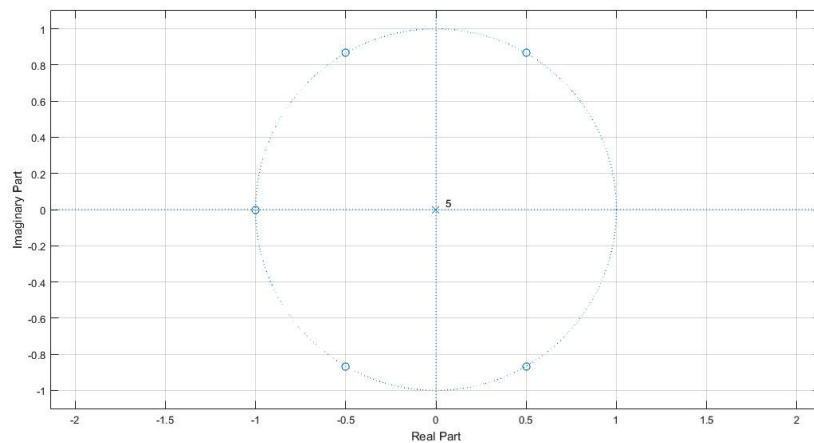


Figura XIII.31: Polos y ceros del filtro MA



Por otro lado, en la Figura. XIII.30 se presenta la respuesta del filtro con respecto a la fase. Se puede observar con un comportamiento lineal, que resulta ser adecuado debido a nuestro interés de estudiar la señal obtenida en el dominio del tiempo. En la gráfica de polos y ceros de la Figura. XIII.31 se puede apreciar el comportamiento clásico de los filtros tipo FIR debido a que todos sus polos se encuentran en el origen.

Figura XIII.32: Respuesta a impulso del filtro MA

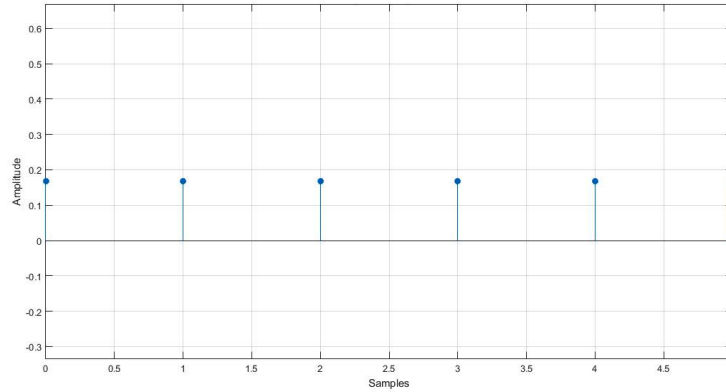
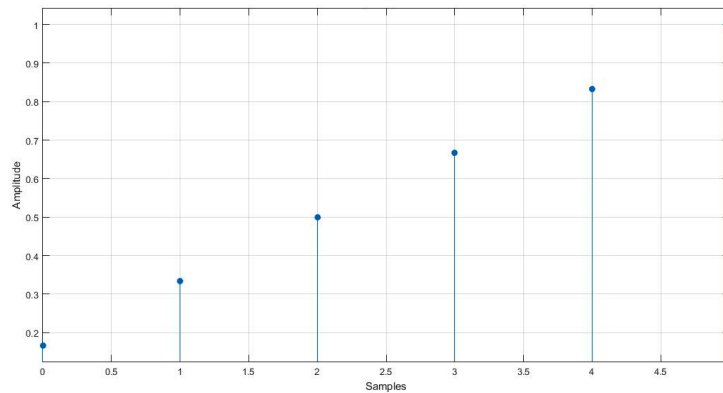


Figura XIII.33: Respuesta a función escalón del filtro MA



En la Figura. XIII.32 es posible observar la respuesta del filtro a una función impulso. Donde se hace evidente que fuera de las seis muestras el resultado es cero. Con respecto al comportamiento del filtro en relación a una función escalón, se observa en la Figura. XIII.33, un incremento controlado que luego de alcanzar la sexta muestra se igualará al valor de la señal de entrada. Es importante mencionar que este filtro nos permite reducir el efecto de ruido esporádico de corta duración que pueda añadirse a nuestra señal de estudio.

7. Resultados de adquisición de datos. Para la obtención de datos y la digitalización de los mismos se cuenta con tarjetas electrónicas de alta frecuencia que nos permiten obtener la frecuencia de muestreo requerida para digitalizar correctamente la señal de 407.5 MHz. Las tarjetas electrónicas utilizadas para la recopilación de datos presentan un software propio que nos brinda una interfaz gráfica para el análisis de datos. Además de que requieren de dicho software para ajustar algunas de sus características, como por ejemplo establecer la frecuencia de muestreo. Luego de la adquisición de los datos se exportan en formato `.wav` para ingresarlo a MATLAB. La información proveniente de la antena se almacena en un arreglo de datos que tomará el lugar de nuestra señal de prueba. Luego este arreglo es sometido al filtro tipo FIR diseñado por el método de ventana de Hamming. Esto se debe a que las simulaciones previas han dado como resultado que el filtro de ventana de Hamming nos brinda una señal más parecida a la señal original previo a que la misma fuera afectada por ruido. Luego se procede a utilizar el filtro MA que nos brinda la capacidad de obtener una mejor representación de la señal en el dominio del tiempo. El resultado de someter la señal a los filtros se exporta en formato `.txt` debido a que este tipo de formato puede ser fácilmente interpretado por la gran mayoría de lenguajes de programación actuales. También se exporta en formato `.wav` que es un formato ampliamente utilizado para los archivos de audio. Exportando en este formato se abre la posibilidad de utilizar software de edición de audio para futuros análisis sin necesidad de tener que utilizar MATLAB.

XIV. Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz

A. Metodología

Contando ya con un prototipo funcional del radiotelescopio se obtienen mediciones con el mismo apuntándolo a Sol. Estos datos se analizan en computadora, generando distribuciones de potencia recibida en función del tiempo y la frecuencia de la radiación. De estas se identificarán patrones, los cuales se compararán con los que se espera observar de acuerdo a la teoría. Esto dará una idea de la validez de los mismos, lo que a su vez permitirá la calibración y afinación del radiotelescopio.

Para conectar el radiotelescopio a una computadora personal se utilizará una interfase USB 3.0 desde una tarjeta Texas Instruments modelo ADS54J40EVM, la cual digitaliza la señal analógica de la antena. La tarjeta de captura de datos Texas Instruments TSW14J56EVM se conecta a la tarjeta digitalizadora. Usar ambas tarjetas en conjunto permite el uso de la interfaz gráfica de Texas Instruments para visualizar los datos a tiempo real y almacenarlos. Un aspecto importante de este proyecto es el demostrativo, por lo que visualizar los datos obtenidos por el radiotelescopio en tiempo real es necesario.

Además de el análisis espectral a tiempo real, también es de interés analizar exhaustivamente los datos almacenados. Para se utilizara Python, en específico la distribución $\text{Python}(x,y)$. Esto permitirá afinar la exactitud de la medición de la temperatura del objeto observado. Se seleccionó este lenguaje en específico debido a que se está mayormente familiarizado con él mismo. Además cuenta con un extenso número de librerías que tienen módulos útiles para el tratamiento que se le desea dar a los datos.

Se espera que al concluir este proyecto se cuente con un radiotelescopio afinado a una precisión aceptable, el cual permita observar al Sol en el espectro de radio y así corroborar que este esta de acuerdo con lo que dicta la teoría acerca del mismo. Se espera también contar con observaciones cuya exactitud sea corroborada con fuentes externas y demuestren que se obtuvieron datos científicos útiles de nuestra observación Solar. Ya con esto el radiotelescopio y los datos de este cumplirán

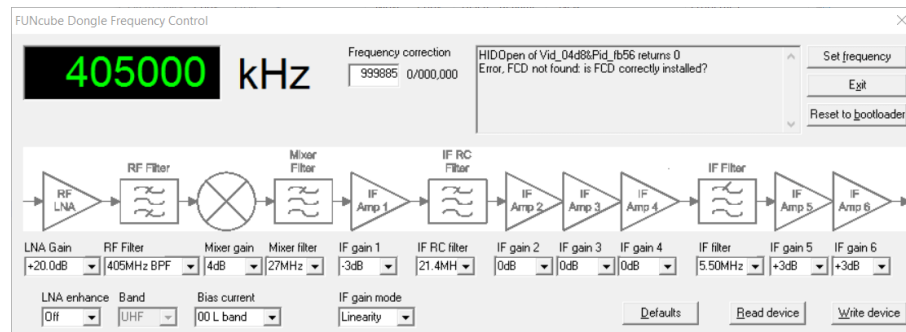
con el propósito de servir como una herramienta didáctica en el área de la radioastronomía.

1. Captura de datos. Debido a limitaciones en cuanto al uso de las tarjetas de Texas Instruments al tiempo de la toma de mediciones se utilizó en su lugar un dongle USB denominado FUNcube. Este es un receptor originalmente diseñado para la recepción de señales de un satélite con el que comparte nombre. El mismo se puede implementar fácilmente para la recepción de señales de otras fuentes, específicamente espaciales, como es de interés de este proyecto. El FUNcube dongle cuenta con una frecuencia de muestreo de cuadratura de 96 kHz lo que limita el ancho de banda que se puede analizar a un tiempo dado a 96 kHz. Las frecuencias centrales de operación del dongle son de 64 a 1700 MHz, lo que permite su utilización en este proyecto.

Se utilizó una antena dipolar de media onda a falta de la final así como el "Front-end" completo como fue implementado por otros miembros de este proyecto. Este sistema consiste en un dipolo puesto en el foco de un reflector provisional en forma de cilindro parabólico. El dipolo se conecta directamente a un filtro pasa banda de una frecuencia de 407.5 MHz con ancho de banda de 10 MHz y ganancia de 17 dB. Luego la señal pasa al LNA con frecuencia de 408 MHz y ganancia de 17 dB. Como última parte del "Front-end" se utiliza un amplificador UHF de 30 dB y frecuencias de operación de 0.1 a 2000 MHz.

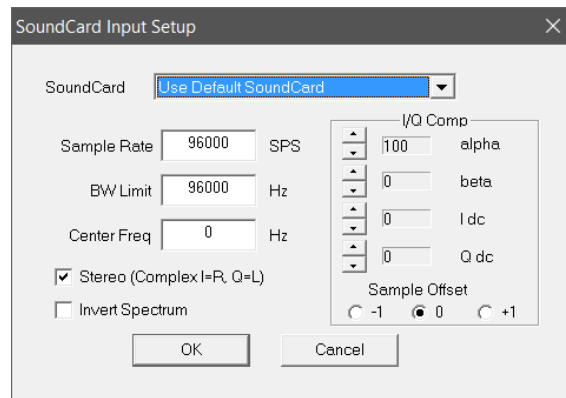
El "Front-end" se conecta directamente por cable coaxial al FUNcube dongle. El software del mismo provee otro "Front-end" por software. del mismo se utilizó la configuración predeterminada de acuerdo a literatura relacionada con el uso del mismo. Esto provee una última fase de amplificación.

Figura XIV.1: Configuración del FUNcube dongle para la toma de mediciones



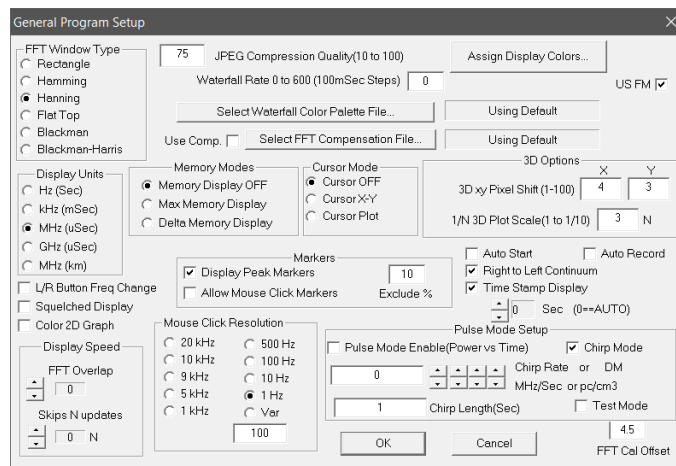
El FUNcube dongle es detectado por una computadora como una tarjeta de sonido. Esto facilita la configuración del mismo con cualquier software de procesamiento de señal. Para la captura de los datos se utilizó el software libre Spectravue. Este permitió que con la inserción de los parámetros del FUNcube se pueda capturar datos del continuo de potencia así como el espectro en el ancho de banda en archivos .csv, los cuales pueden ser editados en Excel o en Python fácilmente.

Figura XIV.2: Configuración de Spectravue para el uso del FUNcube dongle



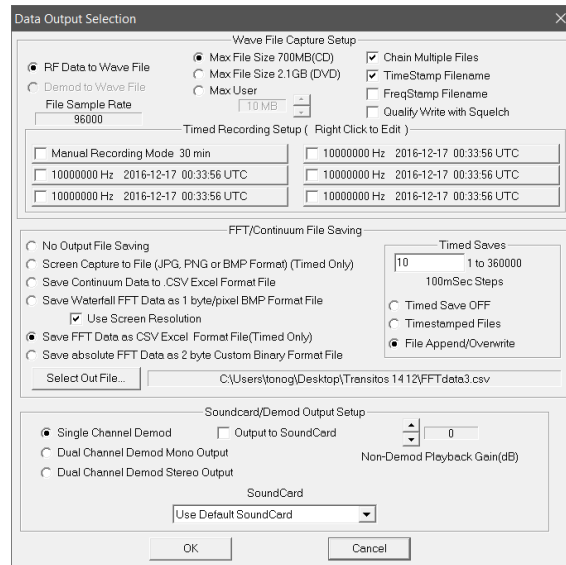
Se debió también ajustar los parámetros de procesamiento de la señal para que la potencia dada esté en dBm. Esto se hace en la configuración general de Spectravue colocando 4.5 como el valor de FFT call offset, valor el cual se le suma a la potencia recibida, siguiendo instrucciones proveídas en el sitio web del FUNcube dongle. En ajustes generales se pueden cambiar parámetros para mejorar el uso de la aplicación. Para esta implementación se usó la configuración predeterminada a excepción de la resolución del mouse, la cual se cambio a 1Hz.

Figura XIV.3: Configuración de Spectravue para el procesamiento de la señal



Dependiendo del propósito de cada corrida de captura de datos se deben cambiar los ajustes de salida en Spectravue. En las pruebas realizadas se utilizó únicamente la opción de guardar el continuo o la data del FFT en formato csv, opciones que se muestran en la Figura XIV.4. La frecuencia de captura de datos se puede ajustar en intervalos de 0.1 segundos. Para que los archivos no sean demasiado grandes se eligió usualmente el archivado de un dato por segundo.

Figura XIV.4: Configuración de Spectravue para la captura de datos



Los datos de salida en el caso del continuo de potencia siguen el siguiente orden de columnas: tiempo, potencia máxima, potencia promedio. En el caso del diagrama de cascada FFT la primera fila contiene las frecuencias de cada bin y seguidamente las mediciones de potencias de cada una. En este caso hay que poner atención al tiempo de inicio de la medición ya que no guarda las etiquetas de tiempo y se deben agregar posteriormente.

El software Spectravue permite la aplicación de una media móvil a los datos crudos a tiempo real. Se probó al inicio con una media móvil de 1000 datos, los que a la frecuencia de muestreo significa un tiempo de integración de 0.01 segundos y guardando unicamente datos del continuo, estas mediciones se hicieron el 6 de diciembre. Para pruebas subsecuentes se utilizó una media móvil de 100 datos, tiempo de integración de la señal de 0.001 segundos y se guardó los datos completos del espectro a una frecuencia de 1 segundo, optimizando la toma de datos para los propósitos de estas pruebas. Esto se realizó el 14 de diciembre. A continuación se muestra un ejemplo de los datos de salida abiertos en Excel para el caso del continuo y de FFT.

Figura XIV.5: Ejemplo del formato de tos datos de salida de Spectravue. En el panel izquierdo se muestra una serie de tiempo típica de potencia (dB) contra el tiempo en UTC, en donde la columna B denota la potencia máxima medida en el intervalo de tiempo y la columna C la potencia promedio en el mismo intervalo. En el panel derecho se muestra un bloque típico de datos de FFT, en donde la primera fila es la frecuencia de cada bin y las filas siguientes contienen la potencia (dB) de la transformada de Fourier en cada bin medida a intervalos de tiempo determinados.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	
1	12/6/2016 18:17	-16.3719	-35.6491	1								1	-48000	-47953.1	-47906.3	-47859.4	-47812.5	-47765.6	-47718.8	-47671.9	-47625	-47578.1	-47531.3
2	12/6/2016 18:17	-16.3719	-35.6491	2								2	-64.9835	-70.1893	-66.4398	-63.0129	-60.8456	-59.846	-65.1747	-65.9809	-62.9097	-68.4412	-65.456
3	12/6/2016 18:17	-16.3716	-35.6442	3								3	-64.5597	-64.9134	-64.7055	-64.119	-64.9019	-66.0281	-65.4255	-64.7229	-65.7423	-65.328	-63.6548
4	12/6/2016 18:17	-16.3713	-35.6478	4								4	-64.8755	-64.9264	-65.3915	-64.7907	-65.0531	-65.7773	-64.8073	-64.751	-65.2458	-64.9889	-64.0246
5	12/6/2016 18:17	-16.3711	-35.6502	5								5	-64.8258	-64.9378	-65.4528	-64.6287	-65.084	-65.6229	-64.7494	-64.7298	-64.9652	-64.7979	-64.0354
6	12/6/2016 18:17	-16.3709	-35.6421	6								6	-64.9954	-64.7394	-65.4835	-64.6707	-64.8175	-65.4814	-64.9605	-64.7057	-64.6325	-64.6959	-64.1351
7	12/6/2016 18:17	-16.371	-35.6375	7								7	-64.8481	-64.7533	-65.648	-65.0411	-65.1504	-65.0984	-65.1886	-64.7628	-64.4955	-64.6947	-63.9509
8	12/6/2016 18:17	-16.3708	-35.6297	8								8	-64.9769	-64.8572	-65.2797	-64.727	-64.9535	-65.6	-65.0566	-64.7498	-64.5456	-64.6448	-64.2217
9	12/6/2016 18:17	-16.3705	-35.6253	9								9	-64.5795	-64.7871	-65.4438	-64.7273	-64.8282	-65.711	-64.9842	-64.4999	-64.2081	-64.7347	-64.4521
10	12/6/2016 18:17	-16.3704	-35.6275	10								10	-64.7217	-65.0236	-65.3092	-64.8683	-65.0136	-65.6159	-64.7827	-64.3283	-63.9047	-64.2775	-64.1783
11	12/6/2016 18:17	-16.3702	-35.6302	11								11	-64.4502	-65.136	-65.5215	-64.9809	-64.9482	-65.2939	-64.6463	-64.3073	-66.2156	-64.3079	-64.381
12	12/6/2016 18:17	-16.37	-35.6316	12								12	-64.1063	-64.8214	-65.5335	-64.9339	-64.5946	-65.0195	-65.0707	-64.46	-64.4584	-64.5553	-64.328
13	12/6/2016 18:17	-16.3695	-35.6332	13								13	-64.005	-64.5125	-64.9005	-64.8268	-64.1685	-64.6985	-64.6628	-64.3667	-64.5611	-64.6182	-64.4075
14	12/6/2016 18:17	-16.3694	-35.6344	14								14	-64.3829	-64.8177	-65.0236	-64.6666	-64.8081	-64.6647	-64.7055	-64.3227	-64.6225	-64.5659	-64.3455
15	12/6/2016 18:17	-16.3692	-35.6379	15								15	-64.4984	-64.6937	-64.9256	-64.5424	-63.9273	-64.6189	-64.5862	-64.115	-64.1602	-64.6198	-64.5024
16	12/6/2016 18:17	-16.3688	-35.6421	16								16	-64.665	-64.839	-64.7432	-65.0657	-64.4124	-64.6189	-64.6487	-64.206	-64.1524	-64.6141	-64.562
17	12/6/2016 18:17	-16.3685	-35.6442	17								17	-64.6418	-64.8327	-64.7835	-64.6625	-64.1362	-64.6923	-64.9569	-64.7959	-64.2309	-64.4329	-64.7483
18	12/6/2016 18:17	-16.3684	-35.6471	18								18	-64.8358	-64.9243	-64.6967	-64.7554	-64.3838	-64.8699	-65.0514	-64.9622	-64.5335	-64.4456	-64.5465
19	12/6/2016 18:17	-16.3683	-35.6455	19								19	-64.3444	-64.7926	-64.6333	-64.4855	-64.2578	-64.683	-65.2393	-64.9451	-64.4563	-64.4796	-64.4837
20	12/6/2016 18:17	-16.3681	-35.6357	20								20	-64.586	-64.8959	-64.4561	-64.6215	-64.6232	-64.5995	-65.138	-64.9653	-64.5017	-64.5816	-64.6007
21	12/6/2016 18:17	-16.3679	-35.6397	21								21	-64.7774	-64.8267	-64.7373	-64.5543	-64.6637	-64.4888	-64.9604	-64.3701	-64.6847	-64.7644	-64.4355
22	12/6/2016 18:17	-16.3678	-35.6397	22								22	-64.6671	-64.8435	-64.9849	-64.6139	-64.4264	-64.7725	-65.1649	-65.1477	-64.9212	-64.7739	-64.478
23	12/6/2016 18:17	-16.3678	-35.6329	23								23	-64.9113	-64.8549	-64.6565	-64.5743	-64.4521	-64.8891	-65.0143	-64.9443	-64.8372	-64.5405	-64.1725
24	12/6/2016 18:17	-16.3676	-35.6303	24								24	-65.1094	-65.0561	-64.9422	-64.4386	-64.5138	-65.084	-65.2604	-65.1253	-65.0219	-64.7352	-64.2224
25	12/6/2016 18:17	-16.3676	-35.6312	25								25	-64.6821	-64.9067	-64.9326	-64.7009	-64.8375	-65.0542	-65.0255	-64.7663	-65.0124	-64.8743	-64.3706
26	12/6/2016 18:17	-16.3675	-35.6312	26								26	-64.5777	-64.6875	-64.9794	-64.7061	-64.9888	-65.238	-65.2604	-64.7365	-64.8609	-64.6384	-64.3255
27	12/6/2016 18:17	-16.3674	-35.6292	27								27	-64.4159	-64.9977	-65.3156	-64.6513	-64.9492	-65.3873	-65.5355	-64.7072	-65.0099	-64.2611	-64.0236
28	12/6/2016 18:17	-16.3674	-35.6315	28								28	-64.2077	-64.796	-65.0086	-64.6656	-64.6224	-65.2	-65.3892	-64.3365	-64.861	-64.0217	-63.9889
29	12/6/2016 18:17	-16.3673	-35.635	29								29	-64.2897	-64.834	-65.1982	-64.3817	-64.5444	-64.7423	-64.9854	-64.386	-64.7322	-64.2305	-63.8365

Para los propósitos de este proyecto es de utilidad convertir las mediciones de dB a una medida lineal de la potencia. Esto se realiza mediante la ecuación:

$$P(lin) = 10^{P_{dBm}/10}/1000 \tag{XIV.1}$$

En donde el factor de 1/1000 es unicamente para la correspondencia con Watts, debido a que nos interesa la potencia que emite el objeto observado y no el que recibe la computadora se puede omitir dicho factor. Como último paso se procesaron los datos para crear figuras de interés este paso se hizo con Excel y Python para la creación de los diagramas finales.

2. Análisis de la señal recibida.

a. Observaciones Solares de continuo y espectro. Experimentando con el software Spectravue con el fin de familiarizarse con el ambiente de medición, se realizaron varias corridas de prueba, observando los archivos de salida y tomando capturas de pantalla de la interfase. Cambiando la frecuencia a observar se optó por utilizar para las pruebas frecuencias centrales cercanas a 405MHz, ya que se observaba una mayor densidad de eventos en esa banda. Con el fin de identificar si la señal observada provenía del Sol se realizó una corrida inclinando manualmente el reflector de la antena hacia el sol y observando la magnitud de la potencia recibida. Se puede ver el resultado de esta prueba preliminar en la Figura XIV.6.

Para las corridas de toma de datos realizadas el 6 de diciembre del 2016 se optó por una comparación cualitativa a datos del flujo de rayos-x tomados por los observatorios espaciales GOES, "Geostationary Operational Environmental Satellites" operados por el "National Environmental

Satellite, Data, and Information Service”, NESDIS, de Estados Unidos. Estos datos, aunque a una frecuencia distinta, son un buen indicador de la actividad solar, específicamente la ocurrencia de tormentas y llamaradas Solares, las cuales se pueden observar en cualquier parte del espectro electromagnético.

Se optó por utilizar los datos del sensor GOES B que mide el flujo de rayos-x de longitudes de onda de 0.8 a 1 nm ($3 - 3.75 \times 10^{17} Hz$). Otra ventaja del uso de datos del GOES es el hecho que al ser un observatorio espacial geostacionario, se cuenta con datos para cualquier hora de todos los días que el satélite ha estado operando. Estos datos son de fácil acceso en el sitio web de NOAA, *”National Oceanic and Atmospheric Administration”*.

Se generaron gráficas de las dos observaciones realizadas ese día junto con los datos del GOES. Los datos del GOES son de flujo [Wm^{-2}] y los datos del radiotelescopio se presentaron en razón señal a ruido. Aunque las unidades presentadas son diferentes lo que interesa de la comparación es el comportamiento general de las series, entonces con que las dos escalas de medición sean lineales basta para correlacionarlas entre sí.

De la mediciones realizadas se capturaron datos en archivos .csv de dos corridas con duración de 30 y 14 minutos respectivamente. A falta de una calibración absoluta de la instrumentación utilizada se optó por utilizar la proporción señal a ruido como cantidad de referencia, 5-sigma o mayor representa una señal que sin lugar a duda no es un artefacto del ruido del sistema.

Para el segundo día de medición, el 14 de diciembre del 2016, se perfeccionó el método de medición, optando por el archivado del espectro de frecuencias a un intervalo de 1 segundo entre mediciones. Con esta configuración se realizaron tres corridas de 4, 10 y 20 minutos. Se generaron gráficas del espectro y del continuo, de nuevo tomando la proporción señal a ruido y datos del GOES B con fines comparativos. Debido a que la magnitud de los datos del flujo de rayos-x no es de interés de este estudio, para los mismos se utilizó una escala trivial a manera que se compare a la de señal a ruido de los datos tomados con el dipolo.

Se cuantificó la similitud entre las señales de GOES y las tomadas con el dipolo por medio de la correlación definida en la ecuación VIII.25. Debido a que la función requiere de dos series de datos de igual longitud se ajustó la señal del radiotelescopio a la del GOES, la cual tiene una menor cadencia de muestreo, por medio de interpolación lineal y luego se calculó la correlación por medio de la función correspondiente en Python.

Tomando en cuenta que las señales en radio pueden tener un tiempo de corrimiento con respecto a los rayos-x, debido a la permeabilidad de la corona respecto a la frecuencia y a la zona de producción de cada tipo de radiación se programó una función que calcula el coeficiente de correlación de los datos del GOES y del radiotelescopio con un tiempo de desfase y regresa el coeficiente de correlación máximo y que tiempo de retardo este se dio, se muestran los resultados en el cuadro XIV.1.

b. Observación de un tránsito Solar de archivo. Debido a que no se contaba con un reflector parabólico ni con un sistema de seguimiento para la antena no se logró capturar el tránsito del sol por una apertura circular. Para validar el análisis propuesto de un tránsito del sol se utilizaron datos de uno medido a 12 GHz con una antena parabólica de 1.5 metros de diámetro tomados el año 2012 por el Ingeniero Rolando Paz. A estos datos se les realizó el ajuste de una curva gaussiana de la siguiente forma:

$$P = A \exp\left(\frac{-(t - t_0)^2}{2 \sigma^2}\right) + k \quad (\text{XIV.2})$$

Del mismo se extrajeron los parámetros de interés. Se muestran los resultados de dicho acople en la Figura XIV.12 y el cuadro XIV.3.

c. Metodología para la medición de la temperatura Solar. Con el radiotelescopio es posible medir la temperatura de brillo del Sol a la frecuencia que se observa $\approx 410 \text{ MHz}$. Para esto se realiza una medición de tránsito del Sol a lo largo de todo el beam de la antena. También es necesario realizar una medición del cielo vacío a la misma dirección en donde se encontraba el Sol o hacia una posición muy cercana y medir una fuente cuyo flujo o temperatura sea conocida, como referencia para la calibración de las mediciones.

Del tránsito del Sol a lo largo de todo el beam de la antena se obtiene una curva gaussiana de voltaje, es el voltaje de entrada al cuadrado, contra tiempo. De una fuente a temperatura o flujo conocido se obtendría un suelo de ruido a la potencia de la fuente y del cielo vacío otro suelo de ruido, este correspondiente al ruido del sistema, componentes eléctricos principalmente, así como una contribución menor de la atmósfera y otras fuentes. Se procesan los datos a manera de obtener cantidades proporcionales a la potencia relativas a la potencia recibida de la fuente de calibración y restando el ruido del sistema.

$$P_r = \frac{P_o - P_s}{P_{cal} - P_s} \quad (\text{XIV.3})$$

En donde P_r es la potencia relativa a la fuente de calibración, P_o es la potencia medida a cualquier tiempo, P_s es la potencia del suelo de ruido del sistema, obtenido de un promedio de su observación y P_{cal} es la potencia recibida de la fuente de calibración, también obtenida de un promedio sobre su tiempo de observación. La cantidad P_{cal} se relaciona con la temperatura de la fuente de calibración mediante la ecuación (VIII.14).

$$C P_{cal} = T_{Acal} = \frac{\Omega_{cal}}{\Omega_A} T_{cal} \quad (\text{XIV.4})$$

En donde T_{Acal} es la temperatura de la antena observando al calibrador, Ω_{cal} es el ángulo sólido que comprende el calibrador, Ω_A es el ángulo sólido del beam de la antena, T_{cal} es la temperatura

del calibrador y C es una constante de proporcionalidad. Si el calibrador comprende todo el beam de la antena la razón que multiplica a la izquierda es 1. En las unidades adimensionales en que se esta trabajando la potencia se tiene que una unidad equivale a una temperatura de la antena de:

$$1U = \frac{\Omega_{cal}}{\Omega_A} T_{cal} \quad (XIV.5)$$

Para obtener los valores de temperatura de la antena debida al sol y el ángulo sólido del beam de la antena se realiza un ajuste de una curva gaussiana al transito del Sol. Para obtener el ángulo sólido del beam de la antena de debe obtener el ángulo entre puntos de media potencia. En una gaussiana el ancho de los medios máximos esta dado por:

$$HPW = 2 \sqrt{2 \ln(2)} \sigma \quad (XIV.6)$$

En donde σ es la media cuadrática obtenido del ajuste gaussiano. El ancho de la gaussiana calculado, en unidades de tiempo, se relaciona con el ángulo del beam a media potencia por:

$$\theta_{HPBW} = HPW \omega_s \quad (XIV.7)$$

En donde ω_s es la velocidad angular del Sol a lo largo del cielo, dado por:

$$\omega_s = 0.25 \cos(\delta) \text{ deg/min} = \frac{2\pi}{1440} \cos(\delta) \text{ rad/min} \quad (XIV.8)$$

En donde δ es la declinación del Sol, el ángulo del mismo respecto al ecuador celeste. Con θ_{HPBW} se puede calcular Ω_A por medio de la ecuación (VIII.17). Se puede leer más acerca de la relación de la potencia recibida con el flujo en la sección C. La temperatura de la antena debida al Sol es el valor máximo de la gaussiana de tránsito A , obtenido del ajuste, multiplicado por el factor de la ecuación (XIV.5).

$$T_{As} = A \frac{\Omega_{cal}}{\Omega_A} T_{cal} \quad (XIV.9)$$

La temperatura de brillo del sol se relaciona con la temperatura de la antena debida al Sol, T_{As} nuevamente por la ecuación (VIII.14), lo que lleva a la siguiente expresión para la temperatura de brillo del Sol, T_{bs} :

$$T_{bs} = A \frac{\Omega_{cal}}{\Omega_s} T_{cal} \quad (XIV.10)$$

Si la fuente de calibración comprende todo el beam de la antena, $\Omega_{cal} = \Omega_A$. El ángulo sólido del Sol, Ω_s puede calcularse conociendo que el ángulo sólido en estereorradianes que comprende un objeto circular en la esfera celeste está dado por:

$$\Omega_s = 2\pi[1 - \cos(\theta_s)] \quad (XIV.11)$$

En donde θ_s es el tamaño angular del Sol en el cielo. Suponiendo que el sol tiene un tamaño angular de $9.22 \times 10^{-3} \text{ rad}$, entonces $\Omega_s = 6.67 \times 10^{-5} \text{ ster}$.

B. Resultados y discusión

El Sol es una de las fuentes de radiación electromagnética más significativas en el cielo, esto lleva a que la observación del Sol sea un propósito justificable para la construcción de un radiotelescopio. En este módulo se esclarece parte del proceso para lograr observaciones Solares y caracterizar lo observado por medio de fenomenología Solar. Se presentan observaciones Solares realizadas y se analizan para esclarecer lo que conlleva su realización a mayor escala.

Debido a que la implementación de parte del hardware esperado para realizar dichas observaciones no estuvo lista a tiempo para las mismas, se improvisó en cuanto al mecanismo de digitalización de la señal Solar, resultando en el uso del FUNcube dongle, y a falta de la antena parabólica planeada se contruyó un dipolo de media onda. Esto limitó el ancho de banda a 96 kHz, a pesar de esto se logró realizar observaciones utilizables.

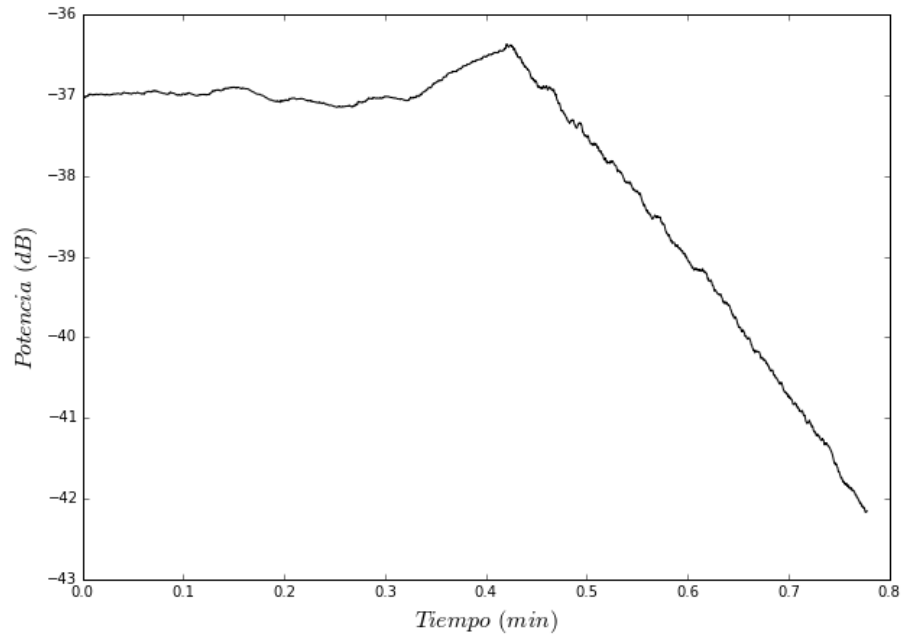
Se logró obtener gráficas de la potencia recibida contra el tiempo y la frecuencia de observaciones Solares. Al no contar con una fuente de calibración para la antena la potencia resultante es la recibida por la antena y es proporcional a la emitida por el Sol. De contar con la calibración absoluta de la antena los datos de flujo e intensidad espectral serian directamente calculados.

1. Prueba de validez de observaciones Solares 6/12/2016. Con el objetivo de verificar si con el equipo utilizado se estaba observando radiación Solar se realizó un experimento inclinando la antena hacia y lejos del Sol. Se observa en la Figura XIV.6 tres comportamientos importantes. La primera parte, desde 0 a 0.35 minutos de observación, se puede notar una sección de potencia relativamente constante y estable, durante esta sección de la observación la antena se dejó quieta en una posición con la apertura paralela al suelo. Luego se observa una región de 0.35 a 0.45 minutos en donde la potencia recibida aumenta hasta casi un decibelio por encima de la potencia previa. Durante esta sección de la observación la apertura de la antena se inclinó hacia la región del cielo del Sol, a manera de recibir la radiación Solar perpendicularmente a la apertura, esto aumenta el área efectiva de recolección de la antena, evidenciada en el aumento observado. Luego de 0.45 minutos en adelante se observa un decrecimiento de la potencia recibida. Durante esta parte de la observación se inclinó la antena a manera de que se aleje la apertura del Sol hasta dirigirla en la dirección opuesta, reduciendo hasta prácticamente 0 el área efectiva de recolección de la antena.

Observando la Figura XIV.6 se puede ver un periodo de potencia relativamente constante al inicio. Durante el mismo, el reflector y el dipolo se encontraban orientados horizontalmente respecto al suelo. Luego se observa un aumento en la potencia cuando se inclina el reflector y el dipolo hacia el Sol, aumentando el área efectiva del mismo y por ende la potencia recibida de esa área del cielo.

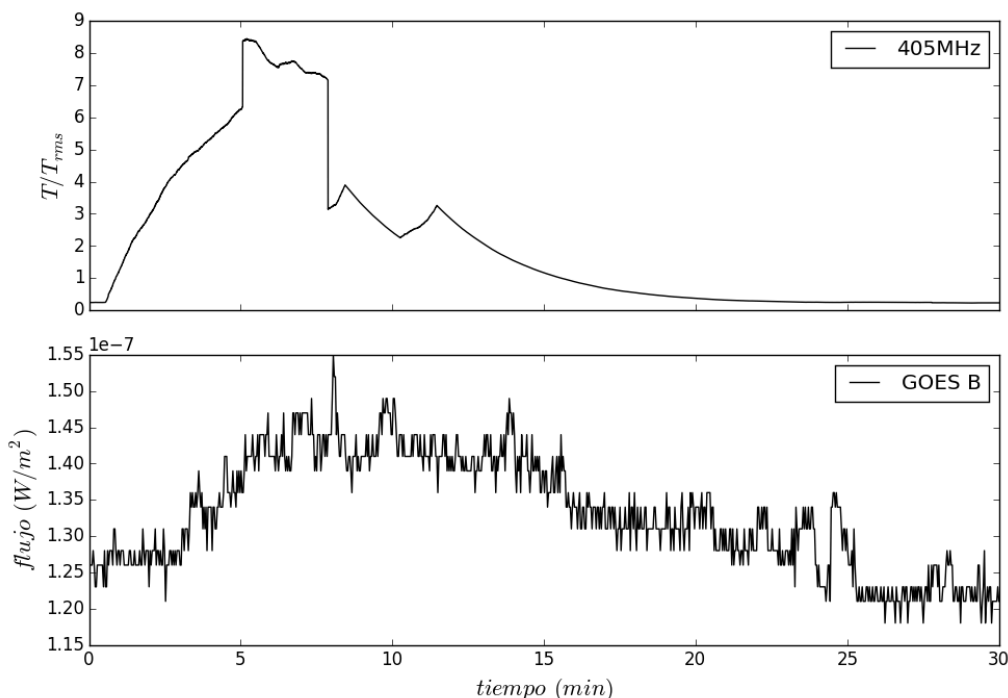
Luego se rotó gradualmente alejando la apertura de la dirección del Sol hasta que estaba orientada en sentido opuesto, durante este movimiento se puede observar una disminución considerable de la potencia recibida. Esto evidencia que la potencia recibida de la radiación por la antena utilizada proviene en gran parte de la región del cielo en donde se encuentra el Sol. Siendo este el astro más potente en el cielo, por su cercanía, se puede inferir que la mayor parte de la señal observada es radiación Solar, validando las observaciones realizadas.

Figura XIV.6: Observación del continuo de potencia del Sol a 405MHz el 6 de diciembre de 2016 a UTC 21:20:00 inclinando el reflector hacia y en contra del Sol



2. Observaciones Solares de continuo 6/12/2016. Habiendo validado la observación Solar con el equipo se procedió a medir el continuo de potencia recibido del mismo. En la Figura XIV.7 se observa un evento de duración ~ 20 minutos observado con el radiotelescopio y las observaciones del flujo de rayos-x correspondientes al mismo tiempo del observatorio GOES. Se observa una correspondencia cualitativa de ambos eventos, en cuanto a su duración y forma general. Se puede notar que el evento observado en radio comienza ~ 2 minutos antes que el evento capturado por GOES. Se puede observar que los datos capturados en radio presentan un comportamiento más suave, resultado de la aplicación de una media móvil que incluye 1000 muestras, mientras que los datos del GOES presentados no se procesaron.

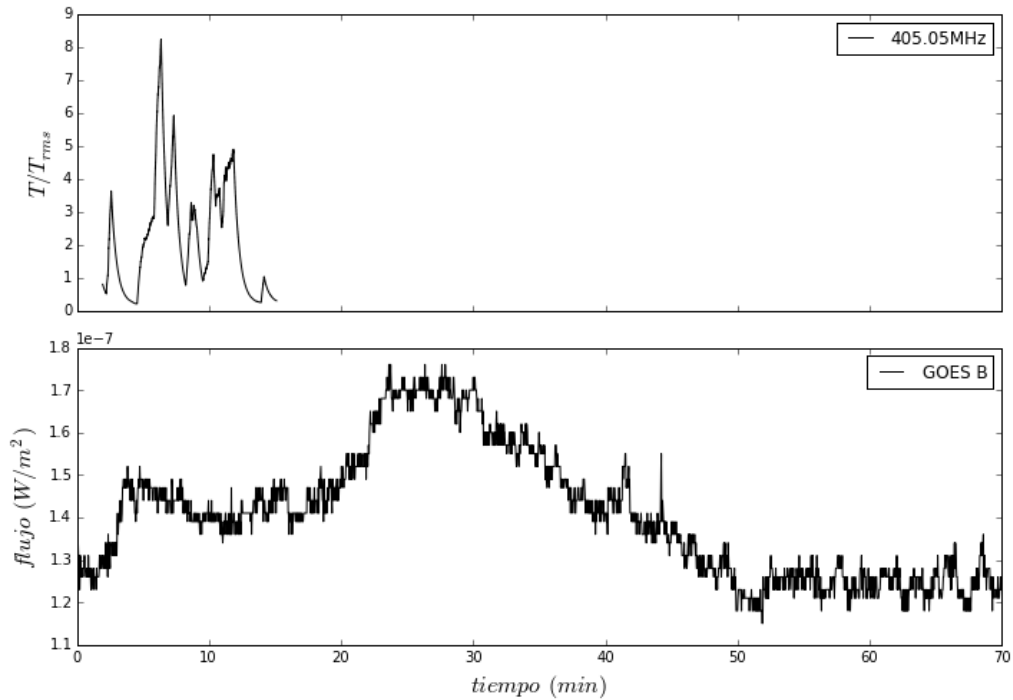
Figura XIV.7: Observación del continuo de potencia del Sol a 405MHz el 6 de diciembre de 2016 de UTC 18:30:00 a 19:00:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES



Durante la observación del continuo realizada a las 18:30 UTC se observó un evento importante en forma de un aumento considerable en la potencia recibida. La razón de señal a ruido señala un máximo de $\approx 8\sigma$ y el evento duró cerca de 20 minutos. Para comparar este resultado se utilizó los datos del flujo de rayos-x del GOES, Figura XIV.7. En estos se pudo observar un evento correspondiente de casi la misma duración y forma similar. La potencia del evento en rayos-x es relativamente pequeña comparándolo con otros eventos más potentes, los cuales suelen alcanzar un flujo máximo mayor a $10^5 W/m^2$, (GOES 2016), sin embargo su tiempo de ocurrencia y duración soporta su identificación como análogo del evento medido con el dipolo.

Se observó que ambos eventos no comienzan exactamente al mismo tiempo, lo que se puede atribuir a la diferente velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en la atmósfera Solar debido a su dependencia en la frecuencia de la misma, lo cual no se estudia detalladamente en este proyecto. También es importante notar, que como se mencionó brevemente en la metodología, los fotones de distintas energías se producen en diferentes regiones Solares. Considerando el mecanismo de emisión de plasma la frecuencia de la radiación producida es proporcional a la raíz cuadrada de la densidad de electrones, la cual disminuye al alejarse del Sol, radiación más energética, rayos-x, se produce en regiones más bajas del Sol, mientras que el radio produce mas arriba a lo largo de la corona. Dicho la anterior varios mecanismos aportan a un desfase temporal entre la radiación recibida en distintas partes del espectro electromagnético.

Figura XIV.8: Observación del continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 6 de diciembre de 2016 de UTC 19:21:59 a 19:35:08 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES por 70 minutos



En la Figura XIV.8 se puede observar una medición en radio de ~ 15 minutos de duración junto a la observación correspondiente en rayos-x del GOES. En esta observación no se observa un evento de varios minutos, en su lugar se observa varios eventos de duración ~ 1 minuto los cuales cuentan con una razón señal a ruido que indica alta confianza de que se trata de observaciones reales. Se muestra un tiempo de observación más largo de los datos de rayos-x para poder observar la forma del evento localizado en ese intervalo de tiempo. Se puede inferir que los eventos observados en radio pueden ser precursores de la llamarada observada por GOES.

En la Figura XIV.8, observación posterior a la anterior a una frecuencia central ligeramente mayor, se puede observar eventos de menor duración con proporción señal a ruido máxima de $\approx 8\sigma$ durante la observación de cerca de 15 minutos. Se optó por comparar esta señal con un periodo mayor de datos del GOES, 70 minutos, ya que no se veía forma definitiva a los datos correspondientes al tiempo de medición, los cuales parecían seguir aumentando posteriormente. Se puede observar un evento en el flujo de rayos-x de potencia similar al de la figura anterior. Se infiere que los eventos observados en radio son análogos al la llamarada observada en rayos-x, sin embargo con menor confianza que en la medición anterior.

Se puede observar que el comportamiento de los eventos en las figuras XIV.7 y XIV.8 es diferente, la primera consistiendo en un solo aumento de potencia de mayor duración y el segundo de varios aumentos de distinta potencia y de menor duración, sugiriendo una diferencia importante

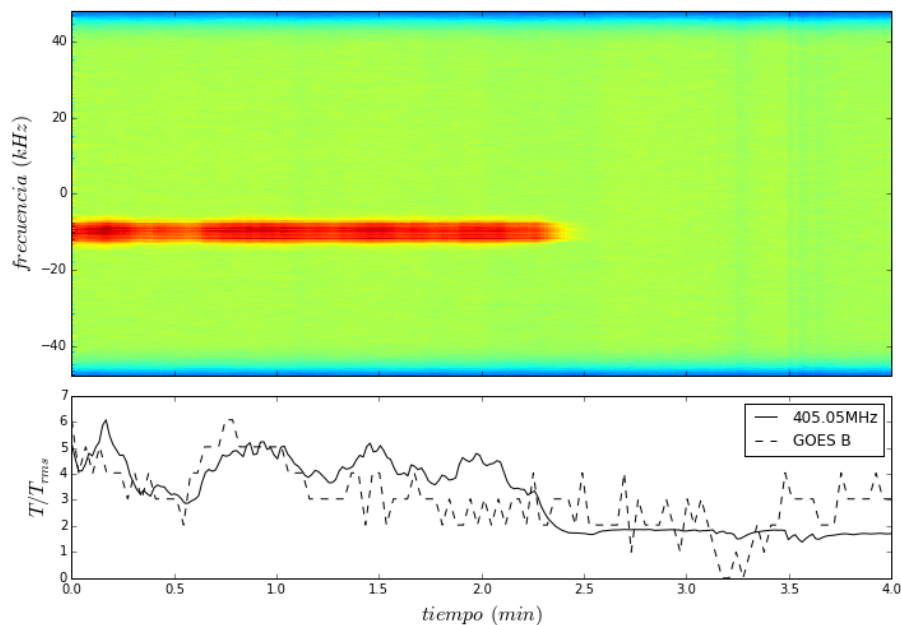
entre los mecanismos de ambos. En las observaciones posteriores no se volvió a identificar un evento con la duración y forma definida del mostrado en la Figura XIV.7.

Se identificaron carencias del proceso de captura de datos en las primeras observaciones, realizadas el 6 de diciembre del 2016. Específicamente que la captura involucró únicamente el continuo de potencia, perdiendo la información del espectro. Dado esto se logró mejorar el método de captura y procesamiento de los datos para futuras mediciones, lo que resulta en las figuras correspondientes a las observaciones realizadas el 14 de diciembre del 2016. En estas se conservó el espectro y se pudo recrear el diagrama de cascada en donde se evidencia el comportamiento de la señal tanto en el tiempo como en la frecuencia.

En las mediciones posteriores se optó por almacenar los datos en forma de su transformada de fourier a intervalos de 1 segundo. Esto debido a que la información del espectro es descartada si se almacena únicamente el continuo de potencia, mientras que mediante integración sobre las frecuencias es sencillo generar el continuo de la información de espectro.

3. Observaciones Solares de espectro y continuo 14/12/2016. En las figuras XIV.9, XIV.10 y XIV.11 se conserva la información del espectro. Se puede observar que los aumentos de potencia observados en el continuo de deben a eventos a tres frecuencias específicas en la banda de $405.05 \pm 0.048 \text{MHz}$, lo que sugiere un mecanismo de emisión de banda angosta para los mismos.

Figura XIV.9: Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 18:41:00 a 18:45:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES



En la Figura XIV.9 se puede observar únicamente un evento de ~ 2 minutos de duración, el cual se presenta como un aumento en la potencia total recibida y se identifica la misma a una

frecuencia de $\sim -10kHz$ por debajo de la frecuencia central de $405.05MHz$. El evento ya estaba presente al inicial la observación y se observó un decrecimiento en la potencia de continuo recibida a lo largo de la misma. Se presentan los datos correspondientes del GOES a una escala arbitraria con fines comparativos. Se observa que desde 0 a ~ 2 minutos de observación ambas mediciones muestran un comportamiento similar, se observan dos máximos al inicio que parecen corresponder y un comportamiento general de disminución. Después del minuto ~ 2.5 se observa una razón señal a ruido relativamente constante en radio, mientras que las observaciones de rayos-x varían de mayor forma respecto a su potencia en los máximos.

Cualitativamente se observa que los datos del flujo de rayos-x muestran un aumento a lo largo de dicho evento y una relativa disminución posteriormente. Se observa también una posible correspondencia entre los máximos de potencia del evento en radio y los datos del GOES, sin embargo más análisis es necesario para descartar que esta relación sea coincidencia. El coeficiente de correlación de las observaciones respecto a los datos del GOES, cuadro XIV.1, muestra una correlación relativamente alta, 0.56, sin desfase, esta correlación se hace más fuerte, 0.70, con un tiempo de retraso de 0.72 minutos de la observación en radio.

En la Figura XIV.10 se observa eventos en radio a frecuencias de -10 , $+2$ y $+15kHz$ de la frecuencia central de $405.05MHz$. Estos tres eventos varían en cuanto su potencia, siendo el primero mencionado el más potente y luego disminuyen correspondientemente. Se observa que el tercer evento tiene una menor duración y frecuencia de ocurrencia que los otros dos. En esta ocasión no se observa una correspondencia clara entre los datos capturados en radio y las observaciones del GOES, lo que puede evidencia que la observación se realizó en ausencia de un evento de larga duración. Observando más de cerca existe una correspondencia entre la duración y potencia de algunos de los máximos, que incluyen los aumentos de potencia recibida observados a 3 y 6.5 minutos de observación.

En la Figura XIV.11 se puede observar nuevamente la ocurrencia de los tres eventos a las mismas frecuencias. Se observa una correspondencia entre algunos máximos de las observaciones con el radiotelescopio y las mediciones del GOES. A ~ 2 minutos de medición ambas observaciones muestran un aumento en la potencia recibida. Se observa a ~ 15 minutos un aumento de flujo de rayos-x de mediana duración, ~ 2 minutos, seguido por un evento de similar forma que presenta un retraso temporal en las observaciones de radio.

Figura XIV.10: Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 18:47:00 a 18:57:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES

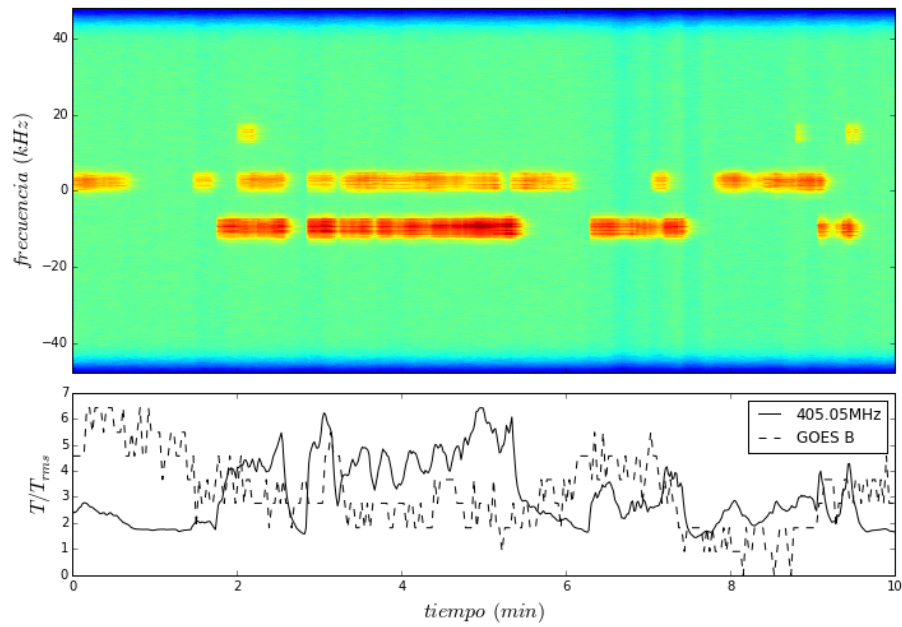
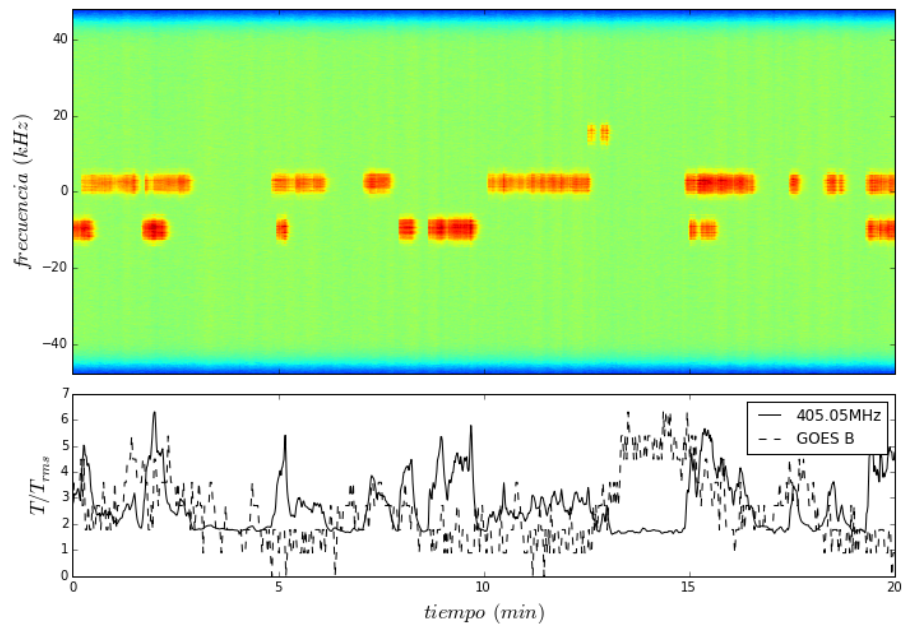


Figura XIV.11: Observación del espectro y continuo de potencia del Sol a 405.05MHz el 14 de diciembre de 2016 de UTC 19:00:00 a 19:20:00 y datos del flujo de rayos-x del observatorio GOES



En las figuras XIV.10 y XIV.11 se observan tres eventos, disminuyendo de potencia a mayor frecuencia. No se observa una periodicidad en su ocurrencia de ninguno de los tres. En la comparación con el flujo de rayos-x ni se evidencia a simple vista una correspondencia clara a un evento específico, sin embargo ocasionalmente se observa una fuerte similitud en la variación de ambas observaciones. Los coeficientes de correlación de estas observaciones con las del GOES son bastante bajos sin ningún desfase en el tiempo, siendo incluso negativos lo que indica una anticorrelación. Con un desfase de 4.10 y -5.46 minutos respectivamente estas observaciones muestran la mayor correlación, haciendo coincidir lo mejor posible los máximos de ambas. Tanto en los datos del GOES como en la observación realizada no observa algún evento de larga duración y definición. Se puede inferir que se observa actividad Solar usual.

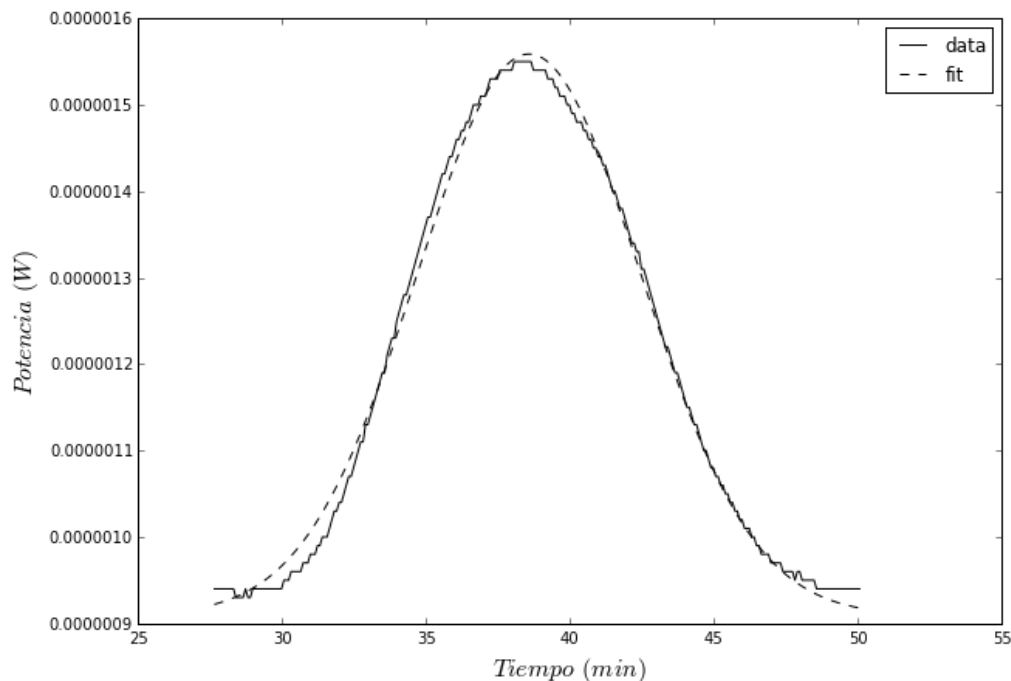
Cuadro XIV.1: Coeficientes de correlación de las observaciones del 14 de diciembre del 2016 correspondientes a las figuras XIV.9, XIV.10 y XIV.11.

T_0	C_0	C_{max}	$T_{delay} (min)$	C_{ref}
18:41:00	0.56	0.70	0.72	0.02
18:47:00	-0.19	0.71	4.10	0.01
19:00:00	-0.10	0.45	-5.46	-0.01

La primera columna muestra el tiempo de inicio de la observación, la segunda el coeficiente de correlación de los datos sin desfase, la tercera el coeficiente de correlación máximo, la cuarta el tiempo de retardo de la señal de radio respecto a la señal de rayos-x con la máxima correlación y la quinta la correlación de la señal con ruido Gaussiano aleatorio como referencia.

Se puede observar en el Cuadro XIV.1 que, sin excepción, se obtuvieron mejores coeficientes de correlación en el caso de permitir un desfase entre las señales. Los coeficientes de correlación de referencia se calcularon con el propósito de verificar que tan significativos son los coeficientes obtenidos, el de menor de ellos 0.45. Con ruido Gaussiano aleatorio nunca se obtuvo una correlación mayor a 0.02, lo que contrasta con los resultados obtenidos con señales reales. Se obtuvo una mayor correlación en el caso de la observación de eventos de larga duración, lo que provee evidencia de que las señales tienen un origen común, sin embargo no todo lo medido en radio y rayos-x se relaciona entre sí, como se evidencia en la baja correlación de las señales en la tercera observación.

Figura XIV.12: Potencia recibida de un tránsito del Sol a 12GHz el 6 de enero del 2012 de UTC 23:27:02 a 23:49:36 (Datos cortesía del Ingeniero Rolando Paz)



4. Observaciones de tránsito Solar de archivo 6/1/2012. Se puede observar una curva sólida gaussiana que corresponde al tránsito del sol a lo largo de la apertura de una antena parabólica. La curva interrumpida es una curva de ajuste a la misma, la cual demuestra su carácter gaussiano como se espera. Seguidamente se muestran en el cuadro XIV.3 los parámetros obtenidos del ajuste y del tiempo en que se realizó la observación.

Cuadro XIV.2: Datos obtenidos del ajuste Gaussiano al tránsito de la Figura XIV.12 y del tiempo de la observación

Parámetro	Valor
Potencia recibida máxima	$6.49 \times 10^{-7} W$
Tiempo al máximo	UTC 23 : 37 : 54
Desviación estándar (σ)	3.90 min
Traslación vertical	$9.09 \times 10^{-7} W$
Declinación Solar (según calendario)	-20 deg
Ángulo a media potencia (θ_{HPBW})	2.16 deg
Ángulo sólido de la antena medido (Ω_A)	$1.61 \times 10^{-3} ster$

En la Figura XIV.12 se muestra un tránsito Solar a una frecuencia de 12GHz, la que está lejos de la frecuencia de interés en este proyecto. Se utilizó esta observación por la fácil accesibilidad a estos datos. La diferencia en las frecuencias no es de interés, ya que sin importar en qué parte del espectro esté un tránsito solar se analiza de forma similar. Se puede observar una forma gaussiana de la potencia respecto al tiempo, corroborando por el ajuste de una curva del tipo. Esto evidencia lo supuesto respecto al beam de antenas de reflector parabólico. Utilizando el método para la medición de la temperatura Solar descrito en la metodología se calcularon todos los parámetros posibles del ajuste de la curva, sin embargo no la temperatura ya que no se contó con una observación de calibración de la antena. Se encontró consistencia entre los valores obtenidos de esta data y lo que se esperaría observar a $\sim 405MHz$ de contarse con una antena parabólica.

5. Resumen de observaciones. Seguidamente se presenta un cuadro que resume las observaciones realizadas en este proyecto. En este se incluye el tipo de observación, la fecha de realización y el intervalo de tiempo (UTC) que corresponde a las mismas.

Cuadro XIV.3: Resumen de observaciones

Tipo de observación/ cuadro	Fecha	Inicio (UTC)	Final (UTC)
Continuo de potencia/ XIV.6	6/12/2016	21:20:00	21:20:50
Continuo de potencia/ XIV.7	6/12/2016	18:30:00	19:00:00
Continuo de potencia/ XIV.8	6/12/2016	19:21:59	19:35:08
Espectro y continuo de potencia/ XIV.9	14/12/2016	18:41:00	18:45:00
Espectro y continuo de potencia/ XIV.10	14/12/2016	18:47:00	18:57:00
Espectro y continuo de potencia/ XIV.11	14/12/2016	19:00:00	19:20:00
Tránsito Solar/ XIV.12	6/1/2012	23:27:02	23:49:36

XV. Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08

A. Metodología

1. Sensitividad del radiotelescopio. Para probar que nuestro instrumento es capaz de detectar púlsares se llevó a cabo el cálculo de la sensibilidad de nuestro instrumento. Los púlsares planteados en el título de esta investigación PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08; fueron los objetos con un S_{400} mayor a la curva de sensibilidad de la antena, por lo que son detectables. Esta curva se obtuvo por medio de la ecuación del radiómetro y de conocer las características de cada púlsar. A continuación se describe el procedimiento que se realizó con las especificaciones de cada variable.

La antena tendrá un movimiento azimutal de aproximadamente 15 y Guatemala se encuentra a 14 de latitud. Por lo tanto, los púlsares visibles con el instrumento tendrían una declinación desde -1 grados hasta 28 grados. Utilizando el catálogo de Australia Telescope National Facility (ATNF) se obtuvieron 6 púlsares con esta característica y que además tenían un S_{400} mayor a 200 mJy. Estos eran: PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08. Sabemos además que la ecuación del radiómetro está dada por (Kramer 2003):

$$S_{400} = \beta \frac{T_{sis} S/N}{G \sqrt{n_p t_{int} \Delta f}} \sqrt{\frac{W}{P - W}} \quad (\text{XV.1})$$

Siendo T_{sis} la temperatura del sistema de forma que: $T_{sis} = T_{cielo} + T_{ambiente}$. La temperatura ambiente se obtiene en el momento de la grabación, mientras que la temperatura del cielo es obtenida para diferentes latitudes Galácticas. Esto debido a que la concentración de gas en ciertas áreas de nuestra Galaxia hace que la temperatura varíe según la latitud galáctica, como es demostrado en los diagramas de contorno de Becker Becker y Contopoulos (2012). Las latitudes utilizadas son -5.78, -3.98, -3.88 y 48.3 que son las latitudes galácticas de los cuatro púlsares, datos obtenidos del catálogo de ATNF. El ancho de banda para la antena es de 5 MHz, la ganancia es de 15 J/mJy, el número de polarizaciones (n_p) es de 2, beta (β) es un factor de corrección por

pérdidas de digitización, el tiempo de integración son 3600 segundos (el tiempo que el objeto se tarda en moverse 15, que es el campo de vista de la antena), P es el período y W , que es el ancho del pulso, está dado por la siguiente expresión:

$$W = (W_{int}^2 + t_{muestreo}^2 + t_{DM}^2 + t_{\delta DM}^2 + t_{scatt}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (XV.2)$$

En donde W_{int} está definida como $0.1P$, $t_{muestreo}$ está dado por la frecuencia de muestreo de la tarjeta electrónica, t_{DM} está dada por la tasa de dispersión de la señal en cierta frecuencia, $t_{\delta DM}$ está dada por la desviación de la dispersión entre el DM de un púlsar y el DM real y t_{scatt} está dado por el efecto de scattering en la señal.

Figura XV.1: Diagrama de sensibilidad para el púlsar PSR B0950+08 para la temperatura a latitud galáctica de 293.15 K, el punto gris representa el S_{400} en el período conocido del púlsar. Las curvas representan el flujo mínimo detectable por el radiotelescopio.

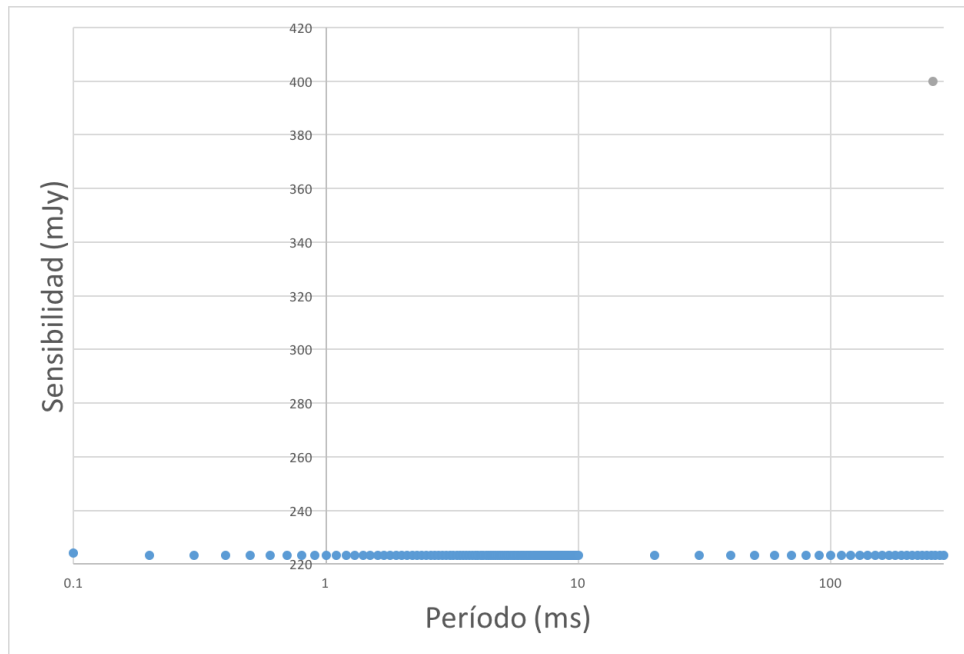


Figura XV.2: Diagrama de sensibilidad para el púlsar PSR B1929+10 para las tres temperatura de 323.15 K, el punto amarillo representa el S_{400} en el período conocido del púlsar. Las curvas representan el flujo mínimo detectable por el radiotelescopio.

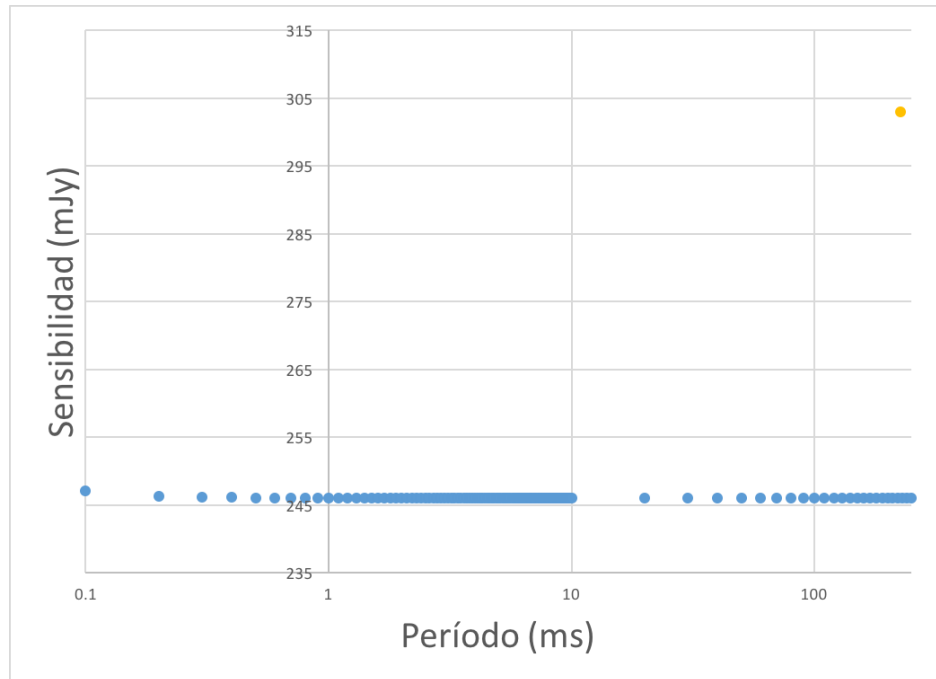


Figura XV.3: Diagrama de sensibilidad para el púlsar PSR B0531+21 para la temperatura de 293.15 K correspondiendo a su latitud galáctica. Además, el punto amarillo representa el S_{400} en el período conocido del púlsar. Las curvas representan el flujo mínimo detectable por el radiotelescopio.

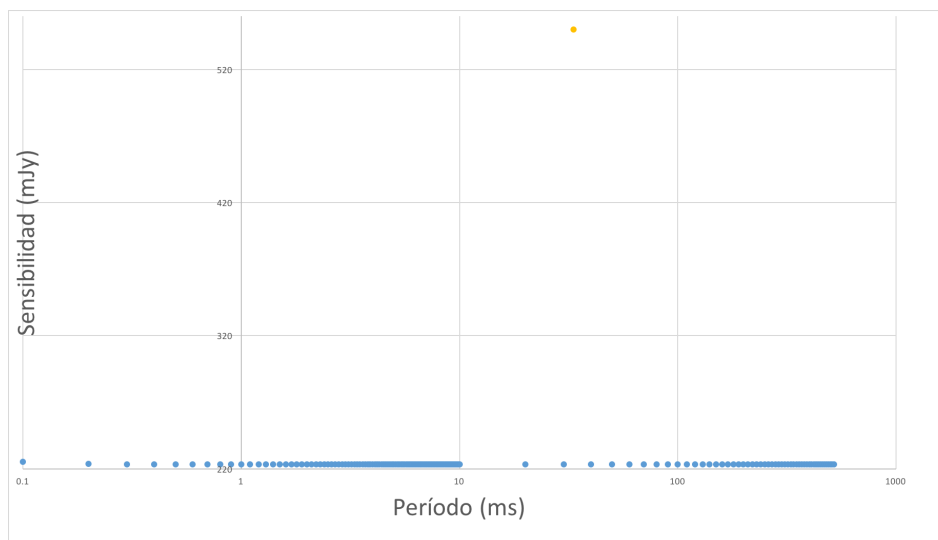
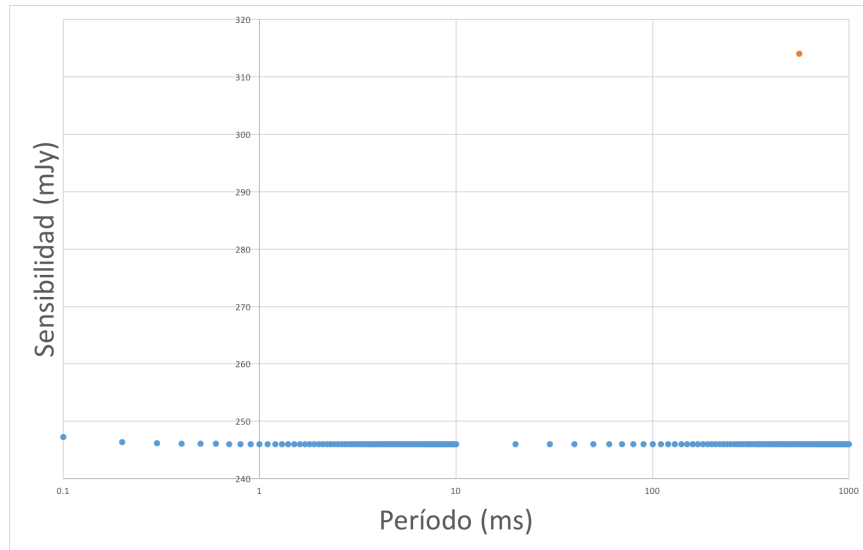


Figura XV.4: Diagrama de sensibilidad para el púlsar PSR B2016+28 para la temperatura de 323.15 K, correspondiendo a la latitud galáctica del púlsar. Además, el punto naranja representa el S_{400} en el período conocido del púlsar. Las curvas representan el flujo mínimo detectable por el radiotelescopio.



Realizar estas curvas de sensibilidad lo que indican es el flujo mínimo que debe tener un objeto a 400 MHz para poder ser detectado por un radiómetro con las propiedades antes descritas. Si el flujo de un púlsar está por encima de la curva, entonces su sensibilidad es mayor a la mínima por lo que puede ser detectado. En cambio, si el flujo se encuentra por debajo de la curva, no podrá ser detectado. Por lo tanto, de los seis púlsares propuestos se tienen realmente cinco que podrán ser estudiados bajo condiciones específicas.

2. Simulación de señal. Para poder detectar un púlsar deben de tomarse en cuenta los siguientes aspectos. Primero, las señales son débiles, la intensidad es menor a 1 Jy. Y segundo, la señal pulsa con una tasa de repetición de aproximadamente 30 Hz. Esto significa que se necesita de una antena de amplia apertura y un receptor de bajo ruido. Además de esto se necesita de un software post detección que mejore la señal proveniente del púlsar y elimine la mayor cantidad de ruido posible (Lorimer y Kramer 2005) (Morgan 2011). Necesitamos determinar el período por medio de medir el tiempo entre pulso y pulso, la cual nos dará un instante de tiempo en el cual la intensidad es máxima, lo cual significa que el haz de luz está pasando por nuestro plano de observación. Estas intensidades máximas están dadas en horas, minutos, segundos y milisegundos. Un observatorio de radioastronomía debería estar sincronizado con la hora global (UTC), la cual tiene una escala de tiempo no uniforme basada en la rotación de la Tierra (Lorimer y Kramer 2005).

Para este módulo de trabajo, se presentará un programa de análisis de datos que permitirá obtener el período de una señal periódica (creada como una simulación de datos), sin importar

que la intensidad de esta varíe. Para esto se trabajó en el lenguaje Python, a través del programa Python Spyder por la facilidad de su sintaxis y además por contar con una licencia de código abierto. Se trabajará con una señal con un ruido caracterizado, se conoce la amplitud de este ruido de fondo y debe además de haber pulsaciones máximas en la señal que además deben ser periódicas. Primero se debe modelar la señal, en este caso se definen variables como: la amplitud de ruido de fondo ($\sigma=1$), el período conocido para la señal ($T=0.4123$ s) y el número de ciclos que buscamos detectar ($N=10$). Además se tiene que la función Gaussiana está modelada por:

$$f(x) = ae^{-\frac{(x-b)^2}{2c^2}} \quad (\text{XV.3})$$

En donde los parámetros a, b, c son elegidos según el caso de estudio. Para esta simulación: a es la amplitud del pulso, que en este caso se definirá como un valor aleatorio entre 2 mJy y 10 mJy. b es el tiempo de llegada del pulso (s), c es el ancho de pulso, que se definió como medio segundo. Teniendo estos parámetros y conociendo el período que deseamos para la señal se puede integrar una señal periódica por medio de un ciclo y dos secciones de este. La primera sección se refiere al estado normal de la detección, que estará oscilando entre valores de $-\sigma$ y σ que es el ruido de fondo. La segunda porción se refiere a la función Gaussiana. En ambas secciones se aprovecha el función uniform del módulo random de python. Esto permite simular una curva que no es suave, ya que la señal tendrá fluctuaciones de un valor conocido.

Figura XV.5: Código escrito en Python que genera la simulación de la señal para poder luego hacer un estudio del período de detección de la misma.

```
while N<=H:
    a = random.uniform(2,10) #amplitud del pulso
    while t<=T-2:
        Lista.append(random.uniform(0,sigma))
        t1.append(t/n)
        t = t+k

    h=0
    while t<=2*(T*N):
        Lista.append(random.uniform(a*sigma*(exp(-(h-mu)**2)/(2*c**2))), (exp(-(h-mu)**2)/(2*c**2))*a*sigma+1))
        t1.append(t/n)
        t = t+k
        h = h+k

    N = N+1
```

Fijando el ciclo universal con $N=1$ se obtiene el primer período de pulsación, que tiene la forma:
Ahora, para obtener diez segundos de observación basta con fijar $N= 10$, lo cual da como resultado:

3. Análisis de señal.

a. Periodograma. La estrategia para el análisis de la señal anteriormente creada, es definir una función que detecte máximos que estén por encima del ruido de fondo (σ). En este caso

Figura XV.6: Simulación de señal periódica con comportamiento Gaussiano, en la anterior figura se muestra la toma de datos equivalente a un período de pulso siendo la amplitud del ruido de fondo de 1 mJy y la intensidad de la detección un valor aleatorio entre 2 y 10 mJy.

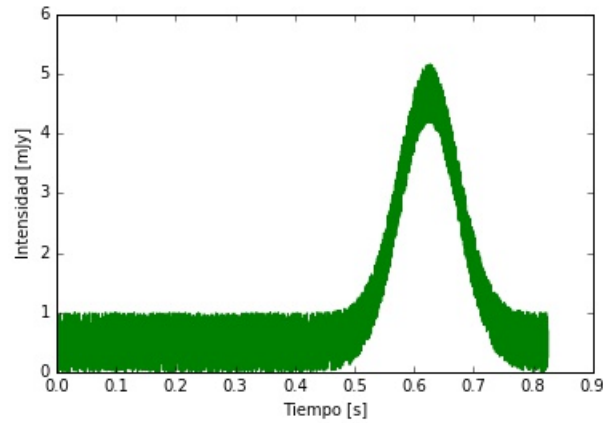
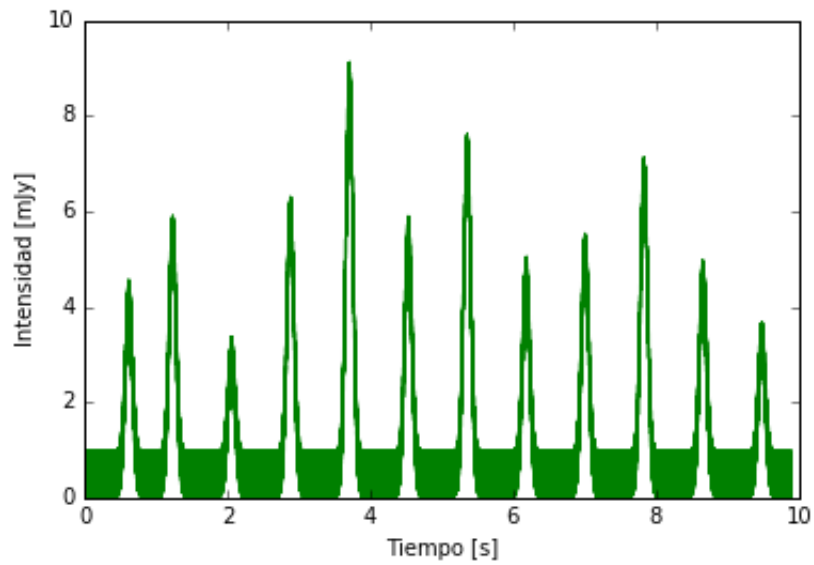


Figura XV.7: Simulación de una señal periódica durante diez segundos de detección siendo la amplitud del ruido de fondo de 1 mJy y la intensidad de la detección un valor aleatorio entre 2 y 10 mJy.



tenemos una señal con valores aleatorios entre cero y uno pero con un punto máximo cada 0.4123 segundos¹. La función definida debe hacer pruebas en todos los elementos que genera la señal para determinar cuál es el mayor. Para esto, se aprovecha que una lista puede trabajarse como un array y así hacer pruebas de los puntos de la distribución.

Definiremos la función *pico* que pasará por cada elemento del array, obtendrá los puntos que son mayores a sus vecindades comparando con un mínimo y máximo que comienzan siendo $-\infty$ y ∞ respectivamente. Al obtener uno de estos puntos (que tiene una vecindad con intensidad menor a sí misma) comenzará con la búsqueda de máximo como *True*, o sea que está testeando cada punto para analizar si es máximo por medio de una prueba de intensidad. Ahora si en efecto son puntos máximos guardará ese punto en un array de dos coordenadas (intensidad, tiempo). De lo contrario, sabrá que este punto es un mínimo y no lo guardará.

Luego, se llama a la función y se grafica tanto la señal como los puntos de dispersión. Por último, se hace análisis estadístico con la primera columna del array de máximos, obteniendo así el período medio, su mediana y la desviación estándar del conjunto de datos.

¹Ver sección de simulación de señal

Figura XV.8: Código que muestra la secuencia lógica utilizada para definir la función *pico* que calcula los puntos máximos de una serie de datos.

```

31 def pico (vec, delta, x= None):
32
33     maxtab = []
34     mintab = []
35
36     if x is None:
37         x = arange(len(vec))
38
39     vec = asarray(vec)
40
41     if len(vec) != len(x):
42         sys.exit('Los vectores deben tener la misma dimension')
43
44     if not isscalar(delta):
45         sys.exit('Delta debe ser un escalar')
46
47     if delta <= 0:
48         sys.exit('Delta debe ser positivo')
49
50     mn, mx = Inf, -Inf
51     posmin, posmax = Inf, -Inf
52
53     buscarmax = True
54
55     for i in arange(len(vec)):
56         pos = vec[i]
57         if pos > mx:
58             mx = pos
59             posmax = (x[i])/100
60         if pos < mn:
61             mn = pos
62             posmin = (x[i])/100
63
64         if buscarmax:
65             if pos < mx-delta:
66                 maxtab.append((posmax, mx))
67                 mn = pos
68                 posmin = (x[i])/100
69                 buscarmax = False
70         else:
71             if pos > mn+delta:
72                 mx = pos
73                 posmax = (x[i])/100
74                 buscarmax = True
75
76     return array(maxtab)
77

```

Figura XV.9: Líneas de código que muestran la secuencia lógica necesaria para obtener las coordenadas máximas de cada pulso y las gráficas tanto de estos puntos como de la serie de tiempo.

```

102 if __name__=="__main__":
103     from matplotlib.pyplot import plot, scatter
104
105     maxtab = pico(Lista,2)
106     fig = plt.figure()
107     plot(t1, Lista, color = 'g')
108     #gráfica de un solo ciclo
109     #plt.xlabel('Tiempo [s]')
110     #plt.ylabel('Intensidad [mJy]')
111     #fig.savefig('test.jpg')
112     #show()
113
114
115     #Para la grafica de N picos
116
117     #plt.xlabel('Tiempo [s]')
118     #plt.ylabel('Intensidad [mJy]')
119     #fig.savefig('senal')
120     #show()
121
122     #Para la gráfica con el análisis de scattering
123
124     scatter(array(maxtab)[: ,0], array(maxtab)[: ,1], color='blue')
125     plt.xlabel('Tiempo [s]')
126     plt.ylabel('Intensidad [mJy]')
127     fig.savefig('analisis')
128     show()
129     print(array(maxtab)[: ,0])
130

```

Figura XV.10: Línea de código que lleva a cabo el análisis estadístico para determinar la media del período, su mediana y su desviación estándar.

```

134 D = np.array(maxtab[: ,0])
135 #print (D)
136
137
138 Dif = np.diff(D)
139 #print (Dif)
140 Promedio = np.mean(Dif)
141 Mediana = np.median(Dif)
142 Desviacion = np.std(Dif)
143
144
145
146 print (Promedio, Mediana, Desviacion)
147
148 #plt.plot(t1,Lista)
149 #plt.show()

```

Sabemos además que el período real es de 0.413 segundos, lo cual permite obtener el porcentaje de error en la medición obtenida por el script creado. Esto promedio de la ecuación:

$$\%error = \left| \frac{P_{teorico} - P_{exp}}{P_{teorico}} \right| \quad (XV.4)$$

b. Transformada rápida de Fourier. La Transformada Rápida de Fourier (FFT) es una herramienta computacional muy útil para determinar la frecuencia a la que oscila una fuente con comportamiento periódico. Por esta razón se realizó una segunda parte en el código que permite calcular el período sin necesidad de hacer un análisis temporal entre pulsos. Una transformada rápida operará cada uno de los puntos de la serie y obtendrá un diagrama de frecuencia donde la frecuencia a la que oscilará el sistema es la que representa mayor intensidad en el sistema. Esto puede realizarse por medio del módulo de *scipy*, con la función *fft* para convertir la intensidad y con *fftfreq* para convertir las coordenadas temporales en frecuencia.

Figura XV.11: Código que muestra la secuencia lógica usada para obtener el período por medio de la TTF.

```

156 Y = fft(Lista) / len(t1) # Normalizada
157
158 frq = fftfreq(len(t1),k) #Ciclo por segundo (100 ciclos por segundo en el caso de e
159
160 Periodo = 1/(100*frq[2])
161 print (Periodo)
162
163 plt.ylim(-1, 2)
164 plt.xlim(-1,1)
165 plt.plot(frq,np.real(Y))

```

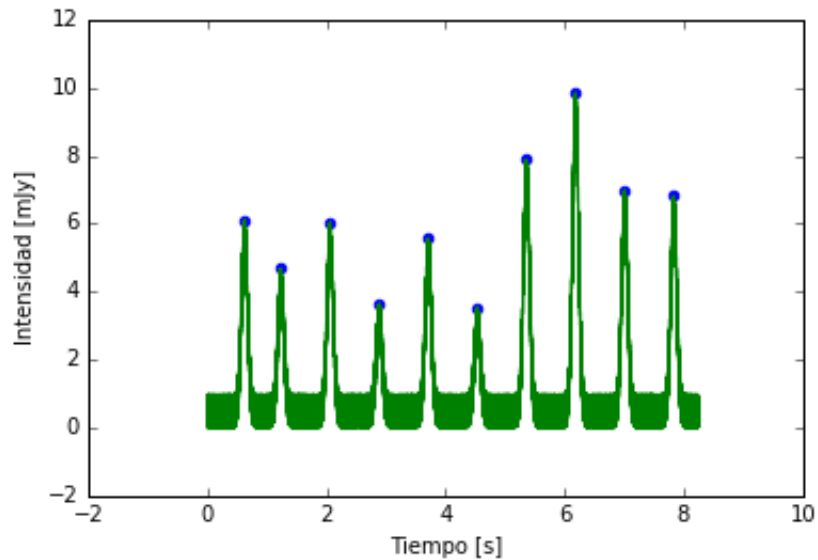
Es importante tomar en cuenta que la función de transformada definida por Python tendrá un máximo en la frecuencia 0, que no es el máximo que estamos buscando. Por lo tanto la frecuencia de oscilación de nuestro sistema será la segunda mayor intensidad dentro del arreglo Y, por esto le pedimos al programa que regrese la segunda mayor frecuencia.

B. Resultados y Discusión

Cuadro XV.1: Determinación del período de una fuente pulsante utilizando el método de periodograma y conociendo que el período teórico de la fuente es de 0.4123 segundos. La observación se realizó durante diez segundos.

Prueba	Período [s]	Mediana [s]	Desviación estándar [s]	Porcentaje de error [%]
1	0.400	0.412	0.034	2.9832
2	0.400	0.411	0.034	2.9832
3	0.401	0.412	0.033	2.7407
4	0.401	0.412	0.034	2.7407
5	0.401	0.412	0.034	2.7407
6	0.400	0.412	0.033	2.9832
7	0.400	0.412	0.033	2.9832
8	0.400	0.412	0.034	2.9832
9	0.400	0.411	0.033	2.9832
10	0.400	0.412	0.033	2.9832

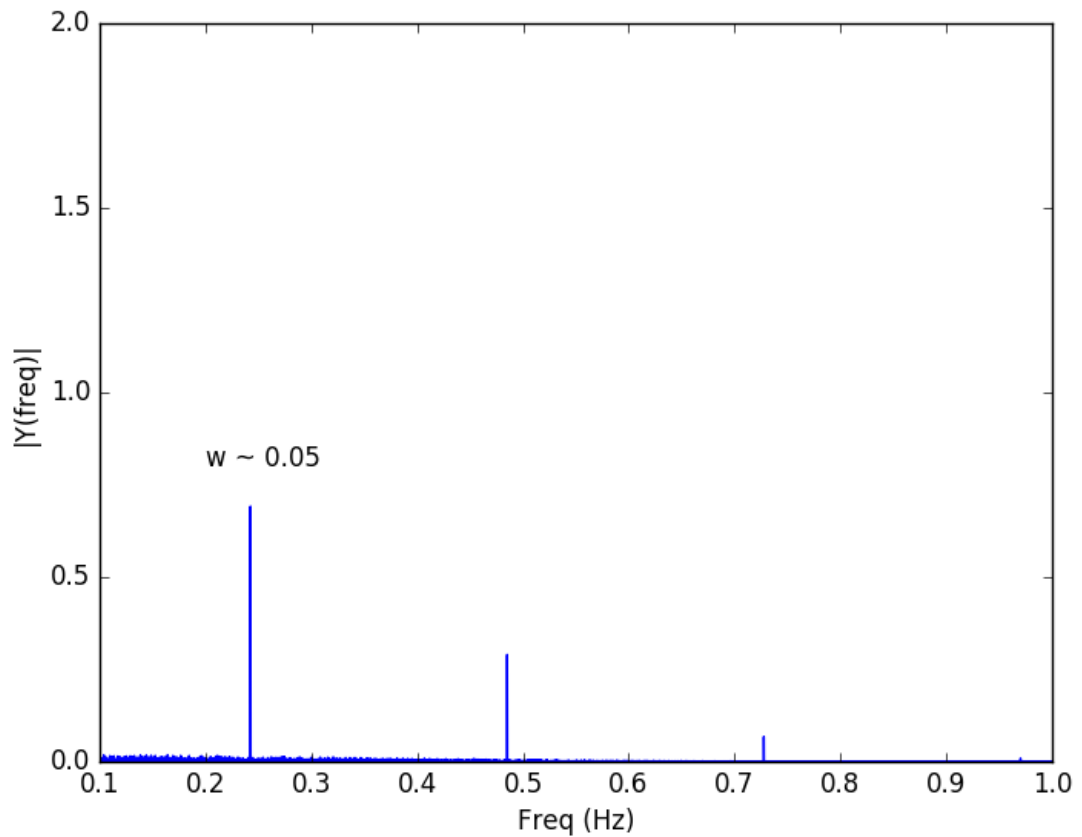
Figura XV.12: Periodograma resultante del análisis de máximo punto de intensidad para la obtención del período de pulso de una simulación de señal. Los puntos azules representan la coordenada máxima de cada pulso.



Cuadro XV.2: Análisis estadístico del período de pulso, aumentando por un factor de diez la duración de la toma de datos, comenzando con diez segundos.

N	Período [s]	Mediana [s]	Desviación estándar [s]	Porcentaje de error [%]
10	0.4001	0.4122	0.0325	2.981
100	0.4014	0.4123	0.0324	2.740
1000	0.4113	0.4121	0.0134	0.315
10000	0.4122	0.4123	0.0043	0.024
100000	0.4123	0.4123	0.0022	0.000

Figura XV.13: Espectro de potencias de la frecuencia resultante del análisis de la transformada de Fourier realizada en un espacio de intensidad versus frecuencia. El segundo pico corresponde a la frecuencia de oscilación más probable de la serie de datos simulada.



Cuadro XV.3: Determinación del período de una fuente pulsante utilizando la Transformada Rápida de Fourier y conociendo que el período teórico de la fuente es de 0.4123 segundos. La observación se realizó durante diez segundos.

Prueba	Período [s]	Porcentaje de error [%]
1	0.4123	0
2	0.4123	0
3	0.4123	0
4	0.4123	0
5	0.4123	0
6	0.4123	0
7	0.4123	0
8	0.4123	0
9	0.4123	0
10	0.4123	0

El objetivo principal de este módulo de trabajo es poder realizar el análisis de una señal procesada que tiene pulsos periódicos. Como primer alcance el software de datos debió calcular el período de pulso de una simulación de señal. En un futuro se espera poder tener la señal obtenida del radiotelescopio por medio de la observación de los cuatro pulsares dentro del rango de sensibilidad de la antena que esté en proceso de construcción. Esto permitirá el cumplimiento de los objetivos específicos. Por el momento, este módulo se concentró en la realización de la herramienta que facilitará la detección de puntos máximos en una señal cualquiera. Ya que la secuencia lógica del programa es analizar cada punto de la señal generada, la forma que esta tenga no afecta el análisis. Para el caso de un pulsar sabemos que la señal no será suave y posiblemente tampoco continúa esto debido a la dispersión de la señal en el espacio e incluso el ruido de fondo del receptor. Por lo tanto fue necesario asegurar que el análisis funcionara, sino que funcionara con una señal muy parecida a la que esperamos detectar.

Para comenzar, la señal fue producida con un período de 0.4123 segundos. Debido a que parte fundamental de crear una señal discontinua es utilizar un valor aleatorio entre un rango, la preocupación inicial fue si el máximo realmente se iba a encontrar en donde esperábamos. Debido a los aleatorios, este máximo fluctúa y fue necesario determinar si esto tenía influencia en el promedio final del período. Por esto se realizaron hasta 100000 segundos de observación, para determinar si la media se alejaba o acercaba al valor conocido del período mientras mayor fuera la recolección de datos. Se determinó (Cuadro XV.3) que a mayor detecciones (mayor número de pulsos) la media para el período convergerá a el valor teórico. Se puede observar además que a medida que aumentan las repeticiones la desviación estándar de los datos también se reduce, esto quiere decir que todos los intervalos entre pico y pico van a ser mucho más parecidos a diez. Lo cual es un buen resultado, ya que significa que el programa no está teniendo fluctuaciones en el algoritmo de análisis.

Para analizar la exactitud de los resultados obtenidos, basta con evaluar la desviación estándar.

Ya que esto nos proveerá el rango de valores posibles de la media tomando en cuenta el error del análisis estadístico y de la dispersión de datos. Si se observa con detenimiento, al evaluar una desviación estándar en cualquiera de los valores de media (Cuadro 1 y 2) entre el rango siempre está el valor teórico (0.4123 segundos). Por lo tanto se puede decir que el análisis es exacto ya que sin importar la prueba que sea la media siempre es un valor posible aún tomando en cuenta el error del software. Es posible que este error se vea en aumento en el momento de utilizar datos de tiempo real, ya que la señal se verá interrumpida por muchos factores, desde la temperatura del cielo hasta el proceso de filtrado de banda entre otros.

La importancia de este módulo recae en crear un programa que no agregara a estos errores sistemáticos ya que estos no pueden ser corregidos. El software en cambio sí es posible corregirlo y hacerlo mejor, ahora sabiendo que es exacto y preciso se cumplió este objetivo. De los objetivos específicos solo el primero fue alcanzado con este módulo, se espera que en trabajos a futuro se pueda obtener datos en tiempo real haciendo uso de la antena y este software sea implementado para su análisis. Luego se podrá comparar los resultados obtenidos con el período teórico obtenido del ANTF, aunque por ahora podríamos incluso predecir que este error será aceptable ya que el programa es exacto.

Por otro lado, se utilizó un segundo método para obtener el período de la misma simulación de datos. En este caso se realizó una transformada rápida de Fourier para así determinar la frecuencia de esta serie periódica para luego obtener el período sabiendo que ambos son inversamente proporcionales. Como muestra el Cuadro 3, todas las pruebas utilizando esta técnica tuvieron un 0.0% de error, en cada prueba el período calculado fue exactamente el período teórico. Esto era predecible ya que los datos fueron generados de manera homogénea. Sin embargo en la realidad los datos sufren sesgos observacionales y el porcentaje de error aumenta. Una gran ventaja de este método es que es sumamente exacto ya que este algoritmo hace una interpolación de los datos y por esta razón obtiene la frecuencia exactamente.

Por otro lado, una gran limitante es que la señal debe ser consistente. Esto quiere decir que si en alguna rotación no hay detección de pulso o el ruido del receptor hace que este no sea detectado el método fallará ya que el fundamento teórico de este es que es una propiedad del comportamiento periódico. Ambos métodos fueron exitosos, por un lado tenemos la transformada de Fourier que tiene un 100% de éxito, pero que puede fallar en algunos casos (que son los casos que esperaríamos tener) y por otro el análisis del esparcimiento temporal el cual tiene un factor mayor de error pero funciona para cualquier tipo de señal. Así que el uso de uno o de otro dependerá de la medición en sí y del criterio del analista.

Es importante además hacer una observación de larga duración para evitar la confusión entre un Rotating Radio Transient (RRAT) y un púlsar. Los primeros objetos solo podrían ser visibles por pocos milisegundos, en total un segundo al día y estas fuentes no pueden ser analizadas con el

método de Fourier. Ya que no serán periódicas aunque su intensidad de pulso se asemeje a la de un púlsar. Por lo tanto, será necesario comprobar con ambos métodos que el período concuerde, si no lo hace puede ser un claro indicio de que no se trata de un púlsar sino algún tipo de RRAT.

La importancia de obtener el período y señal de un púlsar es que todas las propiedades del mismo pueden ser obtenidas a partir de saber únicamente el período. Al conocer el ancho de pulso se puede determinar la cota del campo magnético y el ancho del cono de luz. Se pueden obtener sus propiedades físicas, como su masa y un análisis durante varios años puede darnos la tasa de frenado. En este caso, habiendo comprobado que nuestro púlsar tiene un período de 0.4123s podemos estimar la región dentro del diagrama PPdot en la que se encontrará. Podemos estimar que la cota de campo magnético para nuestros púlsares está entre 10^{11} G y 10^{13} G (siendo el púlsar del Cangrejo el único de los púlsares a observar que se encuentra sobre estas cotas). Nuestro púlsar simulado se encontraría entonces en la región del diagrama PPdot en donde se encuentran la mayoría de púlsares binarios, con una edad entre 1 Myr y 100 Myr. Se observaría a largo plazo una variación en el período observado ya que además en esta región se encuentran púlsares que por su edad han disminuido su velocidad angular. A medida que su cota de campo magnético siga decreciendo se irán acercándose al cementerio de púlsares.

XVI. Conclusiones

A. Módulo de diseño y caracterización de una antena parabólica

- De la investigación teórica del sistema se concluye que para aplicaciones de radioastronomía se requiere una antena que tenga alta directividad y ganancia, es por eso que se utilizó un reflector parabólico.
- Para la simulación por software se notó que el software CST Studio entrega más información que el software Feko Studio y tiene una interfaz de usuario mucho más completa. Por lo que se concluye que para el diseño y simulación de este tipo de antenas es mejor usar CST Studio y de manera opcional algún complemento como Antenna Magus que es un software de la misma empresa y está optimizado para el el diseño de antenas.
- Utilizando un reflector parabólico de 4.5 metros de diámetro y una antena dipolo de media onda se obtuvo una ganancia teórica de 20.9 dB para la frecuencia central de 407.5 MHz.
- Es importante el uso de una amplificador de bajo ruido (LNA) colocado después de la antena para aumentar la ganancia del sistema y lograr detectar las señales deseadas.
- Para que la antena dipolo de media onda tenga la frecuencia de resonancia deseada (407.5 MHz) es necesario tomar en consideración el acople de impedancias en el diseño teórico es por eso que la longitud de los brazos de la antena se redujo a $0.95L$ donde L era la longitud teórica original.
- El ángulo de apertura teórico del sistema diseñado es de 24 grados y se presentan varios lóbulos laterales superiores a los 5 dB debido a que la antena de media onda tiene un patrón de radiación omnidireccional.

B. Módulo de diseño y montura de la antena

- Se realizó un diseño de base para la antena con movimiento altacimutal.
- Se logró diseñar y reconstituir una montura que soporte una parábola con una masa de 355kg y un radio aproximado de 4.9m.
- Se diseñó una montura para el Radiotelescopio que mitiga vibraciones causadas por el sismo y viento.

- Se logró un factor de seguridad mínimo de 1.45 y máximo de 15 para el diseño de la parábola y montura del Radiotelescopio.
- Se logró obtener una placa para el anclaje que cumple los criterios de diseño estructural con dimensiones de 6" * 6" y 1/4 de espesor, teniendo un factor de seguridad de 3.
- Se logró construir un pétalo de la antena basados en el diseño que si cumple los parámetros dados por el Módulo de Diseño y Caracterización de una Antena.
- El edificio J de la UVG necesita un pararrayos para tener una mejor protección.
- El costo total de la construcción de la antena es de Q15,418.60.

C. Módulo de análisis de la señal de una antena astronómica

- El ruido Gaussiano siempre estará presente en todas las señales del espectro electromagnético.
- Una simulación de Ruido Gaussiano consiste en una serie de números pseudo aleatorios que presenten una distribución Gaussiana.
- La herramienta de software MATLAB es muy versátil y presenta una gran capacidad para implementar algoritmos de filtrado de señales discretas.
- Prolongar nuestro tiempo de observación nos brinda una mejor representación de la señal a estudiar.
- El filtro FIR diseñado por ventanas de Hamming logra rechazar frecuencias no deseadas además de brindar resultados satisfactorios en el dominio del tiempo.
- El filtro IIR diseñado por Butterworth logra rechazar frecuencias no deseadas pero su comportamiento no lineal en la fase brinda resultados no deseados en el dominio del tiempo.

D. Módulo de observación y caracterización del espectro electromagnético del Sol a 405MHz

- A pesar de tener limitaciones en el uso del equipo esperado de la fase experimental del proyecto se lograron hacer varias observaciones del Sol a una frecuencia de $\sim 405\text{MHz}$.
- Se evidencia de que el equipo utilizado estaba capturando el Sol como planeado en la Figura XIV.6, en donde se ve claramente que la potencia del Sol domina la recibida por el equipo. Dicho lo anterior se lograron los primeros tres objetivos específicos del proyecto.
- Se logró el cuarto objetivo específico, generar distribuciones de potencia recibida contra frecuencia y tiempo para observaciones Solares.

- De las observaciones presentadas el evento más claro se vé en la Figura XIV.7, en donde se capturó casualmente un evento bien definido y potente proveniente del Sol.
- No se obtuvo un desfase consistente entre las observaciones, sin embargo este se espera variar dada la naturaleza del evento Solar observado, cuadro XIV.6.
- El quinto objetivo específico del proyecto se logró ya que se capturaron eventos que son consistentes con la observación de llamaradas Solares. Se observaron los mismos como aumentos temporales en la potencia recibida con duración de ~ 10 minutos.
- El sexto objetivo específico del proyecto se logró ya que los eventos capturados se verificaron con datos de un observatorio consolidado como es el GOES y se observó una correspondencia fuerte con los mismos en el caso de los eventos de larga duración.
- Se logró el análisis de un tránsito Solar, lo que proporciona evidencia de la viabilidad de la metodología propuesta.
- Se logró el objetivo general del módulo, haciendo la salvedad de que no se observó toda la banda propuesta por limitaciones de equipo.

E. Módulo de interpretación de la señal a 410 MHz de los púlsares PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10 y PSR B0950+08

- Se determinó que con los parámetros propuestos para la antena se podrán observar los púlsares: PSR B2016+28, PSR B0531+21, PSR B1929+10, PSR B0950+08 y PSR B1133+16 ya que su media de densidad de flujo está por debajo de la curva de detectabilidad de la antena. Estos púlsares son visibles en el Zenit asumiendo que la antena no puede moverse.
- Se realizó un programa que permite realizar tanto la simulación como el análisis de datos de una señal, con el objetivo de poder determinar propiedades de la fuente que emite la señal.
- Se realizaron pruebas con el programa utilizando como ventana de observación de 10, 100, 1000 y 10000 segundos, determinando que a medida que más datos de observación hay mayor será la precisión del programa.
- Una de las mayores ventajas del programa creado es que encontrará picos en cualquier tipo de serie de datos, ya que el análisis es por comparación de la serie de datos y no por el comportamiento de función.
- El programa realizado evaluó correctamente los límites inferiores y superiores ($\pm\sigma$), entre el intervalo está el valor teórico de período. Esto sucede para todas las pruebas realizadas y esto no depende tampoco del valor del período, el programa es consistente aún trabajando con decimales.

- Realizar una transformada de Fourier permite obtener el período de rotación de un púlsar de forma más precisa, aún así este únicamente puede utilizarse cuando la señal detectada es consistente y en cada rotación se detectan pulsos. De lo contrario la transformada de Fourier no es un buen método para obtener el período.

XVII. Recomendaciones

Se espera que el proyecto sea continuado y mejorado por grupos que retomen el trabajo que los participantes de esta entrega dejan realizado. Como principal objetivo de esta futura segunda fase del proyecto se debe tener la finalización de la antena parabólica de 5 metros de diámetro cuya construcción no se logró terminar en el tiempo establecido. Contar con esta antena mejoraría en gran manera la calidad de las observaciones Solares posibles con el equipo en forma de una mejor ganancia y directividad.

En cuanto a la construcción y diseño de la antena radioastronómica se recomienda realizar la manufactura por medio de una máquina de control numérico, este proceso hace que la construcción de la antena sea más precisa. También se recomienda no ser tan conservadores en el diseño ya que esto puede ayudar a ser más realistas los datos y no sobredimensionados ya que un factor de seguridad de 15 es muy alto y un factor de seguridad de 1.5 es aceptable para criterios de diseño de estructuras.

Es importante considerar las propiedades del canal en el que las señales se transmiten. En nuestro caso, sería interesante realizar una simulación con el propósito de analizar la distorsión debido a un canal que busque representar las condiciones tanto del espacio exterior como de la atmósfera terrestre con el objetivo de colocar un canal seguido de otro e intentar simular los efectos que tiene el cambio que experimentan las señales electromagnéticas debido a la variación de las características del ambiente en el que se mueven. Debido a que este tipo de estudios de canales es muy común en el área de las telecomunicaciones. También se podría considerar realizar un arreglo en cascada de filtros FIR con el propósito de poder aumentar su número de orden. Con esto se lograría que la zona de transición sea más agresiva y se obtenga como resultado un filtro más cercano al filtro ideal.

Se debe de evaluar el utilizar un filtro LMS que puede ser también implementado por medio del lenguaje de programación de MATLAB para la eliminación de ruido e identificación de sistemas. Este filtro es considerado como un filtro adaptativo de cancelación de ruido. Por esta razón este filtro puede ser de gran ayuda al momento de definir una determinada señal "deseada." "esperada" por parte de los investigadores que utilicen el radiotelescopio. Además se debe de considerar el utilizar un filtro Savitzky-Golay para el suavizado de la señal en el dominio del tiempo posiblemente sustituyendo al MA implementado en esta fase. Con la posibilidad de utilizar la salida del filtro Savitzky-Golay como señal de referencia para el filtro LMS.

Se recomienda no omitir el uso de un LNA en un sistema de este tipo, debido a que como se ha

mencionado a lo largo de este documento las señales con las que estamos tratando son muy débiles (en el orden de $10^{-26} \text{ W/m}^2\text{Hz}$) y si se omite el uso de un LNA será muy difícil poder distinguir entre las señales captadas y ruido presente en el ambiente o el ruido introducido por los equipos electrónicos utilizados.

Se recomienda tomar en cuenta en el diseño teórico el acople de impedancias debido a que como se detalla en el módulo de caracterización de la antena de este documento para lograr irradiar la mayor cantidad de energía la impedancia de la antena debe ser la misma que la del medio de transmisión.

Si se van a hacer pruebas experimentales se recomienda trabajar a la frecuencia para la cual está diseñada la antena debido a que si trabajamos a otras frecuencias los resultados de parámetros como la ganancia cambiarán notablemente.

Con respecto al almacenamiento de datos, como hemos podido observar en este trabajo un mayor tiempo de observación nos brinda una señal más representativa del astro que se este estudiando. Por esta razón se puede analizar la posibilidad de utilizar algoritmos de codificación para reducir el espacio necesario de almacenamiento permitiendo incrementar los tiempos de observación sin sacrificar mucho espacio de memoria. Para la simulación de señales se debe considerar la posibilidad de utilizar representaciones más cercanas a las señales que pueden obtenerse de la antena astronómica como por ejemplo el pulso Gaussiano o el pulso Lorentziano.

Implementar las tarjetas digitalizadora y de captura de datos de Texas Instruments con las que ya se cuenta también provea una vía para mejorar la captura de datos del Sol. La mayor frecuencia de muestreo de ese equipo, $> 1\text{GHz}$ a comparación de 96kHz , permitiría la observación de un mayor ancho de banda. Esto permitirá hacer observaciones en la banda completa de 405-410 MHz originalmente planteada en este proyecto.

Como otra vía para mejorar la utilidad del radiotelescopio se propone la construcción de un sistema de seguimiento en forma de una montura automatizada. Para observaciones como tránsitos una antena fija es viable, mientras que el seguimiento permitiría una observación prolongada sin fluctuaciones grandes en la ganancia de la antena debido al cambio en su área efectiva.

Realizar más mediciones a manera de corroborar lo observado en las realizadas aquí también se propone como trabajo a futuro. Observaciones de mayor duración también serían de utilidad para esclarecer el comportamiento del Sol a escalas de tiempo mayores, de días e inclusive años, como sería necesario para observar variaciones en la "s-component". Con el equipo aquí utilizado también es posible realizar observaciones en otras bandas, cercanas a 407 MHz, lo que también puede proveer más datos para futuro análisis y determinar el espectro del Sol en una banda más ancha.

Se puede considerar la implementar un elemento activo de la antena capaz de medir la radiación con dos polarizaciones perpendiculares. Un dipolo mide la radiación cuyo campo eléctrico se

encuentra en dirección paralela al mismo. Una solución, como dipolos perpendiculares, permitirían determinar la polarización de la radiación recibida y así delimitar el tipo de procesos que la producen. Como trabajo a futuro se plantea el cambio del dipolo de media onda por una antena cuerno piramidal para obtener mayor directividad y ganancia.

En cuanto al análisis de señales de púlsares, con la finalidad de poder realizar un análisis estadístico, es necesario que al realizar una observación con el equipo se asegure que hayan al menos tres detecciones de pulso de lo contrario datos como la dispersión o la mediana no tienen finalidad. Además, se comprobó que a mayor tiempo de observación mayor será la precisión de los periodogramas. La observación de cada pulsar debe realizarse por una hora en tres diferentes días, para poder cubrir los seis púlsares en aproximadamente nueve días, esto con el fin de poder hacer un análisis estadístico. Mientras mayor sea la cantidad de datos recopilados para cada pulsar, más significativa será la muestra con la que se trabaje y se podrá concluir de manera más general sobre ciertos aspectos del pulsar, además de descartar objetos como los RRAT's.

En todas las observaciones propuestas para púlsares se asume que se realizan a una sola frecuencia. Si se logran tomar datos a diferentes frecuencias (usando 10 MHz de ancho de banda) es posible determinar la cantidad de plasma frío que existe entre nosotros y el pulsar. A partir de esto también es posible determinar la medida de dispersión (DM), es decir cuánto plasma frío existe en la línea de vista del pulsar lo que a su vez permite establecer un estimado de la distancia entre nosotros y el pulsar.

Por último se recomienda que se propongan a futuro nuevos y mejores métodos para el análisis de datos como el aquí realizado. La información contenida en las mediciones es mayor a la acá utilizada y su futuro análisis puede esclarecer de mejor forma su origen e importancia. El uso observatorios adicionales para la verificación de las mediciones también es recomendado.

XVIII. Bibliografía

- Abbot, B.P *et al.* (2016). Observation of Gravitational Waves from a Binary Black Hole Merger. American Physical Society. Phys. Rev. Lett. 116:16.
- ALi Express, *Agilent E5071C ENA Series analizador de redes 4 port 100 kHz - 8.5 GHz 019 1E5 485* en <https://es.aliexpress.com/item/Agilent-E5071C-ENA-Series-Network-Analyzer-4-port-100kHz-8-5GHz-019-1E5-485/1532587788.html> [25/08/2016]
- alibaba.com, *14 KHz-1 GHz cámara anecoica con absorbedor de más de 120dB* en <https://spanish.alibaba.com/product-detail/14khz-1ghz-more-than-120db-anechoic-chamber-with-absorber-60485313192.html> [25/08/2016]
- ALLTEST instruments, *Diamond Engineering DAMS6000 DAMs 6000 Antenna Measurement System* en <http://www.alltest.net/Diamond-Engineering-DAMS6000-DAMS-6000> [25/08/2016]
- American Society of civil engineers. 2010. *Minimum Design Loads for Buildings and Other Structures*. United States. 607 págs. TH851.M56 2010 624.1?75021873?dc22.
- Anónimo. MAS TIERRA. *ABC de los sistemas de puesta a tierra y pararrayos*. <https://zonaemec.files.wordpress.com/2014/04/4.2-tierra-fc3adsica-y-apartarrayos-completo.pdf> [15/8/2016]
- Arribas Javier, *Oscilador UHF con transistor MOSFET*. en <http://users.salleurl.edu/~st06596/osciladoruhf.PDF> [19/08/2016]
- Baade W, Zwicky F (1934) On super-novae. Proc Natl Acad SciUSA 20(5):254-259.
- Balanis, Constantine.2005. *Antenna Theory*.3 ed. New Jersey: USA. págs. 1117
- Balcarcel Cuté, Mario David. 2014. *CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO EN ACERO DE RÓTULOS PUBLICITARIOS EN VOLADIZO*. http://biblioteca.usac.edu.gt/tesis/08/08_3782-C.pdf [20/4/2016]
- Becker W. y G. Contopoulos. (2012). The Spiral Structure of our Galaxy. Springer Science and Business Media. Pp 150.
- P. Beer, Fernando; E. Russell y T. Dewolf. 2007. *Mécanica de Materiales* México, D. F. 788 págs.
- Beléndez, Augusto, *La unificación electromagnética, 150 aniversario de las ecuaciones de Maxwell*. <http://metode.cat/es/Revistas/Articulo/La-unificacio-electromagnetica> [19/08/2016]

- Benz, A. O. (2009). 4.1. 1.6 Radio emission of the quiet Sun. In *Solar System* (pp. 103-115). Springer Berlin Heidelberg.
- Bevelacqua, Peter. 2005. *Antenna Basics*. <http://www.antenna-theory.com/>
- Bignami *et al.* (2003) HST and VLT observations of Pulsars and their Environments. *Nature*. 423. 725.
- Biografías y Vidas. 2004. Grote Reber. <http://www.biografiasyvidas.com/biografia/r/fotos/reber.jpg>
- Burnell, S. J. B. (2004). So few pulsars, so few females. *Science*, 304(5670), 489-489.
- Calvo Mozo, Benjamín *Coordenadas Astronómicas*. <https://carc1975.files.wordpress.com/2012/11/astrocoord.1.2012.ii.pdf> [10/4/2016]
- Casanova, Verónica. 2012. El espectro electromagnético. <http://www.astrofisicayfisica.com/2012/06/ques-el-espectro-electromagnetico.html>
- Chicano García, José Francisco, *Grandes Telescopios Ópticos*. <http://www.franciscochicano.es/sites/default/files/pdfs/telescopios-web.pdf> [10/4/2016]
- Isach Cogollos, Joan Josep *Monturas de Telescopios*. <http://rumboalastrellas.com/2015/10/04/monturas-de-telescopio/?print=pdf> [15/4/2016]
- Coimbra, Edison, *Historia del radiotelescopio* <http://www.astromia.com/historia/radiotelehistoria.htm> [19/08/2016]
- Cuesta Fernandez, Francisco Luis. 2009. *ANALISIS DEL FENOMENO DE LA CORROSION EN MATERIALES DE USO TECNICO: METALES. PROCEDIMIENTOS DE PROTECCION*. . <http://www.eduinnova.es/monografias09/Nov09/Corrosion.pdf> [25/4/2016]
- Díaz Rodríguez, Felipe. 2008. *MATERIALES Y SUS PROPIEDADES*. http://olimpia.cuautitlan2.unam.mx/pagina_ingenieria/mecanica/mat/mat_mec/m1/materiales_1.pdf [18/3/2016]
- Diamond Engineering Inc, *DAMS Antenna Measurement Studio* en <http://www.diamondeng.net/dams-software-studio> [25/08/2016]
- EcuRed. 2012. Radiotelescopio. <https://www.ecured.cu/Radiotelescopio>
- Facultad Ingeniería Industrial, Escuela Colombiana de Ingeniería. *Fresado y taladrado, protocolo*. http://www.escuelaing.edu.co/uploads/laboratorios/5128_taladro.pdf [20/8/2016]
- Figueiras, Aníbal R. (2002). *Una Panorámica de las Telecomunicaciones*. Pearson Educación, S.A. Madrid, España. 408 pp.

- Gary, Dale E. (2014). Lecture 10 (TF 11/04-07). Solar Radio Emission. PHYSICS 728, RADIO ASTRONOMY. New Jersey Institute of Technology. Retrieved July, 2016, from <https://web.njit.edu/~gary/728/Lecture10.html>
- Gold T (1968) Rotating neutron stars as the origin of the pulsating radio sources. *Nature*. 218(5143):731-732.
- P. Gómez; E. Gonzáles.2012. *Las ecuaciones de Maxwell*. España. 142 págs.
- Grißmeier, J. M., Motschmann, U., Mann, G., & Rucker, H. O. (2005). The influence of stellar wind conditions on the detectability of planetary radio emissions. *Astronomy & Astrophysics*, 437(2), 717-726.
- Griffiths, D.J (2000). Introduction to Electrodynamics. Tercera edición. Prentice Hall. EEUU. Pp 352.
- Griffiths, David.2012. *Introduction to Electrodynamics*.4 ed. USA:Addison-Wesley. págs. 576
- Helmholtz Association of German Research Centres. 2011. World Record: The strongest magnetic fields created. En: <http://phys.org/news/2011-06-world-strongest-magnetic-fields.html> [19/4/2016]
- Hernández López, David. 2012. *Astronomía de Posición I*. 5ta. 35 págs.
- Hernández, Gloria M. y V. González Pozo. (2003). Sistemas de Comunicaciones electrónicas. Pearson Educación. México. 948 pp.
- Hewish, A., Bell, S. J., Pilkington, J. D. H., Scott, P. F., y Collins, R. A. (1968). Observation of a rapidly pulsating radio source. *Nature*, 217(5130), 709-713.
- Hibbler, Russell. 1997. *Análisis Estructural*. 3ra. ed. México, D. F. 730 págs.
- Horwitz, Henry. 2013. *SOLDADURA APLICACIONES Y PRÁCTICA* 4ta. ed. México, Guanajuato. 786 págs.
- <http://www.radioastronomysupplies.com>, *LNAs*, *FILTERS*, *COOLING* en <http://www.radioastronomysupplies.com/store/> [25/08/2016]
- Hulse, R. A., and Taylor, J. H. (1975). Discovery of a pulsar in a binary system. *ApJ*, 195, L51
- Júregui Cantón, Eduardo. (2014). Recepción y distribución de señales de radiodifusión. ELES0108. IC Editorial. Málaga, España. 318 pp.
- Jodrell Bank Astronomy. (2009). *Frontiers of Modern Astronomy*.

- Kellermann, Kenneth I. (2016) Radio telescope. Encyclopaedia Britannica. <https://www.britannica.com/science/radio-telescope/Important-radio-telescopes>.
- Kramer, M. (2003) Millisecond Pulsars as Tools of Fundamental Physics. Universidad de Manchester, Springer Lecture Notes in Physics. UK.
- Kraus, John; R. Marhefka. 2005. *Antennas for all applications*. 9 ed. Nueva Delhi: Prentice Hall. págs. 938
- Krüger, A. (1979). Introduction to Solar radio astronomy and radio physics. Dordrecht: D. Reidel Pub.
- Lorimer, D y Kramer, M. (2005) Handbook of Pulsar Astronomy. Cambridge University Press. U.K. 301 pp.
- Lorimer, D.R (2005). Binary and Millisecond Pulsars”, Living Rev. Relativity 8, 7. En: <http://www.livingreviews.org/lrr-2005-7> [3/1/2016]
- Lyne, Andrew y Francis Graham-Smith. (2012). Pulsar Astronomy. Cuarta edición. Cambridge University Press. Reino Unido. 345 pp.
- Lyons, Richard G. (2011). Understanding digital signal processing. Pearson Education. United States of America. 954 pp.
- NOAA (2016) GOES Space Weather, GOES X-ray Sensor, g15_xrs_2s.20161206.20161206
- NOAA (2016) GOES Space Weather, GOES X-ray Sensor, g15_xrs_2s.20161214.20161214
- Manchester, R.N (2010). Detection of Gravitational Waves using Pulsar Timing.
- Manchester, R.N. *et al.* (2012). The Parkes Pulsar Timing Array Project. Astronomical Society of Australia. IV. 4. Pp: 447-465.
- Martín González, José; Arias Pérez, Jagoba; Bidarte Peraita, Unai; Ibáñez Ereño, Pedro; Lázaro Arroategui, Jesús y Aitzol Zuluaga Izaguirre. (2006). Problemas Resueltos de Electrónica digital. Delta Publicaciones. Madrid, España. 386 pp.
- McCorman, Jack. 2010. *Análisis de Estructuras*. 4ta. ed. México, D. F. 612 págs.
- Mendoza Torres, J. Eduardo. 2013. *ELEMENTOS DE ASTRONOMÍA OBSERVACIONAL: ESFERA CELESTE*. México: Puebla. 71 págs.
- Monroy, Cristóbal. *LA SOLDADURA*. <https://tecnologiafuentenueva.wikispaces.com/file/view/Soldadura.pdf> [20/8/2016]

- Morgan, D. 2011. Pulsars. En: <http://www.britastro.org/radio/RadioSources/pulsars.html> [16/4/2016]
- National Instruments, *USRP SOFTWARE RADIO FORO*. en <https://forums.ni.com/t5/USRP-Software-Radio/USRP-2932-firmware/\newlinetd-p/2677005/page/2> [19/08/2016]
- National Radio Astronomy Observatory.2014.Welcome to Very Large Array. <http://www.vla.nrao.edu/>
- NORMAS DE SEGURIDAD ESTRUCTURAL DE EDIFICACIONES Y OBRAS DE INFRAESTRUCTURA PARA LA REPÚBLICA DE GUATEMALA. 2010. *AGIES NSE 2-10 DEMANDAS ESTRUCTURALES, CONDICIONES DE SITIO Y NIVELES DE PROTECCIÓN*. Guatemala. 72 págs.
- Oppenheimer J.R. y G.M. Volkoff (1939). On Massive Neutron Cores. *Physical Review* 55 (4): 374-381
- Pacini F. (1967). Energy Emission from a Neutron Star. *Nature*. 216(5115), 567-568
- Pallás Areny, Ramon. (1993). Adquisición y distribución de señales. Ediciones técnicas MARCOMBO, S. A. Barcelona, España. 435 pp.
- Pérez, Liliana, *Apunte: Ecuaciones de Maxwell*.<http://materias.fi.uba.ar/6203/Download/Contribuciones/Maxwell/Apunte\%20Charla\%20Maxwell.pdf> [19/08/2016]
- Ransom, S. M., & Condon, J. J. (2016). *Essential Radio Astronomy*. Charlottesville: NRAO. Retrieved March/April, 2016, from <https://science.nrao.edu/opportunities/courses/era>.
- Rao, Singiresu. 2012. *Vibraciones Mecánicas*. 5ta. ed. México. 750 págs.
- Rodríguez, Luis, *Introducción a la radioastronomía, instituto de radioastronomía UNAM* www.astro.unam.mx/\newline~luisfr/Radioastronomia.ppt [19/08/2016]
- Rubio Luis, *Antenas de bocina sobre SIW*. en <http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20140925LuisRubioMejia.pdf> [25/08/2016]
- Russell, Randy.2005. Ondas de radio. <http://www.windows2universe.org>
- Schmidt, M. (1968). Space distribution and luminosity functions of quasi-stellar radio sources. *The Astrophysical Journal*, 151, 393.
- Shivvers, I. (2013). A Map of Known Pulsars. En: <http://w.astro.berkeley.edu/~ishivvers/pulsars.html> [22/2/2016]

- Smith III, Julius O. (2007). *Introduction to Digital Filters with Audio Applications*. BookSurge Publishing. Estados Unidos de America. 460 pp.
- Smith, William; J. Hashemi. 2006. *Fundamentos de la ciencia e ingeniería de materiales*. 4ta. ed. México. 1036 págs.
- Soria Olivas, Emilio; Martínez Sober, Marcelino; Francés Villora, José y Gustavo Camps Valls. (2003). *Tratamiento Digital de Señales Problemas y ejercicios resueltos*. Pearson Educación, S. A. Madrid, España. 400 pp.
- Southworth, G. C. (1956). Early history of radio astronomy. *Sci. Monthly*, 82, 55-66.
- Suleymanova, S. A. y Shitov, Y. P. (1994) Secular variations of the integrated pulse profile of, and torque on, PSR 2217+47: Precession of the neutron star?. *Astrophysical Journal*. 422(1). p. L17-L20.
- Superintendencia de Telecomunicaciones de Guatemala, *Ley General de Telecomunicaciones*. en [http://www.palermo.edu/cele/pdf/Regulaciones/GuatemalaLeDTelecomunicaciones\(1996\).pdf](http://www.palermo.edu/cele/pdf/Regulaciones/GuatemalaLeDTelecomunicaciones(1996).pdf) [19/08/2016]
- Unión Internacional de Telecomunicaciones, *Preferred frequency bands for radio astronomical measurements*. en <http://www.itu.int/publ/R-REC/> [19/08/2016]
- Universidad Politécnica de Valencia.2008. Antenna de apertura. <http://personales.upv.es/~jlcrral/imatges/3116.jpg>
- Van de Hulst, H. C., Muller, C. A., y Oort, J. H. (1954). The spiral structure of the outer part of the galactic system derived from the hydrogen emission at 21 cm wavelength. *Bulletin of the Astronomical Institutes of the Netherlands*, 12, 117.
- Vaseghi, Saeed V. (2008). *Advanced Signal Processing and noise reduction*. Wiley, Reino Unido. 514 pp.
- Vazquez Gallardo, Sergio. (2015). *Elementos de sistemas de telecomunicaciones*. Ediciones Paraninfo, S. A. Madrid, España. 206 pp.
- Villasuso, José, *Ondas electromagnéticas*. http://teleformacion.edu.aytolacoruna.es/FISICA/document/fisicaInteractiva/Ondasbachillerato/ondasEM/ondasEleMag_indice.hm [19/08/2016]
- Weisstein, Eric W. "Statistical Correlation."From *MathWorld*—A Wolfram Web Resource. <http://mathworld.wolfram.com/StatisticalCorrelation.html>
- Weisstein, Eric W. Covariance."From *MathWorld*—A Wolfram Web Resource. <http://mathworld.wolfram.com/Covariance.html>

Weisstein, Eric W. "Discrete Fourier Transform." From MathWorld—A Wolfram Web Resource.
<http://mathworld.wolfram.com/DiscreteFourierTransform.html>

Wiederman, S. 2013. Synchrotron Radiation. Springer Media. Pp: 137

wikimedia.org. 2006. Antenna dipolo. <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Lambdaover2-antenna.jpg>

Wikimedia.org.2010.Hertz radio wave experiments. <https://upload.wikimedia.org>

Wilson, R. W. (1979). The cosmic microwave background radiation. *Reviews of Modern Physics*, 51(3), 433.

O.C. Zienkiewicz y K. Morgan. *Finite Elements and Approximation*. John Wiley. 1983.

XIX. Anexos

A. Código: Procesamiento digital de la señal

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Universidad del Valle de Guatemala
% Facultad de Ingenieria
% Carlos Daniel Sagastume Gonzalez
% Diseno y simulacion de filtros tipo IIR y FIR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all %Se limpian todas las variables
close all %se cierran todas las otras ventanas

veces = 200;% Numero de veces que se corra el programa
index = 0;
vectorBut = []; %contendra la correlacion resultado Butterworth
vectorHam = []; %contendra la correlacion resultado ventana de hamming
vectorMeM = []; %contendra la correlacion resultado media movil
for n=1:veces

    %%%%%%%%%%%
    %SEÑAL A PROCESAR
    %%%%%%%%%%%
    %
    %%%%%%%%%%%
    % Importando de formato WAV
    %%%%%%%%%%%
    %
    tiempo = 6; %Establece el tiempo de grabacion
    [xt, Fs] = audioread('NOMBRE.wav'); %Establece el nombre del archivo que contiene
    xt2 = xt(:,2); %dividimos en canales individuales
    xt = xt(:,1);
```

```

xtr = xt; %%%xtr es el arreglo que se filtra mas adelante.
t = linspace(0,tiempo,length(xt)); %vector de muestras en el tiempo
%}
%%
%%
% Generando senal de prueba
%%
%
% !!!! Descomentar esto solo para pruebas !!!!
Fs = 1e9; %Frecuencia de muestreo 1GHz
F0 = 407.5e6; %Frecuencia de la senal 400MHz
F1 = 300e6; %Frecuencia de la senal 300MHz
F2 = 340e6; %Frecuencia de la senal 340MHz
F3 = 460e6; %Frecuencia de la senal 460MHz
F4 = 160e6;
A4 = 1; %amplitud de la senal F0
A1 = 1; %amplitud de la senal F1
A2 = 2; %amplitud de la senal F2
A3 = 1; %amplitud de la senal F3
A0 = 1; %amplitud de la senal F4
phi = 0; % fase de la senal
Ts = 1/Fs; %Periodo de muestreo
T0 = 1/F0; %periodo fundamental de la funcion
puntos = 200; %puntos a evaluar (cantidad de ciclos a observar)
tf = T0*puntos; %define cuantos puntos se calcularan
t = 0:Ts:tf; %tiempo de observacion desde:paso:hasta en segundos
xt = A0*sin(2*pi*F0*t + phi)+A1*sin(2*pi*F1*t + phi)+A2*sin(2*pi*F2*t + phi)+A3*
%}
%}
%%
% Generacion de Ruido
%%
%
% !!!! Descomentar esto solo para pruebas !!!!
xtr = awgn(xt, 1, 3); %Ruido Normal
%}
%%

```

```
%Diseño Filtro Pasa Banda IIR – Butterworth
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%
```

```
fstop1 = 395e6; %frecuencia de corte 1
```

```
fpass1 = 400e6; %frecuencia de corte 2
```

```
fpass2 = 415e6; %frecuencia de corte 3
```

```
fstop2 = 420e6; %frecuencia de corte 4
```

```
Rp = 20; %Máximo Ripple en la banda de paso
```

```
Rs = 40; %mínima atenuación en la banda de rechazo
```

```
Fnyquist = Fs/2; %frecuencia de Nyquist
```

```
Ws(1)=fstop1/Fnyquist;
```

```
Wp(1)=fpass1/Fnyquist;
```

```
Wp(2)=fpass2/Fnyquist;
```

```
Ws(2)=fstop2/Fnyquist;
```

```
[nB,WnB] = buttord(Wp,Ws,Rp,Rs); %obtención de parámetros del filtro
```

```
[numB,denB]=butter(nB,WnB); %obtención de Numerador y denominador de función de
```

```
%fvtool(numB, denB)%función que permite visualizar respuestas del filtro
```

```
%}
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%Diseño Filtro Pasa Banda FIR – Ventana de Hamming
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%
```

```
Fnyquist = Fs/2; %frecuencia de nyquist
```

```
fpass1 = 400e6; %frecuencia de corte 1
```

```
fpass2 = 415e6; %frecuencia de corte 2
```

```
Rp = 1; %Máximo Ripple en la banda de paso
```

```
Rs = 60; %mínima atenuación en la banda de rechazo
```

```
Wp(1)=fpass1/Fnyquist;
```

```
Wp(2)=fpass2/Fnyquist;
```

```
n = 127; %orden del filtro
```

```
num = fir1(n, Wp); %se obtiene el numerador del filtro
```

```
den = 1; %el denominador de los filtros FIR siempre es uno
```

```
%fvtool(num, den)%función que permite visualizar respuestas del filtro
```

```
%}
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%Diseño Filtro FIR – Media Móvil (Moving Average)
```

```

%%%%%%%%%%%%%%
%
windowSize = 6;
nummem = (1/windowSize)*ones(1,windowSize); %coeficientes 0.2 con tamaño de ventana
denmem = 1; %el denominador de filtros FIR es uno
%}

%%%%%%%%%%%%%%
%Filtrado de la Señal
%%%%%%%%%%%%%%
%
ytbut = filter(numB, denB, xtr);
ytham = filter(num, den, xtr);
ytmem = filter(nummem, denmem, xtr);
%}

%%%%%%%%%%%%%%
%Correlacion de Señales
%%%%%%%%%%%%%%
%
% !!!! La correlacion solo puede ser utilizada cuando conocemos dos
% señales que querramos comparar !!!!
index = index+1;
%se comprara la señal filtrada y la esperada por la simulacion
SenalEsperada = A0*sin(2*pi*F0*t + phi);
Cbut = xcorr(ytbut, SenalEsperada, 'coeff');
MAXbut = max(Cbut);
Cham = xcorr(ytham, SenalEsperada, 'coeff');
MAXham = max(Cham);
Cmem = xcorr(ytmem, SenalEsperada, 'coeff');
MAXmem = max(Cmem);
vectorBut(index) = MAXbut;
vectorHam(index) = MAXham;
vectorMem(index) = MAXmem;
%}

```



```

print('Se al Dominio de Frecuencia', '-djpeg');
%}
%%%Grafica senal con ruido !!!! COMENTAR ESTO CUENDO NO SEAN PRUEBAS !!!!
%
%en el tiempo
figure(3); %%%%%%%%%%%
plot(t, xtr);
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud (v)');
title('Se al Dominio de Tiempo Con Ruido Gaussiano');
print('Se al Dominio de Tiempo Con Ruido Gaussiano', '-djpeg');
%en frecuencia
f = linspace(-Fs/2, Fs/2, length(xt)); %se hace una division equitativa de espacios
lf = round(length(f)/2);
fgra = f(lf:1:length(f));
xfr = fftshift(abs(fft(xtr))); %se pasa la funcion al dominio de la frecuencia
lxfr = round(length(xfr)/2);
xfrgra = xfr(lxfr:1:length(xfr));
figure(4); %%%%%%%%%%%
plot(fgra, xfrgra); %se grafica en frecuencia
title('Se al Dominio de Frecuencia Ruido Gaussiano');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Magnitud'); %|x(f)|
print('Se al Dominio de Frecuencia Ruido Gaussiano', '-djpeg');
%}
%%%Grafica Senal Filtrada IIR - Butterworth
%
%dominio del tiempo
figure(5); %%%%%%%%%%%
plot(t, ytbut);
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud (v)');
title('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por IIR - Butterworth');
print('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por IIR - Butterworth', '-djpeg');
% dominio de frecuencia
f = linspace(-Fs/2, Fs/2, length(ytbut)); %se hace una division equitativa de espacios

```

```

lf = round(length(f)/2);
fgra = f(lf:1:length(f));
yf = fftshift(abs(fft(ytbut))); %se pasa la funcion al dominio de la frecuencia
lyf = round(length(ytbut)/2);
yfgra = yf(lyf:1:length(yf));
figure %%%%%%%%%%%%%%%
plot(fgra , yfgra);
title('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por IIR - Butterworth');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Magnitud'); %|x(f)|
print('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por IIR - Butterworth', '-djpeg');
%}
%%Grafica Senal Filtrada FIR - Ventana Hamming
%
%dominio del tiempo
figure %%%%%%%%%%%%%%%
plot(t, ytham);
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud (v)');
title('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por FIR - Ventana Hamming');
print('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por FIR - Ventana Hamming', '-djpeg');
% dominio de frecuencia
f = linspace(-Fs/2, Fs/2, length(ytham)); %se hace una division equitativa de espacio
lf = round(length(f)/2);
fgra = f(lf:1:length(f));
yf = fftshift(abs(fft(ytham))); %se pasa la funcion al dominio de la frecuencia
lyf = round(length(ytham)/2);
yfgra = yf(lyf:1:length(yf));
figure %%%%%%%%%%%%%%%
plot(fgra , yfgra);
title('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por FIR - Ventana Hamming');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Magnitud'); %|x(f)|
print('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por FIR - Ventana Hamming', '-djpeg');
%}
%%Grafica Senal Filtrada FIR - Moving Average (Media Movil)

```

```

%
%dominio del tiempo
figure(1);
plot(t, ytmem);
xlabel('Tiempo (s)');
ylabel('Amplitud (v)');
title('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por FIR - Moving Average');
print('Se al Dominio de Tiempo Filtrada por FIR - Moving Average', '-djpeg');
% dominio de frecuencia
f = linspace(-Fs/2, Fs/2, length(ytmem)); %se hace una division equitativa de espacio
lf = round(length(f)/2);
fgra = f(lf+1:length(f));
yf = fftshift(abs(fft(ytmem))); %se pasa la funcion al dominio de la frecuencia
lyf = round(length(ytmem)/2);
yfgra = yf(lyf+1:length(yf));
figure(2);
plot(fgra, yfgra);
title('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por FIR - Moving Average');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Magnitud'); %|x(f)|
print('Se al Dominio de Frecuencia Filtrada por FIR - Moving Average', '-djpeg');
%}
% Exportando txt - separado por comas
%
%senal original
fileID = fopen('SenalOriginal.txt', 'w');
fprintf(fileID, '%u', xt);
fclose(fileID);
%senal filtrada por hamming
fileID = fopen('FiltradoHamming.txt', 'w');
fprintf(fileID, '%u', ytham);
fclose(fileID);
%}
% Exportando wav
%senal filtrada por hamming
ythamNORM = ytham/max(abs(ytham));

```

```

audiowrite('FiltradoHamming.wav', ythamNORM, Fs);
%Exportando archivo texto con informacion
%
tiempo = length(xtr)/Fs;
Data = {'Frecuencia de Muestreo', Fs, 'Hz'; 'Tiempo de Grabacion', tiempo, 'segundos'};
fileID = fopen('INFORMACION.txt', 'wt');
formato = '%s %f %s \n';
[nfil, ncol] = size(Data);
for fila = 1:nfil
    fprintf(fileID, formato, Data{fila, :});
end
fclose(fileID);
%}

%%%Graficas Filtro Pasa Banda IIR – Butterworth
%{
fvtool(numB, denB)%funcion que permite visualizar respuestas del filtro
%}

%%%Graficas Filtro Pasa Banda FIR – Ventana Hamming
%{
fvtool(num, den)%funcion que permite visualizar respuestas del filtro
%}

%%%Gracias Filtro FIR – Media Movil
%{
fvtool(nummem, denmem)%funcion que permite visualizar respuestas del filtro
%}

```

B. Código: Simulación y procesamiento de una serie de tiempo de ruido Gaussiano

```

# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Fri Sep 23 22:28:17 2016

@author: tonog
"""

import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
from scipy.fftpack import fft
from scipy.optimize import curve_fit

#Parametros:
#periodo de muestreo (microsegundos- 10^-6 s)
T = 0.001
#Numero de muestras
N = 10**3
#array con los tiempos
t = np.linspace(0, N*T, N)
#frecuencias a incluir en la onda simulada (MHz- 10^6 Hz)
#f = np.arange(0.405,0.411,0.001)
f = [1.]

#Funcion que simula una senal, una sinusoidal centrada en 0 con o sin ruido
#gaussiano, dadas una lista de tiempos t, una lista de frecuencias f y
# una desviacion estandar del ruido gaussiano sigma
def signal(t,f,sigma):
    n= len(t)
    #sign = np.zeros(n)
    sign = np.random.normal(0,sigma,n)
    for i in np.arange(n):
        for j in f:
            sign[i]+= np.sin(2*np.pi*t[i]*j)
    return sign

```

```

def noise(t, sigma):
    n= len(t)
    sign = np.random.normal(0,sigma,n)
    return sign

#Funcion que calcula el promedio movil de N datos
def runningMean(x, N):
    return np.convolve(x, np.ones((N,))/N, mode = 'valid')#[(N-1):]

#Funcion que grafica una transformada de fourier discreta de la lista
# 'y' con Nm muestras y periodo de muestreo Tm.
def plotFFT(y,Tm,Nm):
    yf = fft(y)
    xf = np.linspace(0.0, 1.0/(2.0*Tm), Nm/2)
    plt.plot(xf, 2.0/Nm * np.abs(yf[0:Nm/2]))

    plt.grid()
    plt.show()

#Crea un simple grafico de dos variables
def plotany(x,y,axrange, xlabel, ylabel):
    plt.figure(figsize=(10,7))
    plt.plot(x,y, 'k')
    plt.axis(axrange)
    plt.xlabel(xlabel, fontsize=16)
    plt.ylabel(ylabel, fontsize=16)
    plt.show

#Lee un archivo de texto a una lista
def readtxt(name):
    #data = [line.strip() for line in open(str(name), 'r')]
    with open(str(name)) as f:
        data = f.read().splitlines()
    listd=[]
    for i in data:
        listd.append(float(i))

```

```

    return listd

#Crea un histograma de una serie de tiempo
def plothist(x,nbins,axrange, xlabel, ylabel):
    # the histogram of the data
    plt.figure(figsize=(10,7))
    n, bins, patches = plt.hist(x, nbins, normed=1, facecolor='k', alpha=0.75)
    print n
    print bins
    plt.xlabel(xlabel, fontsize=16)
    plt.ylabel(ylabel, fontsize=16)
    plt.axis(axrange)
    plt.grid(False)
    plt.show()

#definicion de una curva gaussiana
def Gauss(x, a, x0, sigma):
    return a * np.exp(-(x - x0)**2 / (2 * sigma**2))

#Realiza un ajuste gaussiano a un histograma
def gaussfit(xbins,y):
    x = runningMean(xbins,2)
    x = np.array(x)
    y = np.array(y)
    mean = sum(x * y) / sum(y)
    sigma = np.sqrt(sum(y * (x - mean)**2) / sum(y))
    popt,pcov = curve_fit(Gauss, x, y, p0=[max(y), mean, sigma])
    return popt, x

#Grafica un histograma junto con un ajuste gaussiano
def plothistandfit(x,nbins,axrange, xlabel, ylabel,save,name):
    # the histogram of the data
    plt.figure(figsize=(10,7))
    n, bins, patches = plt.hist(x, nbins, normed=1, facecolor='k', alpha=0.75)
    # dfit es una lista con [amplitud, media, desviacion estandar]
    dfit, xfit = gaussfit(bins,n)

```

```

plt.plot(xfit , Gauss(xfit , *dfit), 'k-', label='fit')

plt.xlabel(xlabel , fontsize=16)
plt.ylabel(ylabel , fontsize=16)
plt.axis(axrange)
plt.grid(False)
if save == True:
    plt.savefig(str(name), bbox_inches='tight')
plt.show()

#escibe ruido gaussiano a un archivo de texto
def ruidotxt(name, tl):
    noisej= noise(tl,1)
    arch = open(str(name), 'w')
    for item in noisej:
        print>>arch, item
    arch.close()
'''

#Calcula una senal con frecuencias contenidas en una lista f
y = signal(t,f,2)

#Calcula un promedio movil de N datos a la vez de la senal
#y sus coordenadas temporales respectivas
t2 = runningMean(t,2001)
y2 = runningMean(y,2001)

#Crea una grafica de los primeros 10000 datos de la senal
#con y sin el promedio movil aplicado
plt.plot(t[0:10000:1],y[0:10000:1], 'r-')
plt.plot(t2[0:10000:1],y2[0:10000:1], 'b-')
plt.show()

$grafica la transformada de fourier de los datos
plotFFT(y2,T,N)

```

```

',,
#crea un archivo de texto de ruido
ruidotxt("ruidoej2.txt",t)
#recibe un archivo de ruido de un texto
y = readtxt('ruidoej2.txt')
#convierte a voltaje cuadrado, proporcional a la potencia
ysqr = [i**2 for i in y]
#calcula la media del ruido cuadrado
meanysqr = np.mean(ysqr)
#calcula el rms del ruido cuadrado
rmsysqr = np.std(ysqr)
#devuelve la razon senal a ruido
print rmsysqr/meanysqr
#normaliza la senal con su media
ysqrn= [i/meanysqr for i in ysqr]
#calcula la media movil de 50 datos
ysqrn50 = runningMean(ysqrn, 50)
t50 =runningMean(t, 50)
#calcula la media movil de 100 datos
ysqrn100 = runningMean(ysqrn, 100)
t100 =runningMean(t, 100)

',,
#Grafica la senal original
plotany(t,y,[0,1,-4,4],r '$t$',r '$V/V_{rms}$')

#Grafica el histograma de la senal original
plothist(y,50,[-4,4,0,0.6],r '$V/V_{rms}$',r '$P\ (V/V_{rms})$')

#Grafica la senal al cuadrado
plotany(t,ysqrn,[0,1,0,15],r '$t$',r '$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $')

#Grafica el histograma de la senal al cuadrado
plothist(ysqrn,100,[0,6,0,2],r '$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $',
        r '$P\ (V_{o}/ \langle V_{o} \rangle ) $')

```

```

#Grafica la senal con media movil de 50 datos
plotany(t50,ysqrn50,[0,1,0,2],r'$t$',r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $')

#Grafica el histograma de la senal con media movil de 50 datos
plothist(ysqrn50,20,[0,2,0,3],r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $',
        r'$P\ (V_{o}/ \langle V_{o} \rangle ) $')

#Grafica la senal con media movil de 100 datos
plotany(t100,ysqrn100,[0,1,0,2],r'$t$',
        r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $')

#Grafica el histograma de la senal con media movil de 100 datos
plothist(ysqrn100,20,[0,2,0,3],r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $',
        r'$P\ (V_{o}/ \langle V_{o} \rangle ) $')

#Grafica los histogramas y un ajuste gaussiano de las tres senales
plothistandfit(y,50,[-4,4,0,0.6],r'$V/V_{rms}$',r'$P\ (V/V_{rms})$',
        True, 'hist_noise2.png')
plothistandfit(ysqrn50,20,[0,2,0,3],r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $',
        r'$P\ (V_{o}/ \langle V_{o} \rangle ) $',True,
        'hist_noisesqr_rm50.png')
plothistandfit(ysqrn100,20,[0,2,0,3],r'$V_{o}/ \langle V_{o} \rangle $',
        r'$P\ (V_{o}/ \langle V_{o} \rangle ) $',True,
        'hist_noisesqr_rm100.png')
, , ,

```

C. Código: Crea las figuras de continuo del radiotelescopio y GOES utilizadas para las observaciones del 6/12/2016

```
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Sun Dec 18 23:33:21 2016

@author: tonog
"""
#Script para graficar senales de continuo del radiotelescopio del GOES
import numpy as np
import csv
import matplotlib.pyplot as plt

#Lee los archivos .csv que contiene la serie de tiempo
file_rt = open("evento_12071830.csv", "rb")
file_goes = open("evento_goes_12071830.csv", "rb")

reader_rt = csv.reader(file_rt)
reader_goes = csv.reader(file_goes)

rownum = 0
p_rt=[]
p_goes=[]

#Crea listas de los archivos .csv
for row in reader_rt:
    p_rt.append(float(row[1]))

for row in reader_goes:
    p_goes.append(float(row[1]))

file_rt.close()
file_goes.close()

#Crea las series de tiempo de acuerdo a la duracion de la observacion
```

```

t_rt = np.linspace(0,30,len(p_rt))
t_goes = np.linspace(0,30, len(p_goes))

#Calcula el RMS de las dos series de tiempo
RMS_rt = np.std(p_rt)
RMS_goes = np.std(p_goes)

#Normaliza la senal del radiotelescopio segun su RMS
prel_rt = [i/RMS_rt for i in p_rt]
#Normaliza la senal del GOES segun su RMS (No utilizado)
#prel_goes = [i/RMS_goes for i in p_goes]

#Grafica ambas senales
fa, axarr = plt.subplots(2, sharex=True, figsize=(10,7), gridspec_kw = dict(height_ratios=(1,1)))
axarr[0].plot(t_rt, prel_rt, 'k', label='405MHz')
axarr[0].set_ylabel(r'$T/T_{rms}$', fontsize=16)
axarr[0].legend()
axarr[1].plot(t_goes, p_goes, 'k', label='GOES_B')
axarr[1].set_ylabel(r'$flujo \text{ (W/m}^2\text{)}$', fontsize=16)
axarr[1].set_xlabel(r'$tiempo \text{ (min)}$', fontsize=16)
axarr[1].legend()
plt.tight_layout()
#guarda la figura si se descomenta
#plt.savefig("UTC201612071830_cont y goes", bbox_inches='tight')

plt.show()

```

D. Código: Calcula la covarianza y coeficientes de correlación de dos señales

```
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Tue Dec 27 19:58:02 2016

@author: tonog
"""

import numpy as np

#Funciones de prueba
l1=[1,2,3,4,3,2,1]
l2=[1,2,3,4,5,6,7,8,9,8,7,6,5]
t1=[0,1,2,3,4,5,6]

def adjust(x_s, x_l):
    out = []
    for i in np.arange(len(x_s)):
        pind = float(i)/float(len(x_s))
        ind = pind*float(len(x_l))
        if np.abs(ind-round(ind)) < 0.01:
            out.append(x_l[int(round(ind))])
        else:
            t = ind - int(ind)
            nv= x_l[int(ind)]+(x_l[int(ind)+1]-x_l[int(ind)])*t
            out.append(nv)
    return np.array(out)

def corrcoefa(x_s, x_l):
    x_ln = adjust(x_s, x_l)
    return np.corrcoef(x_ln, x_s)

def maxcorr(x_s, x_l, t_s):
    x_ln = adjust(x_s, x_l)
    tc = t_s[int(len(x_s)/2)+1]
```

```

coemax = np.corrcoef(x_ln[int(len(x_s)/2)+1:], x_s[:len(x_s)-(int(len(x_s)/2)+1)])
for i in np.arange(int(len(x_s)/2)+1):
    ind = int(len(x_s)/2)-i
    coe = np.corrcoef(x_ln[ind:], x_s[:len(x_s)-ind])[0][1]
    if coe > coemax:
        coemax = coe
        tc = t_s[ind]
for i in np.arange(1,int(len(x_s)/2)+1):
    ind = i
    coe = np.corrcoef(x_ln[:len(x_s)-ind], x_s[ind:])[0][1]
    if coe > coemax:
        coemax = coe
        tc = -t_s[ind]
#tc positivo significa delay de x_l respecto x_s
return [coemax, tc]

```

#Calculo de prueba

#maxcorr(l1, l2, t1)

E. Código: Crea las figuras de espectro y continuo del radiotelescopio y continuo del GOES utilizadas para las observaciones del 14/12/2016

```

# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Sun Dec 18 17:10:17 2016

@author: tonog
"""

import numpy as np
import csv
import matplotlib.pyplot as plt
import corr

#Definit la lista de tiempo de la observacion
t = np.linspace(0, 4.1, 246)
#Abre los archivos con la observacion y datos del GOES
ifile = open("FFTdata1.csv", "rb")
gfile = open("goesfft1.csv", "rb")

reader = csv.reader(ifile)
reader2 = csv.reader(gfile)

#Lee el archivo .csv con los datos FFT waterfall
rownum = 0
for row in reader:
    if rownum == 0:
        freq = row
        val = [[] for j in xrange(len(freq))]
    else:
        colnum = 0
        for col in row:
            val[colnum].append(col)
            colnum += 1
    rownum += 1

```

```

#Lee el archivo de datos del GOES en formato t, p
tgoes=[]
pgoes = []
for row in reader2:
    pgoes.append(float(row[1]))
    tgoes.append(float(row[2]))

ifile.close()
gfile.close()

#Descarta dos valores vacios en la ultima columna (coma de mas)
del val[-1]
del freq[-1]

#Convierte los valores en float y la lista en array
val = [[float(i) for i in j] for j in val]
val2 = np.array(val)

#Covierte las mediciones de potencia en dBm a una escala lineal
val = [[10**(i/10.) for i in j] for j in val]

#Convierte la lista de frecuencias en kHz
f = [float(i)/1000 for i in freq]

#Genera el continuo integrando el FFT en cada tiempo
cont = []
wavel = f[-1]-f[0]
wavelin = wavel/float(len(f)-1)
for i in np.arange(len(t)):
    p = 0
    for j in np.arange(len(f)):
        p += val[j][i]
    p = p*2*wavelin
    cont.append(p)

```

```

#Calcula el RMS del continuo y normaliza la lista de acorde
RMS = np.std(cont)
cont2= [i/RMS for i in cont]

#Calcula un factor de escala y multiplica los datos del GOES por este
#asi se logran dos curva de dimensiones comparables
fact = max(cont2)/(max(pgoes)-min(pgoes))
tr = min(pgoes)
pgoes2 = [(i-tr)*fact for i in pgoes]

#Grafica el diagrama waterfall del espectro y los continuos
#del radiotelescopio y GOES
fa, axarr = plt.subplots(2, sharex=True, figsize=(10,7),
                        gridspec_kw = dict(height_ratios=(2,1)))
tt, ff = np.meshgrid(t, f)
axarr[0].pcolormesh(tt, ff, val2)
axarr[0].set_xlim([0,4])
axarr[0].set_ylim([-48,48])
axarr[0].set_ylabel(r'$frecuencia \, \nu \text{ (kHz)}$', fontsize=16)
axarr[1].plot(t, cont2, "k-", label='405.05MHz')
axarr[1].plot(tgoes, pgoes2, 'k—', label='GOES_LB')
axarr[1].set_ylabel(r'$T/T_{rms}$', fontsize=16)
axarr[1].set_xlabel(r'$tiempo \, \nu \text{ (min)}$', fontsize=16)
axarr[1].legend()
plt.tight_layout()
#Guarda la figura si se descomenta
#plt.savefig("UTC201612141841-spectrum-cont-goesbw", bbox_inches='tight')
plt.show()

#Devuelve el coeficiente de correlacion de las senales sin desfase
#y el maximo con desfase
print corr.corrcoefa(pgoes2, cont2)
print corr.maxcorr(pgoes2, cont2, tgoes)

```

F. Código: Crea las figuras del tránsito Solar, ajuste Gaussiano del mismo y devuelve los parámetros del ajuste

```

# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Wed Dec 21 15:30:02 2016

@author: tonog
"""

import numpy as np
import csv
import matplotlib.pyplot as plt
from scipy.optimize import curve_fit

#Abre el archivo con datos de un transito Solar
ifile = open("trans.csv", "rb")

#frecuencia de muestreo 0.2 Hz
#tiempo en minutos del inicio y final del transito

#Lee el archivo y crea las listas con el tiempo y potencia pertinentes
reader = csv.reader(ifile)

rownum = 0
p = []
t = []
for row in reader:
    p.append(float(row[1]))
    t.append(float(row[2]))

ifile.close()

#convierte las listas en array
p = np.array(p)
t = np.array(t)

```

```

#Grafica de prueba
plt.plot(t[289:],p[289:], 'k ')

#Define la funcion Gaussiana
def Gauss(x, a, x0, sigma,k):
    return a * np.exp(-(x - x0)**2 / (2 * sigma**2))+k

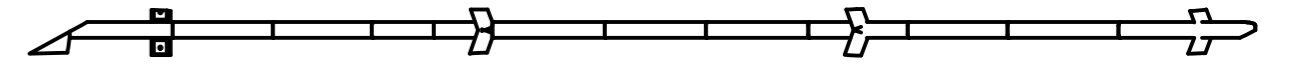
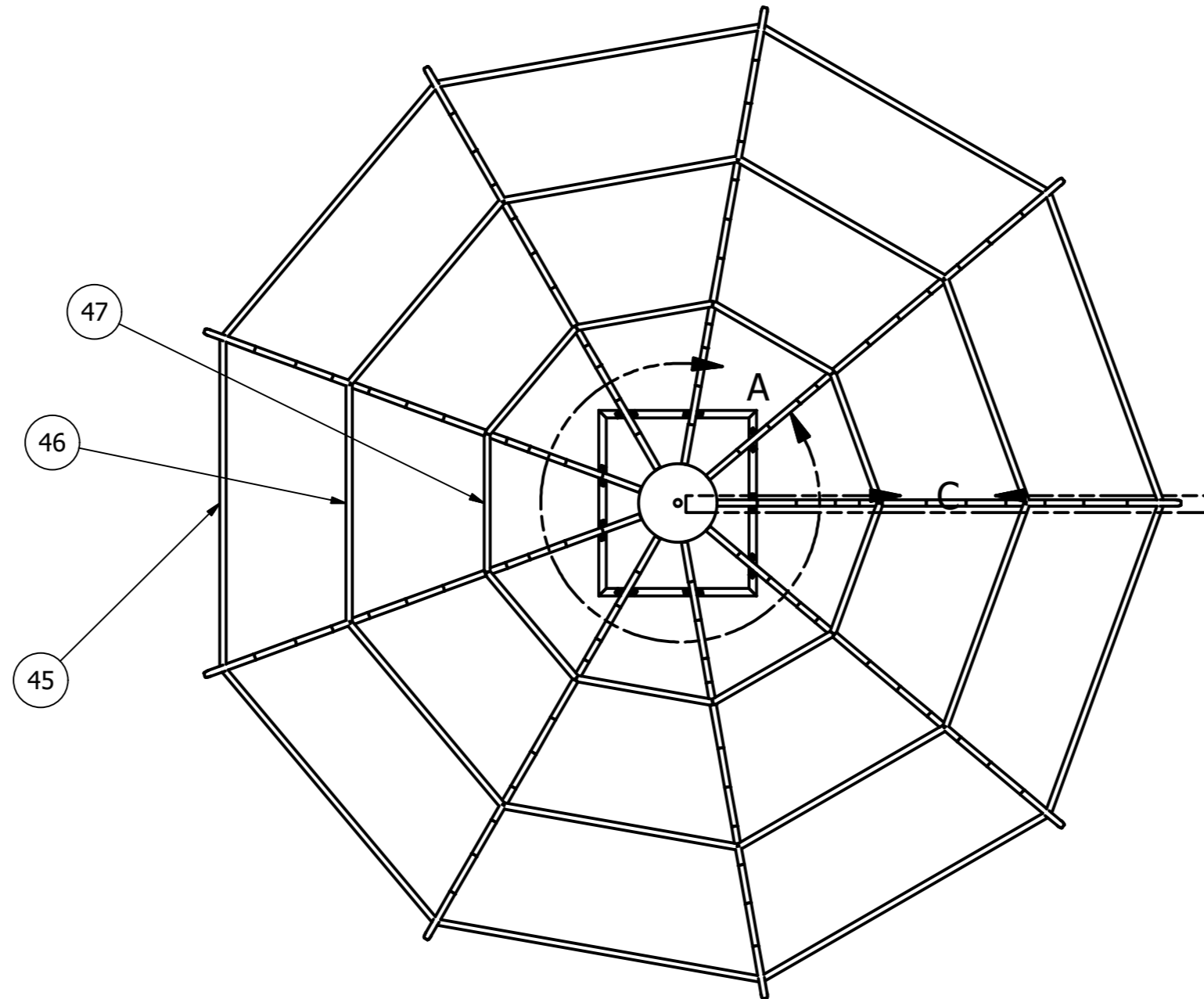
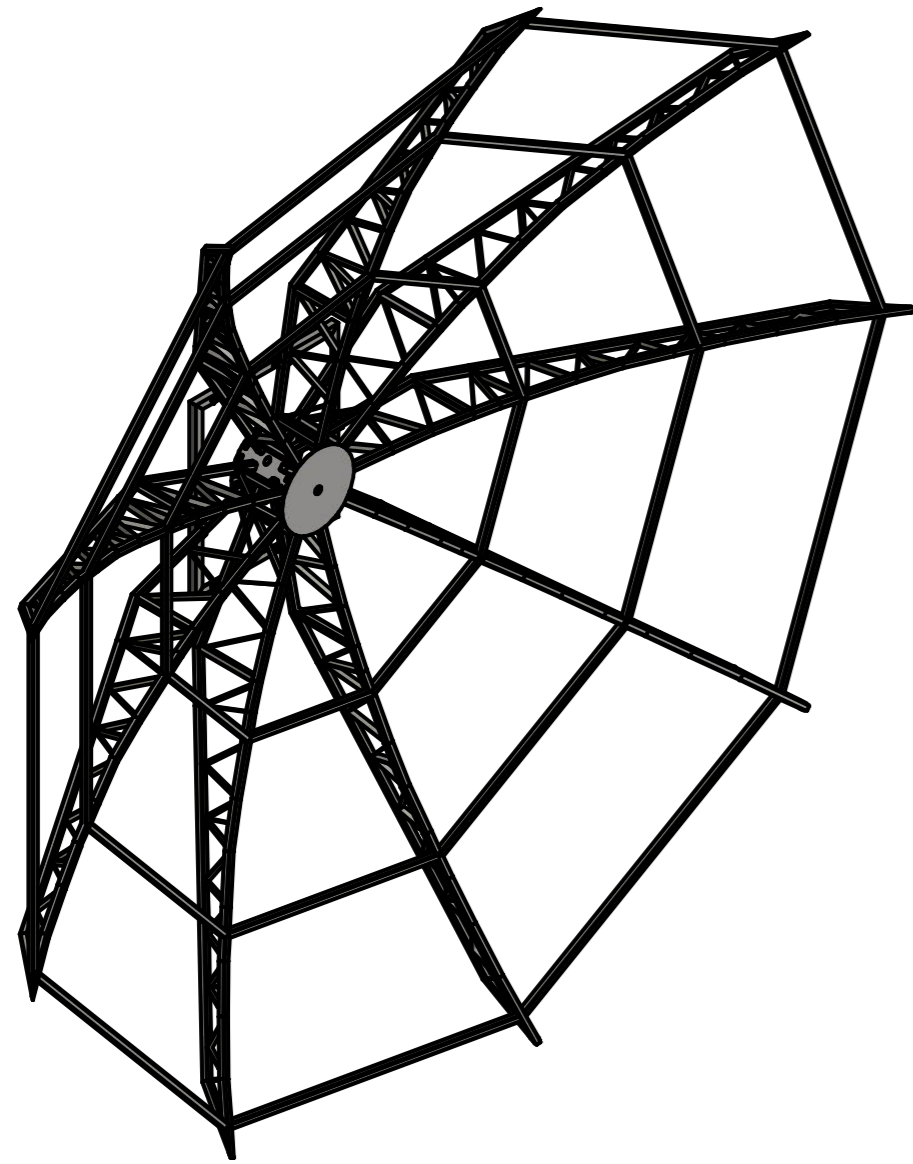
#Hace un ajuste Gaussiano a una serie de tiempo y los grafica juntos
def gaussfit(x, y):
    mean = sum(x * y) / sum(y)
    sigma = np.sqrt(sum(y * (x - mean)**2) / sum(y))
    disp = 9.4*10**(-7)
    popt,pcov = curve_fit(Gauss, x, y, p0=[max(y), mean, sigma, disp])
    #popt incluye los parametros del ajuste [a,x0,sigma,k]
    print popt
    plt.figure(figsize=(10,7))
    plt.plot(x, y, 'k-', label='data')
    plt.plot(x, Gauss(x, *popt), 'k—', label='fit')
    plt.legend()
    plt.xlabel(r'$Tiempo_{\,(min)}$', fontsize=16)
    plt.ylabel(r'$Potencia_{\,(W)}$', fontsize=16)
    #plt.savefig("UTC201201062328_transfit", bbox_inches='tight')
    plt.show()

#Corre el programa, lis indices indicial la parte del archivo en donde se
#Encuentra el transito Solar
gaussfit(t[320:590],p[320:590])

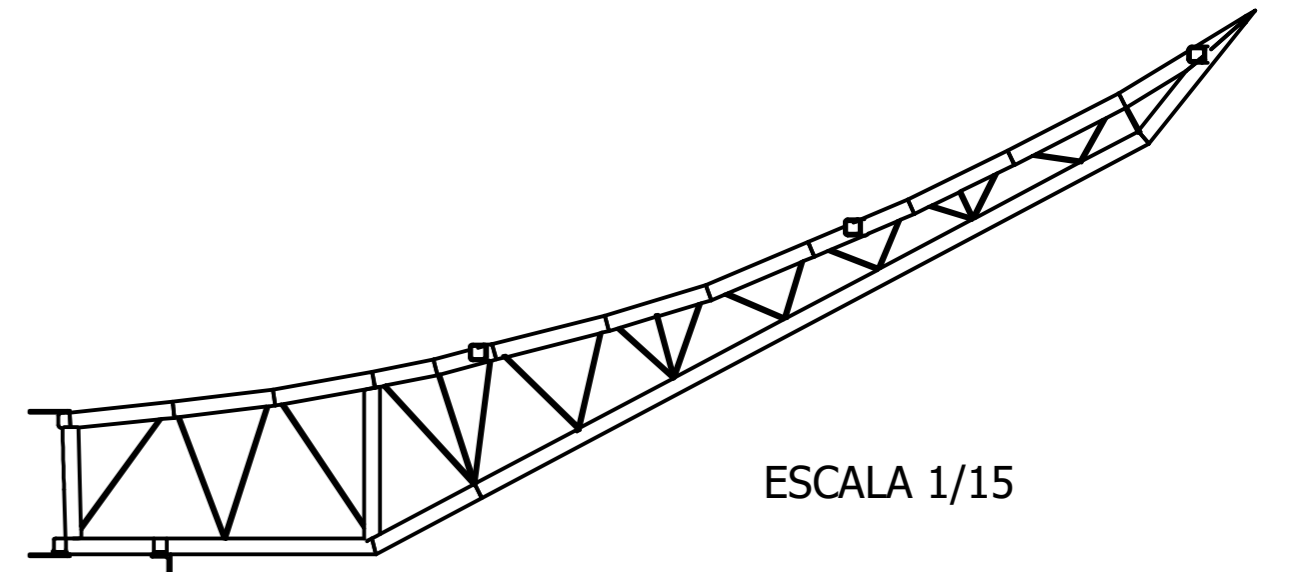
#Devuelve promedios de la serie sin transito, antes y despues
#el suelo de ruido
print np.mean(p[591:])
print np.mean(p[294:339])

```

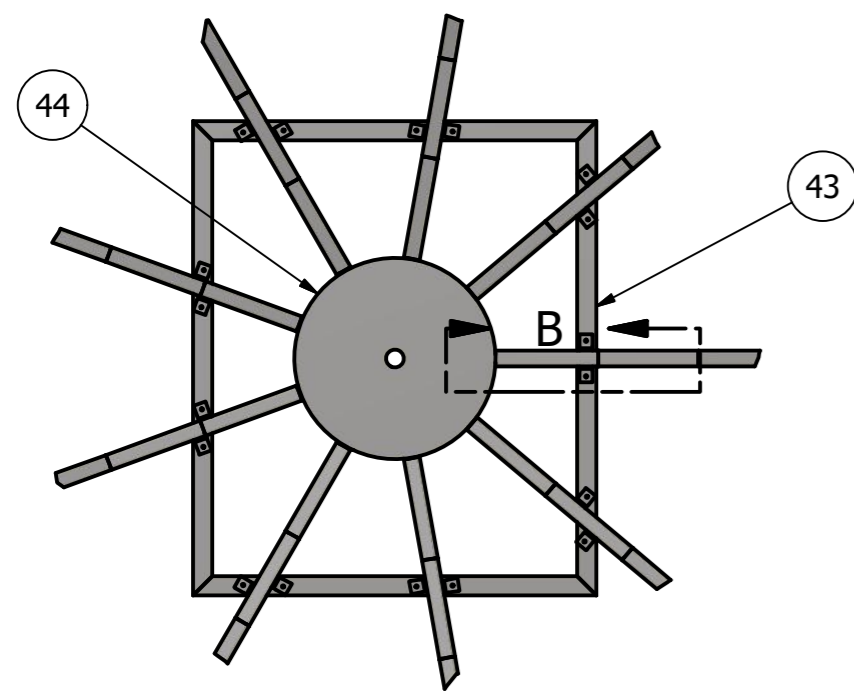
G. Planos: Módulo de diseño y montura de la antena



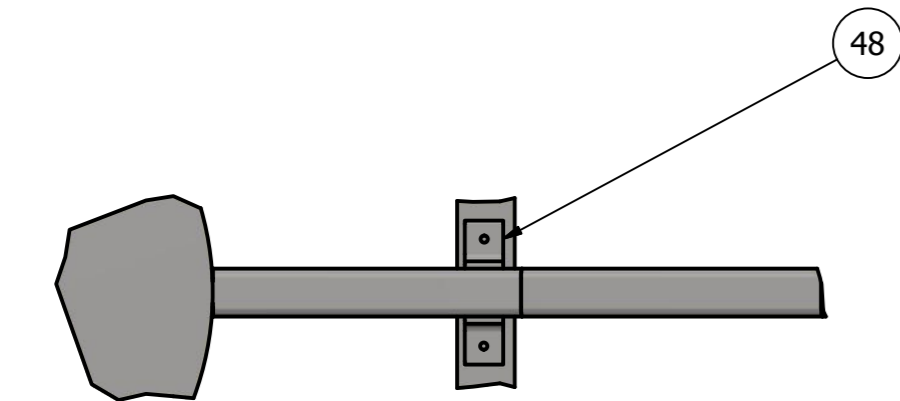
DETALLE C
ESCALA 1 / 15



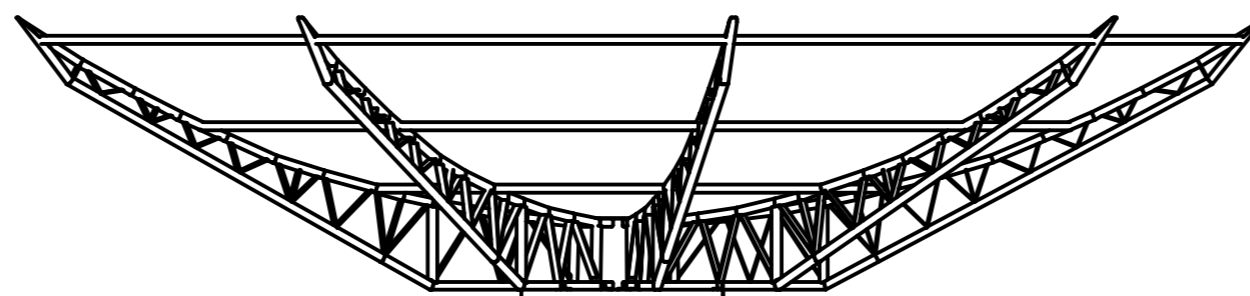
ESCALA 1/15



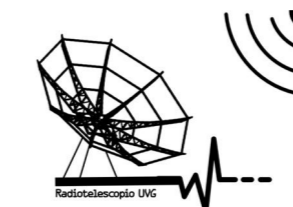
DETALLE A
ESCALA 1 / 15

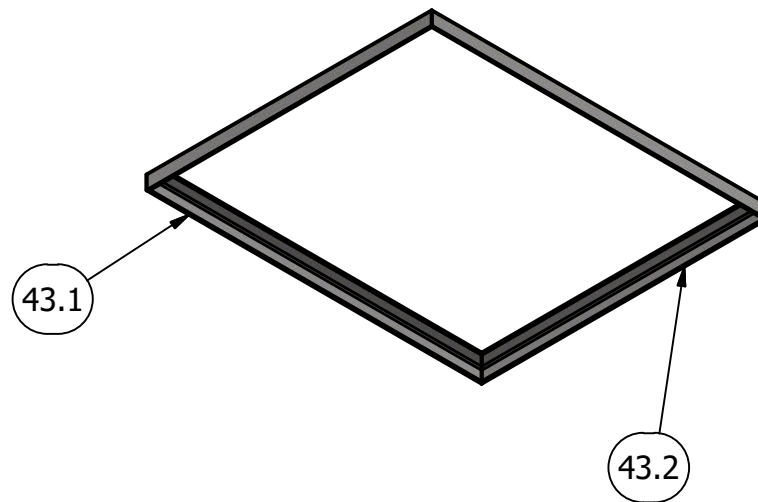
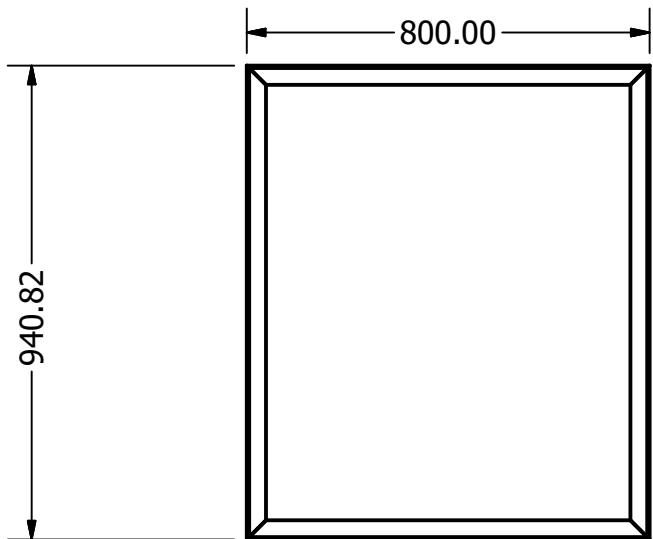


DETALLE B
ESCALA 1:5

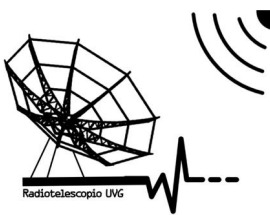


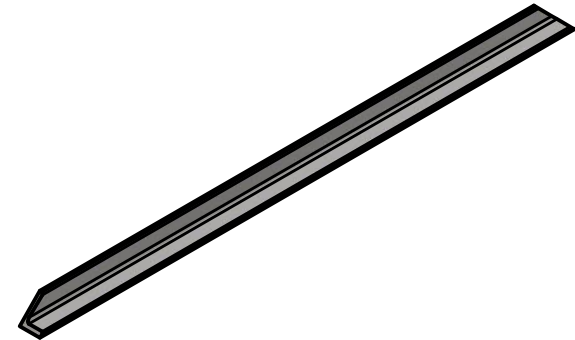
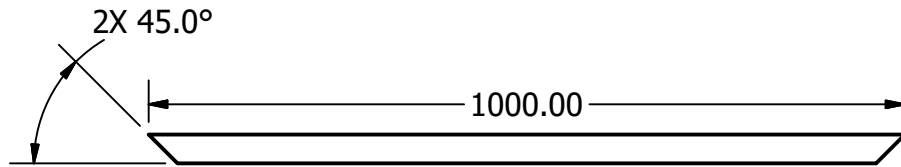
LISTA DE PIEZAS			
ELEMENTO	CTDAD	Nº DE PIEZA	DESCRIPCIÓN
1	1	petalo	
43	1	cuadrado2	
44	2	circulo	
45	9	VigaEnsamble	
46	9	VigaMedia	
47	9	vigapequena	
48	36	PiezaDeUniones	

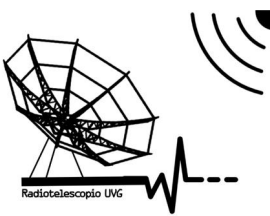
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	56	NOMBRE DE PIEZA: Arco de 1/4x1/8 - 27.871	Tubo
 <p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	ESCALA: 1:30	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16	cuadrado
	DISEÑO: Y. Beb Caal		FECHA: 25/06/16	
	REVISÓ: E. Rubio Herrera		FECHA: 25/07/16	
APROBÓ: L. Diaz Coto		FECHA: 25/07/16		
PÁGINA: 1	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org		Copia de Pieza: 1	
FORMATO: A2	No. PIEZA: 1	TEL: 57091293		

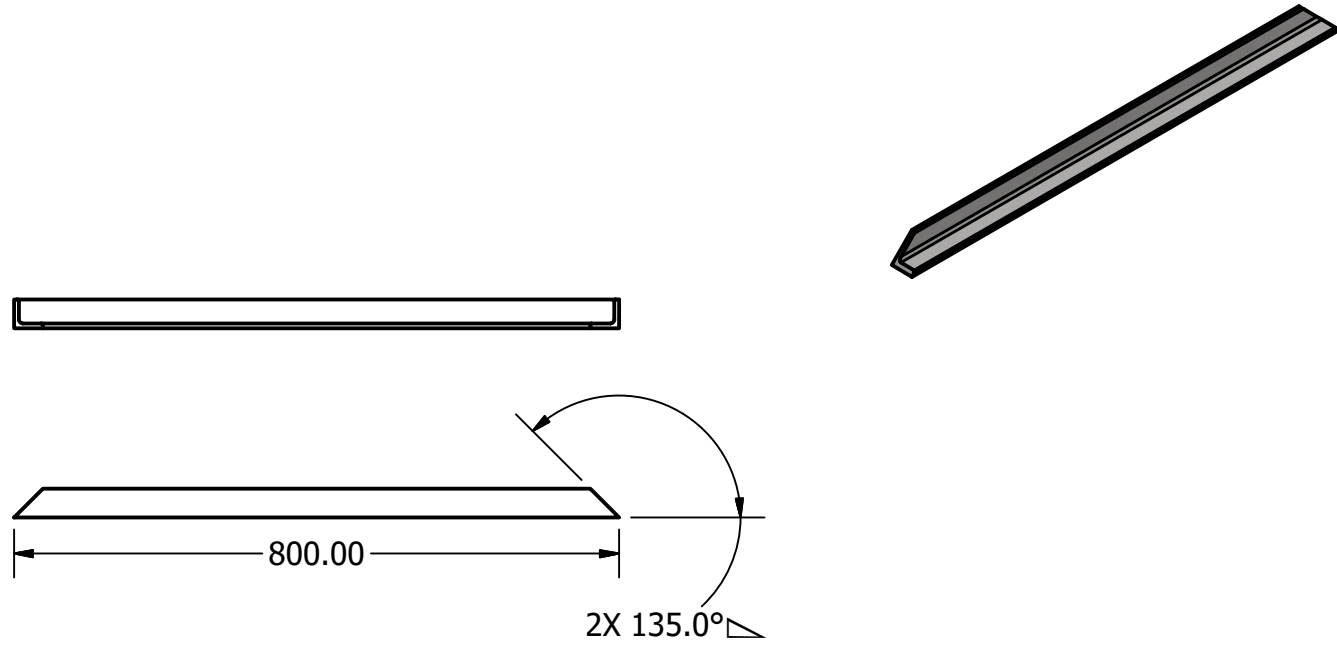


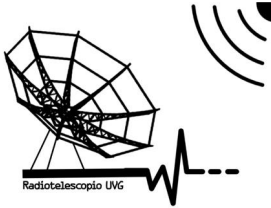
LISTA DE PIEZAS			
ELEMENTO	CTDAD	Nº DE PIEZA	DESCRIPCIÓN
43.1	1	AISC - L 1.5 x 1.5 x 3/16 - 37.04	Sección angular de acero
43.2	1	AISC - L 1.5 x 1.5 x 3/16 - 31.496	Sección angular de acero

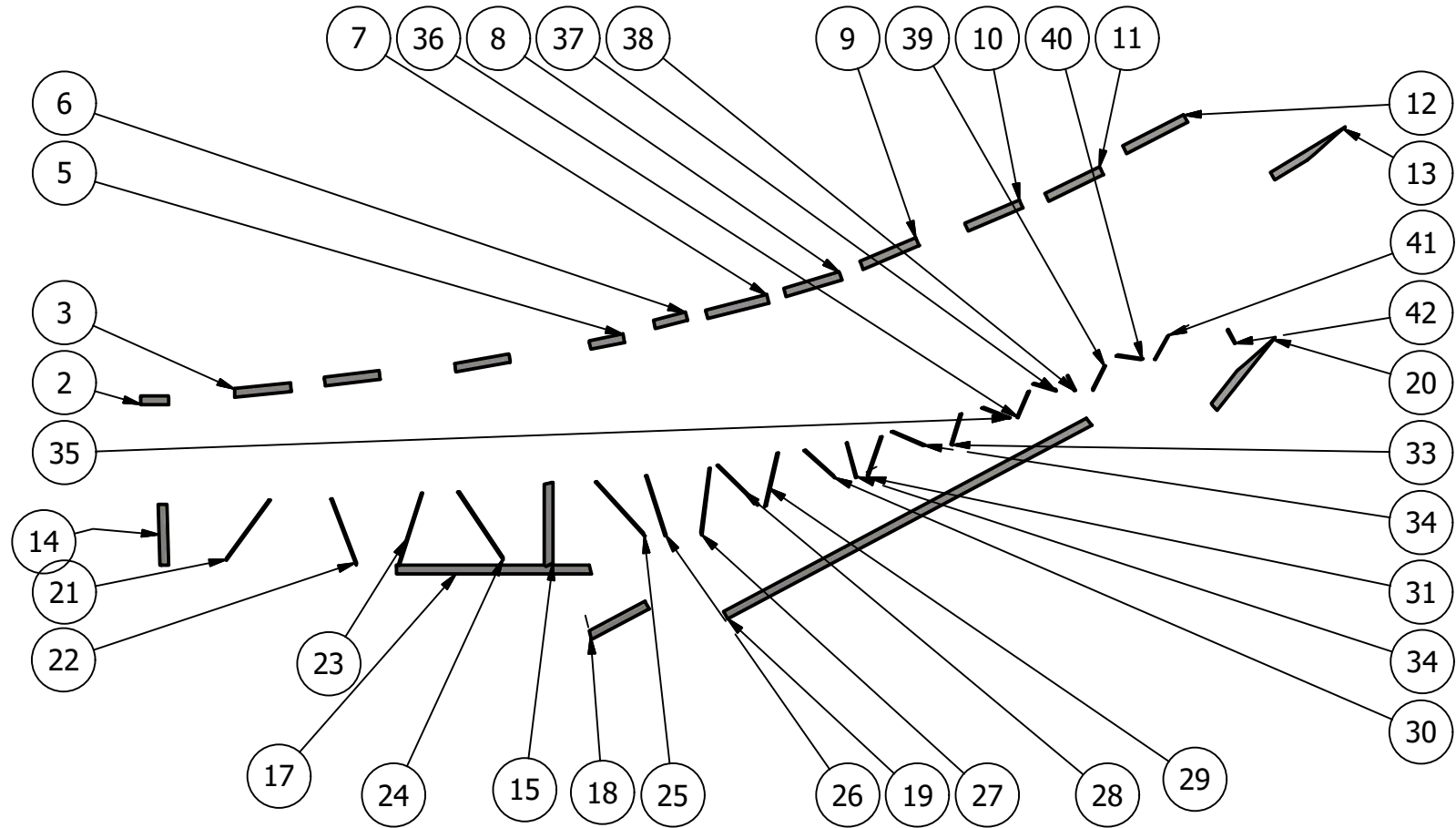
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: Cuadrado		
	ESCALA: 1:15	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16	
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal		FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera		FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto		FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 2	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293	Copia de Pieza: 1
No. PIEZA: 43				
FORMATO: A4				

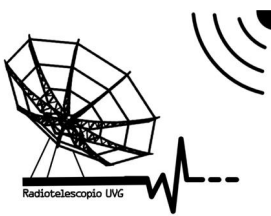


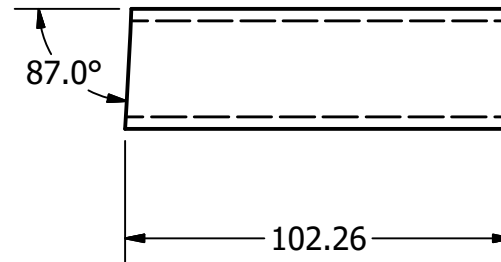
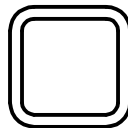
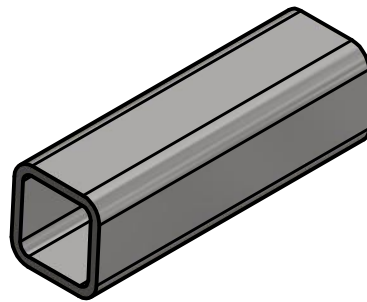
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Cuadrado_43.1	
	ESCALA: 1:10	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 3	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 43.1		

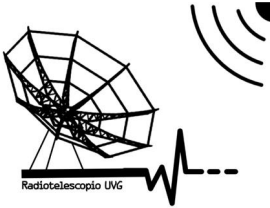


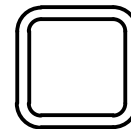
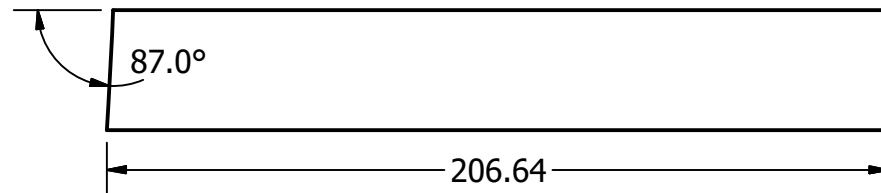
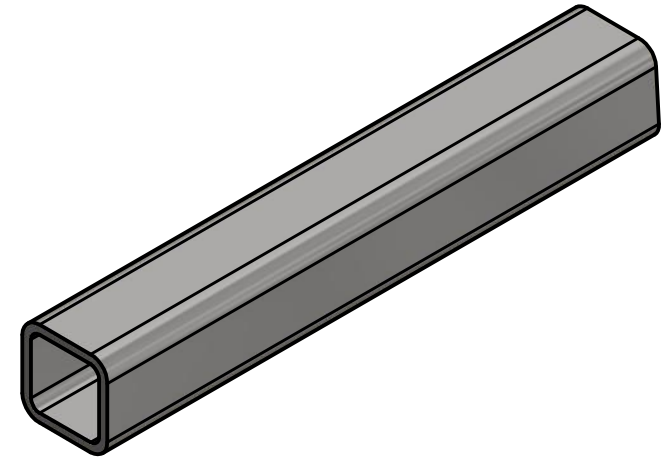
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Cuadrado_43.2	
	ESCALA: 1:10	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 4	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 43.2			
FORMATO: A4			

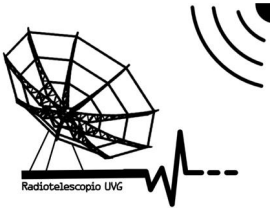


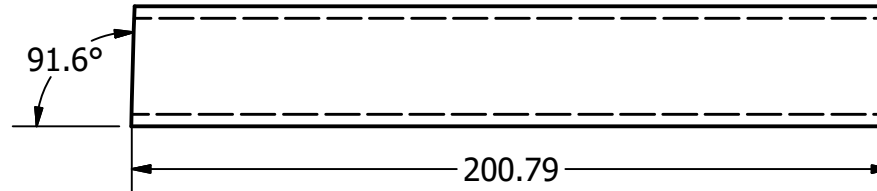
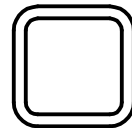
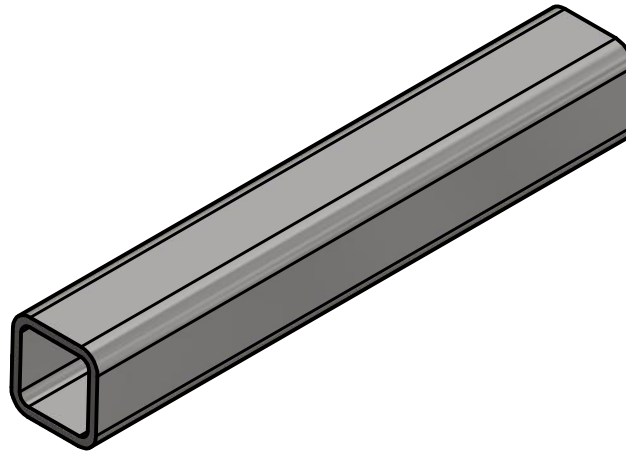
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: Petalo	
	ESCALA: 1:25	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 6	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 1			
FORMATO: A4			

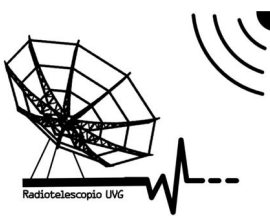


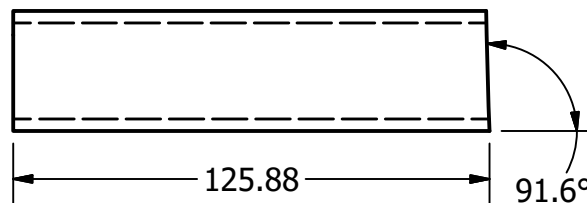
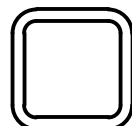
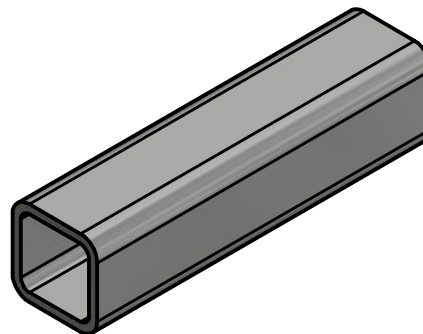
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 2	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 7	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 2		

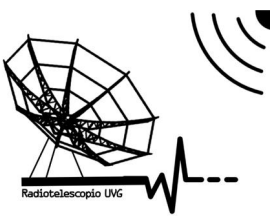


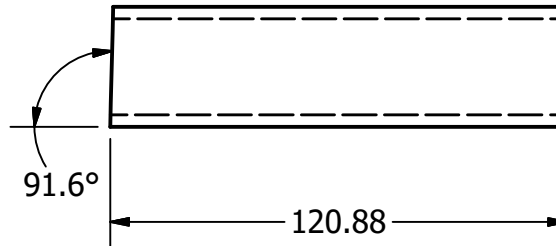
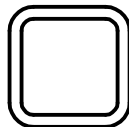
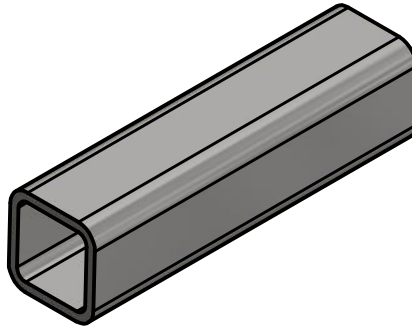
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 3	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 8	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 3		

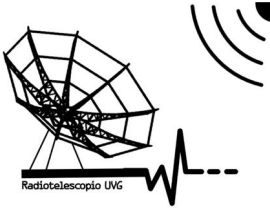


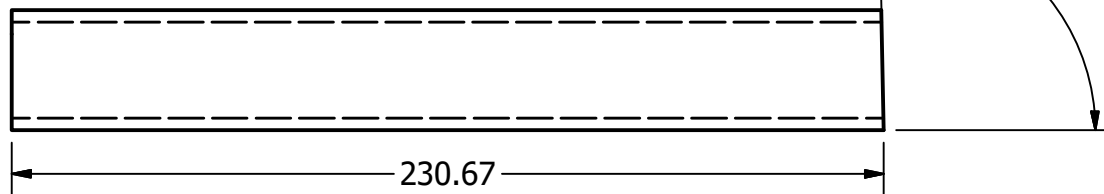
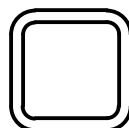
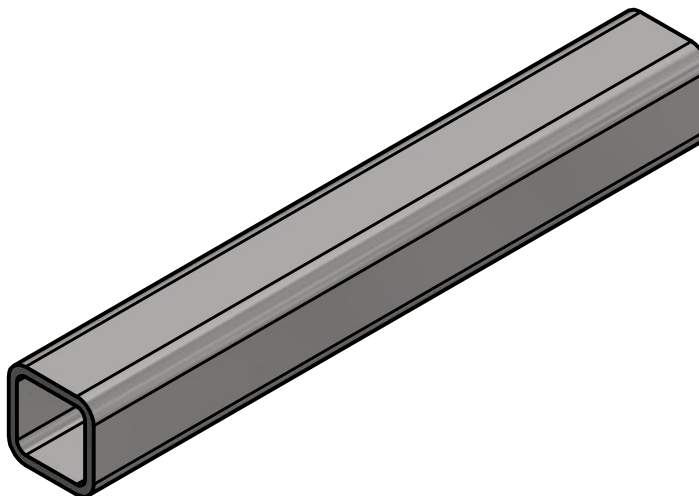
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 4	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 9	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 4		

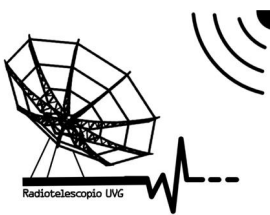


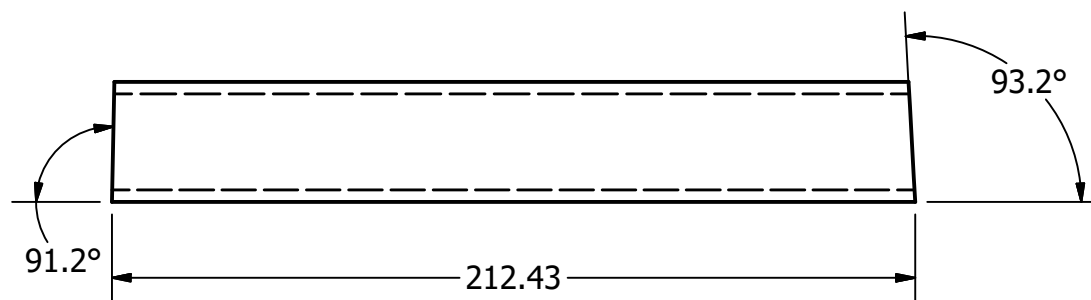
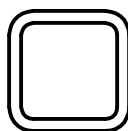
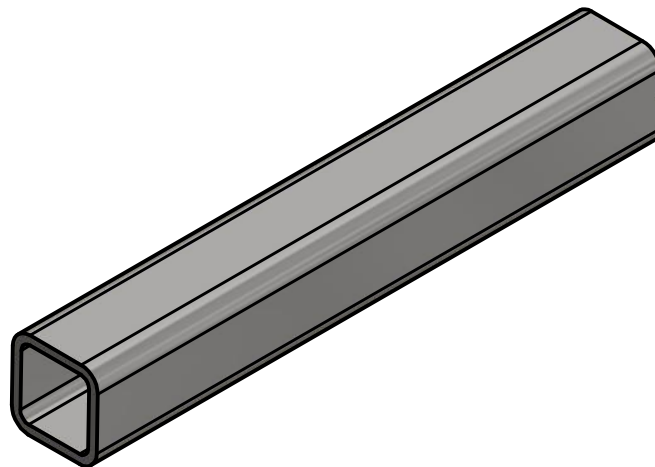
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 5	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 10	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 5		

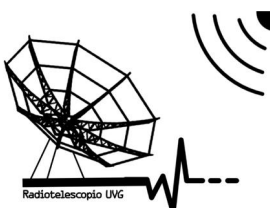


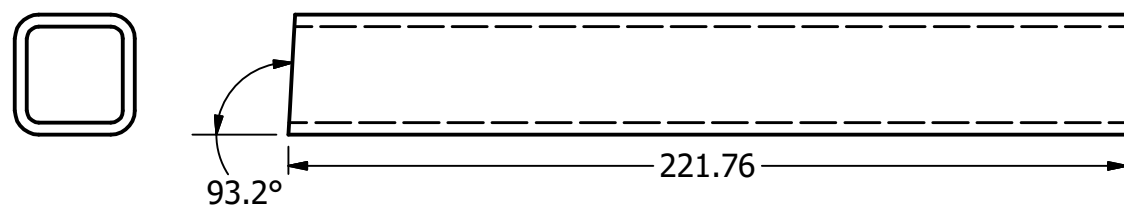
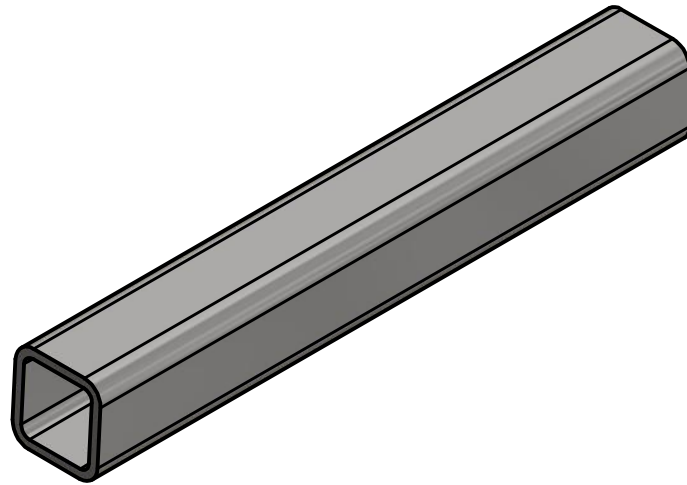
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 6		
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16	
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16	
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16	
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16	
		PÁGINA: 11	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293	Copia de Pieza: 9
No. PIEZA: 6				
FORMATO: A4				

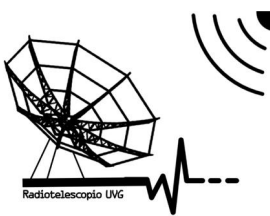


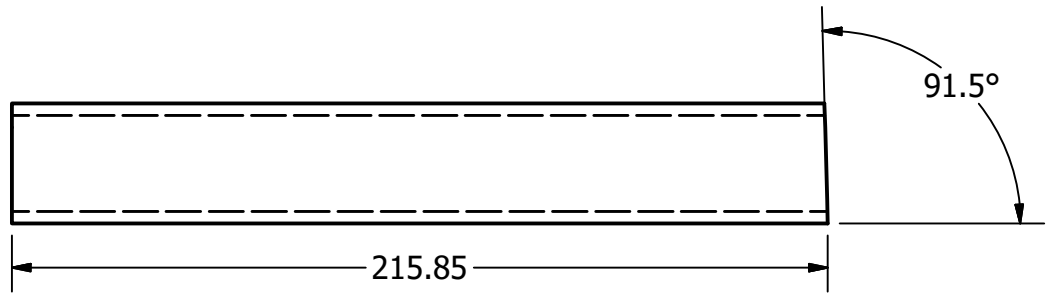
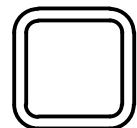
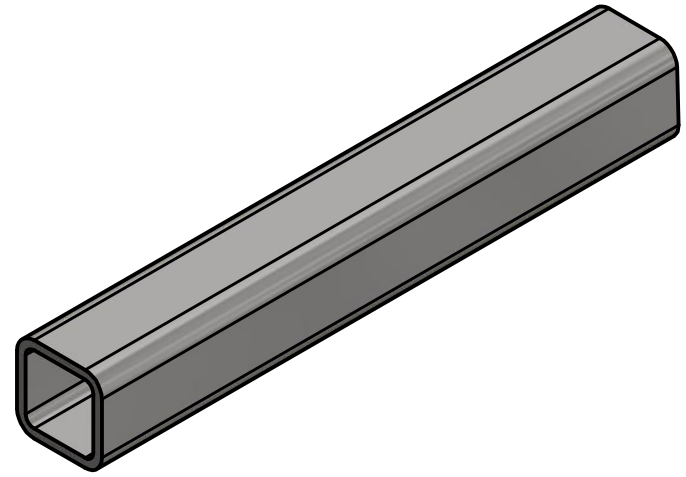
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 7		
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16	
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16	
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16	
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16	
		PÁGINA: 12	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293	Copia de Pieza: 9
FORMATO: A4	No. PIEZA: 7			

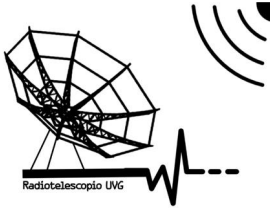


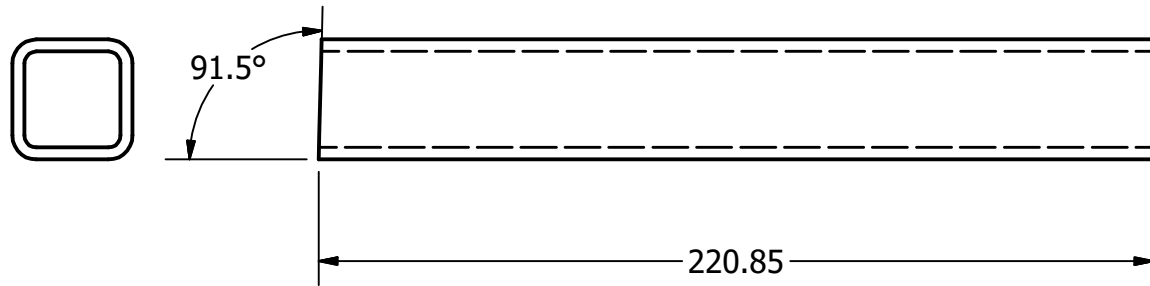
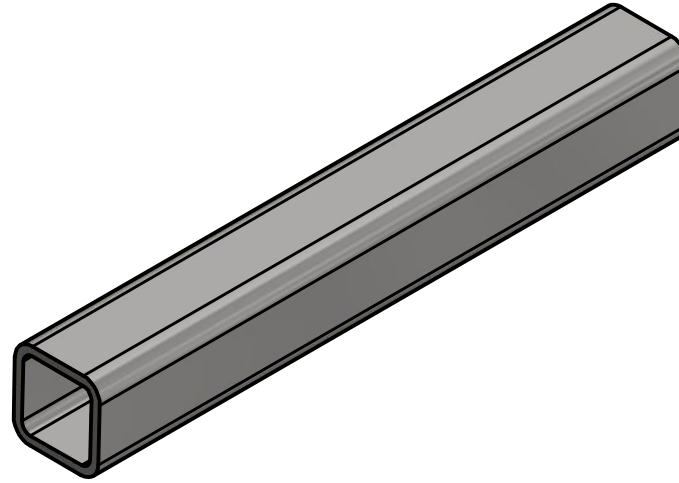
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 8	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 13	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 8			
FORMATO: A4			

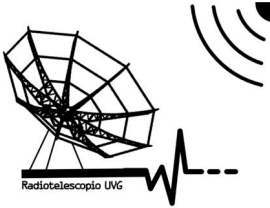


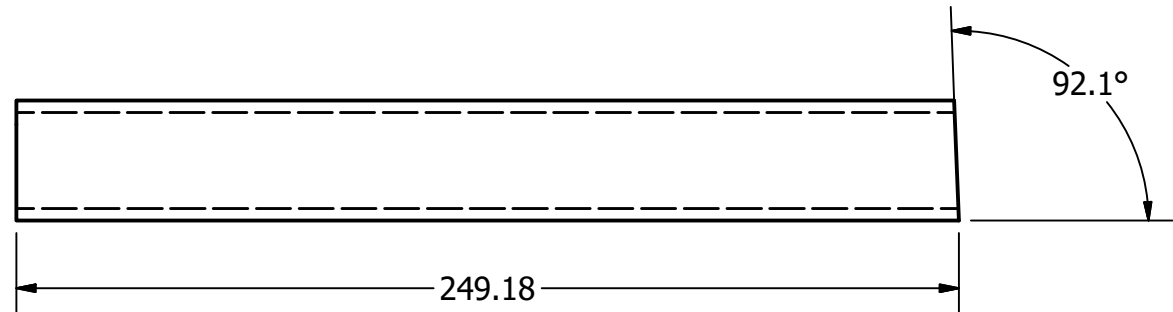
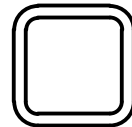
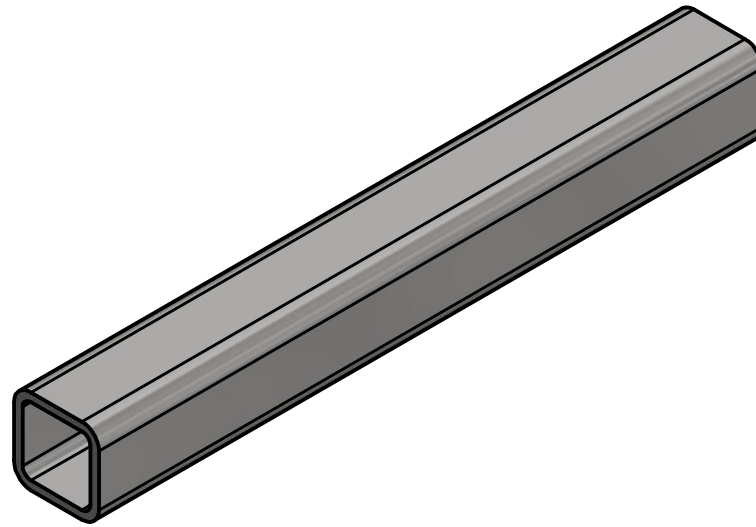
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 9	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 14	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 9		

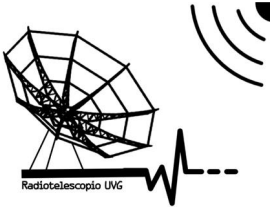


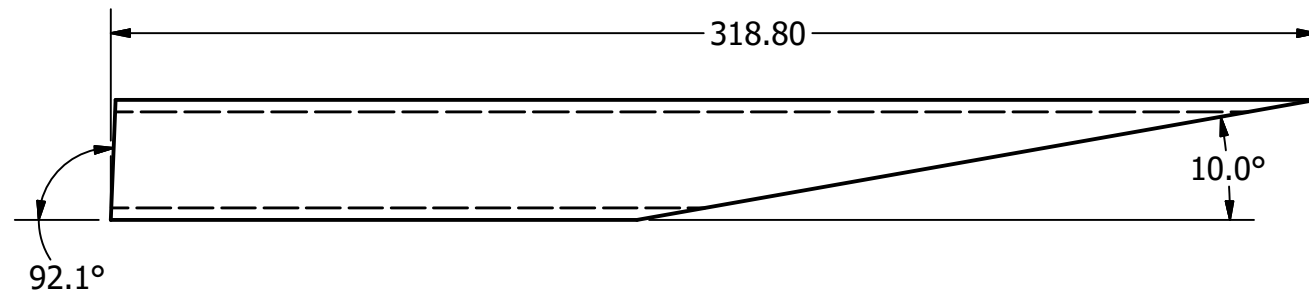
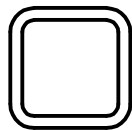
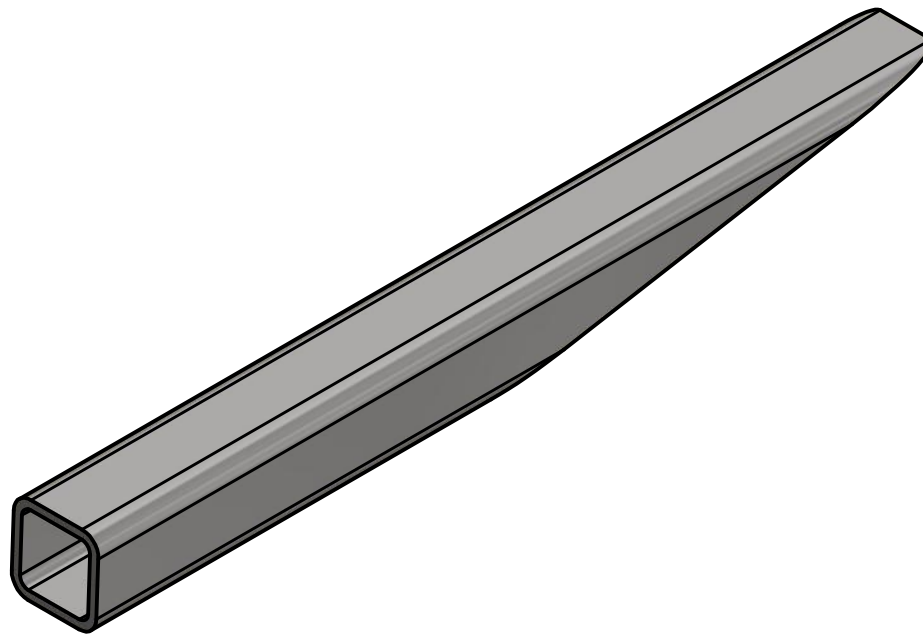
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 10	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 15	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 10			
FORMATO: A4			

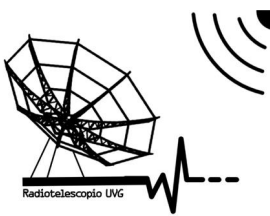


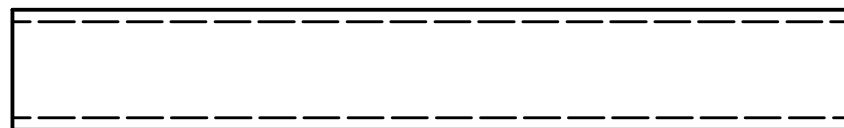
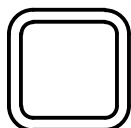
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 11	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 16	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 11			
FORMATO: A4			



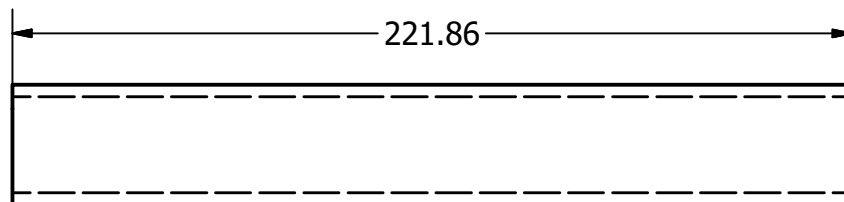
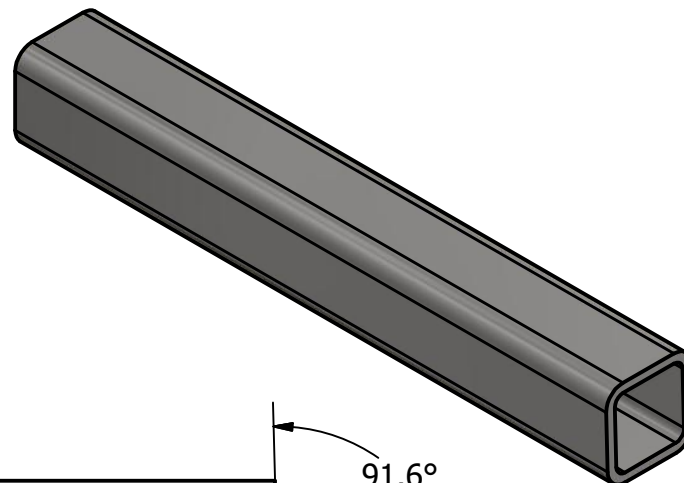
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 12	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 17	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 12		



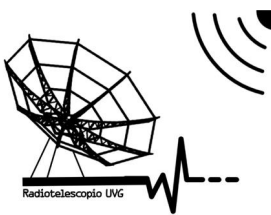
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 13	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 18	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 13		

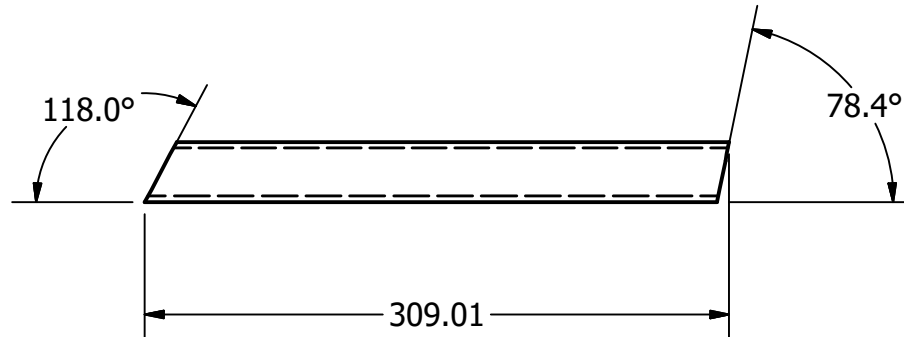
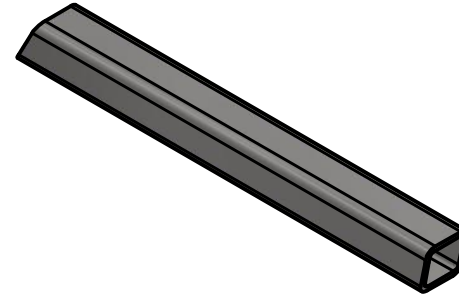


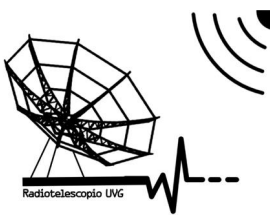
91.6°

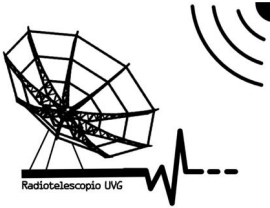


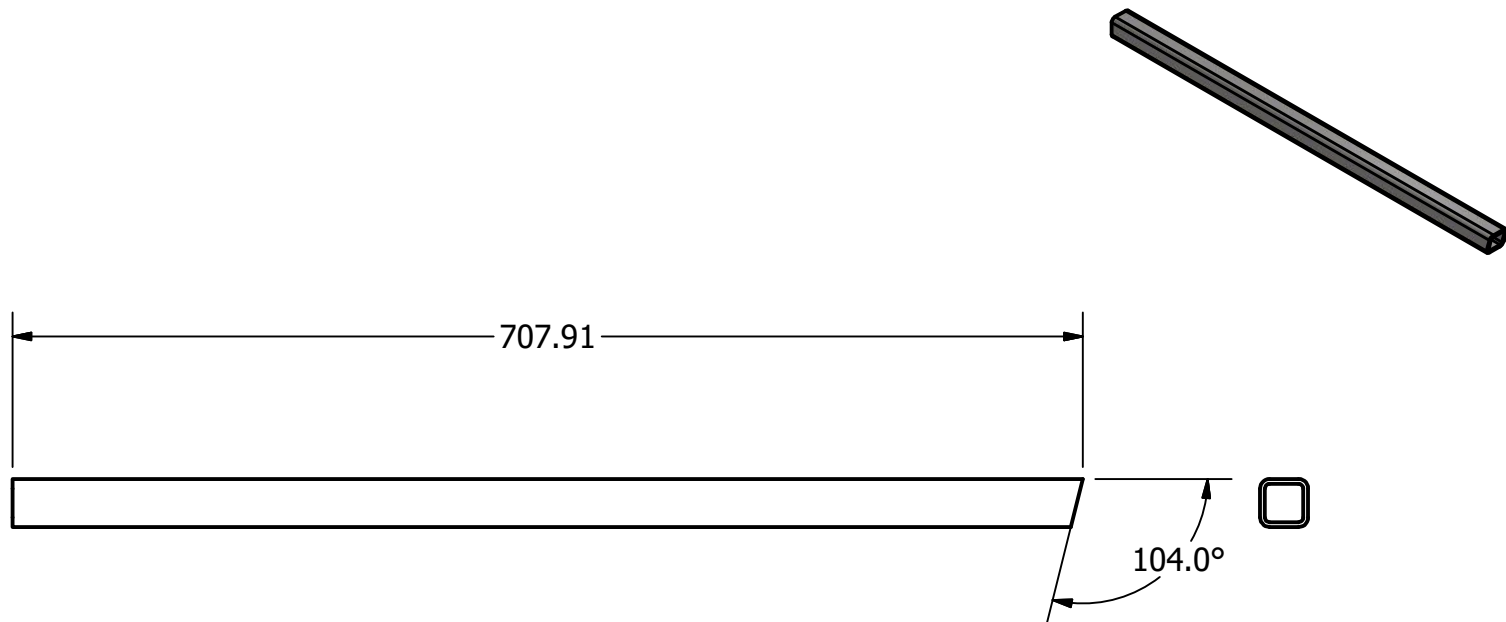
221.86

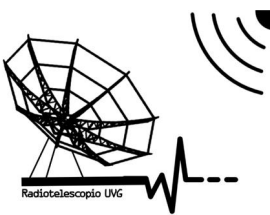
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 14	
 Radiotelescopio UNG	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
		DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 19	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 14			
FORMATO: A4			

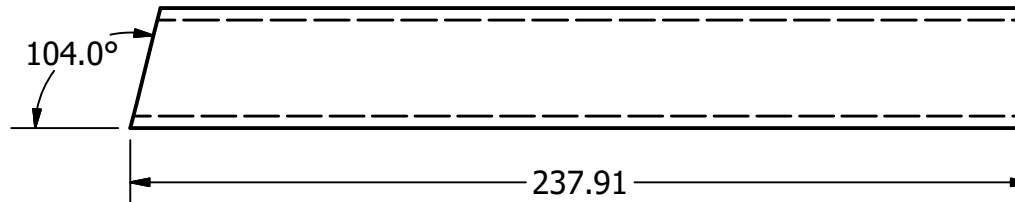
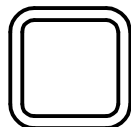
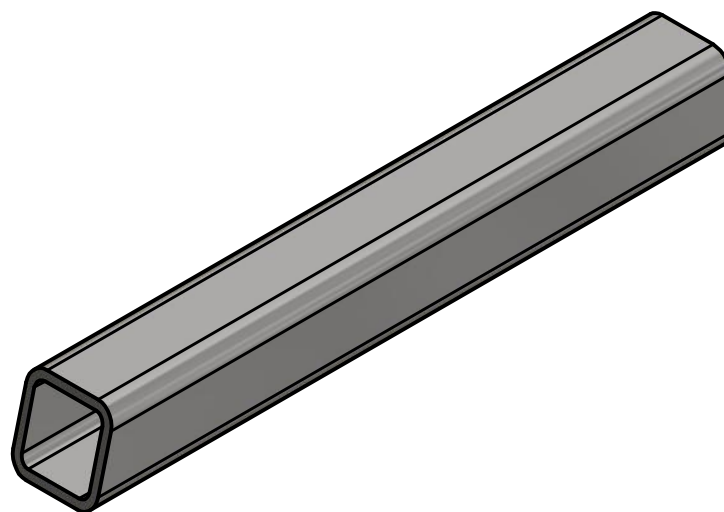


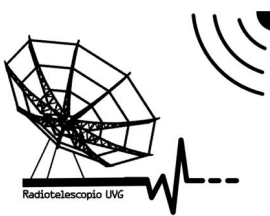
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 15	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2 ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
		DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 20	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 15			
FORMATO: A4			

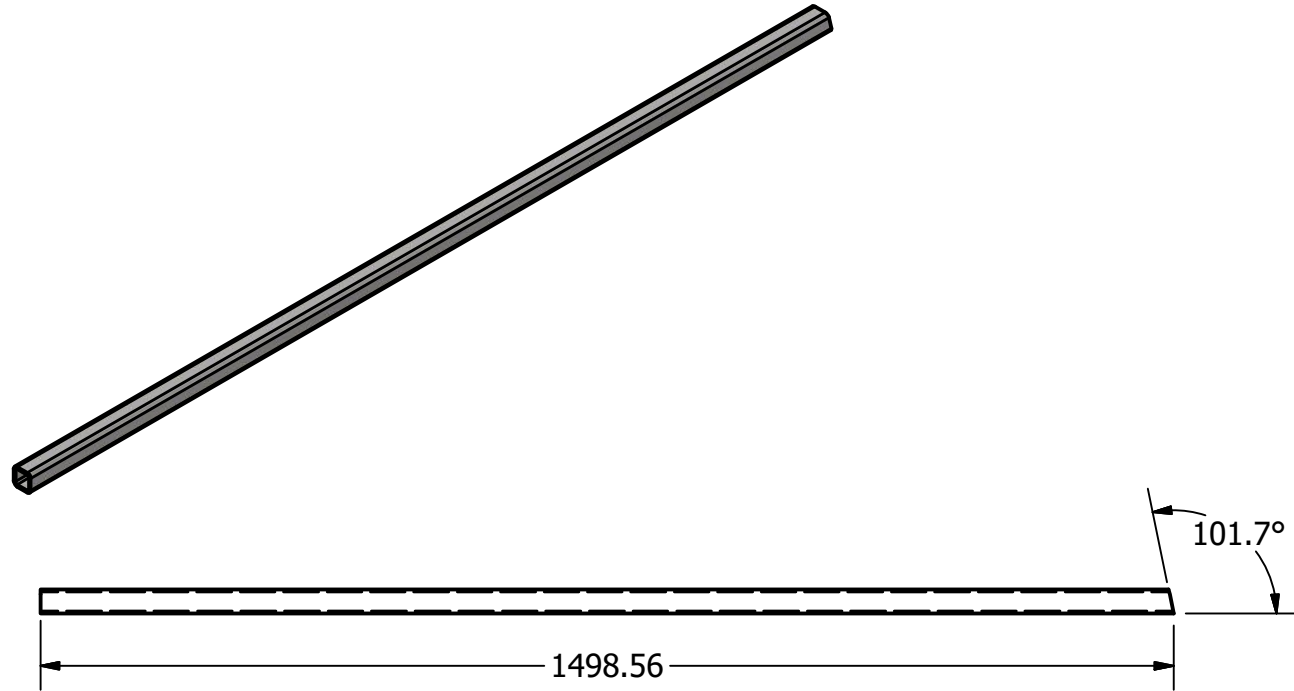
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 16		
	ESCALA: 1:3	DIBUJÓ: Y. Beb Caal		FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal		FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera		FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto		FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 21	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293	
No. PIEZA: 16				
FORMATO: A4				

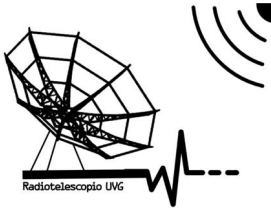


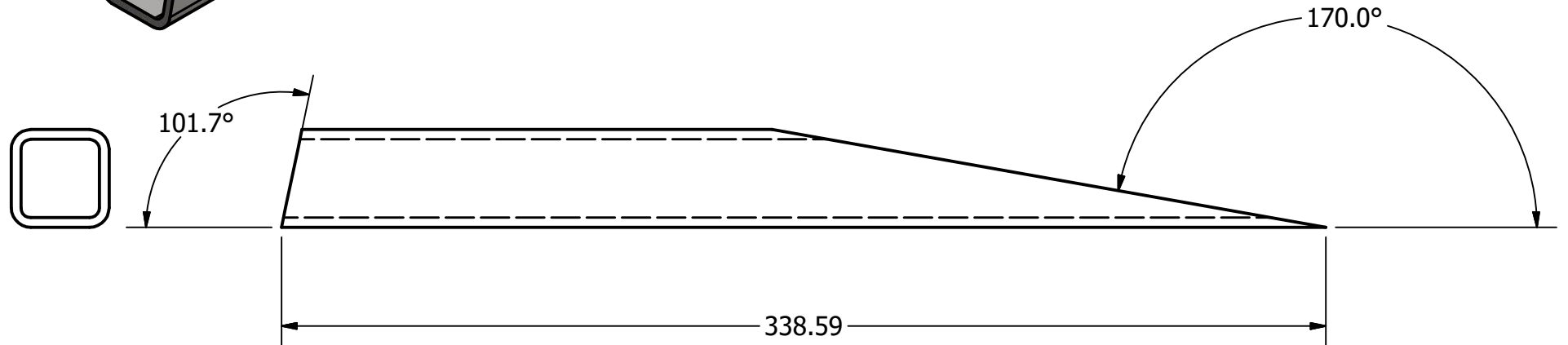
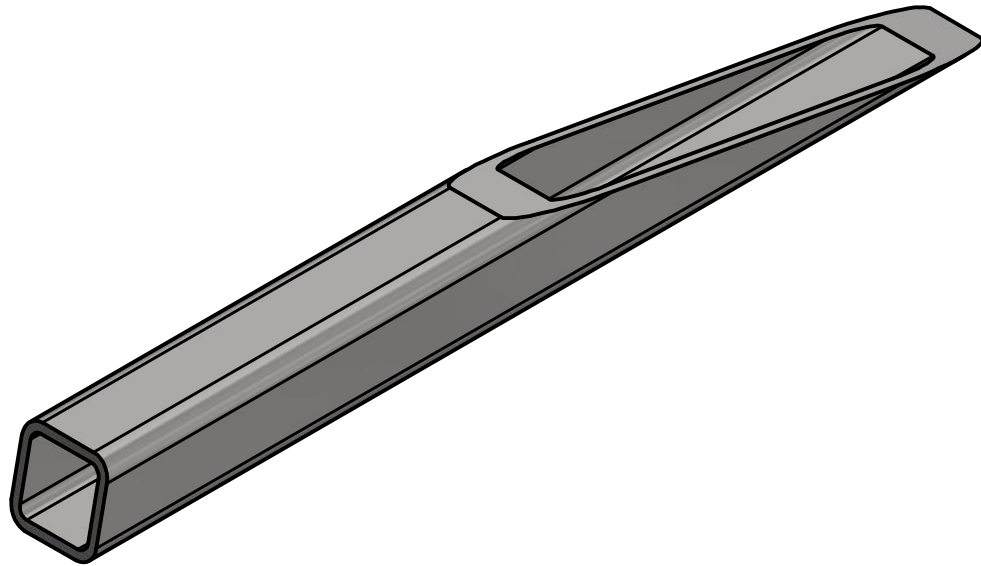
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 17	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 22	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 17		

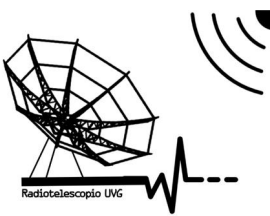


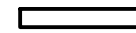
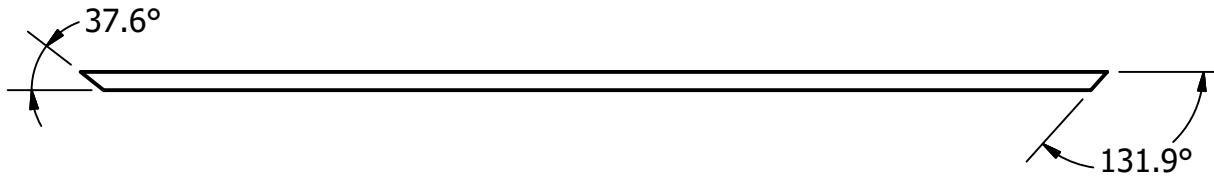
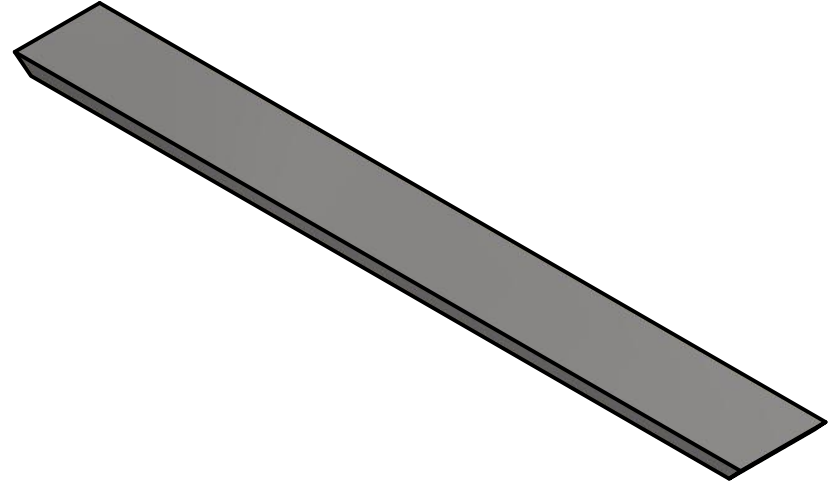
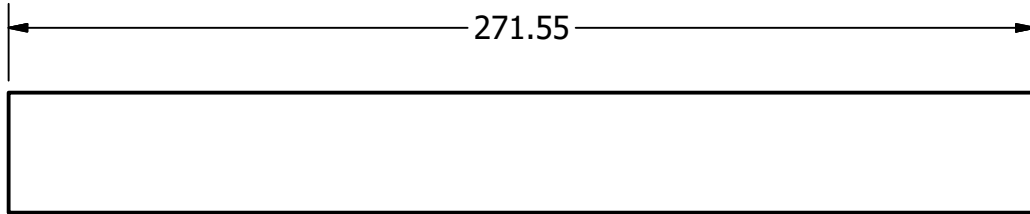
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 18	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 23	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 18		

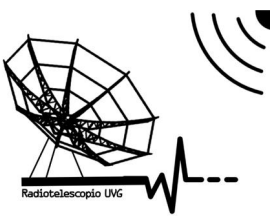


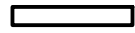
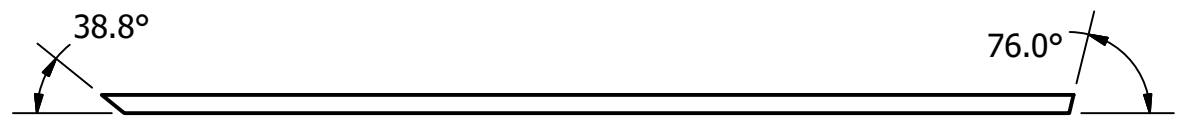
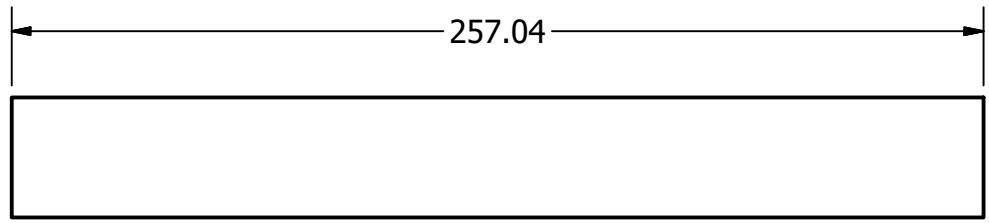
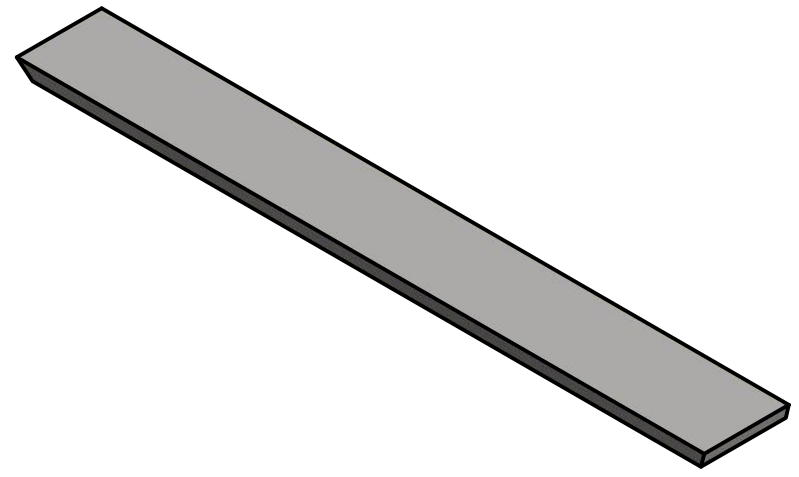
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 19	
	ESCALA: 1:10	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 24	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 19		

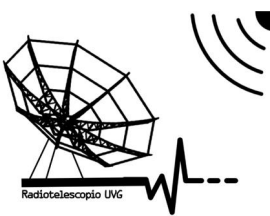


MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 20	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 25	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 20			
FORMATO: A4			

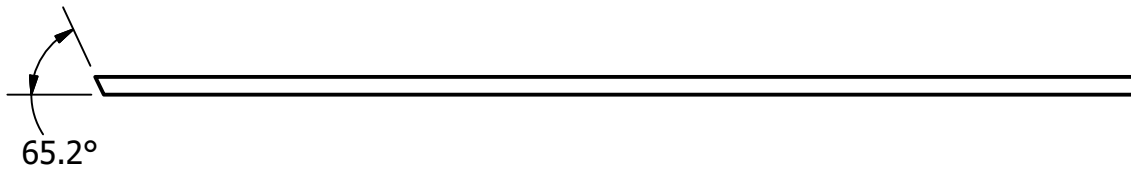
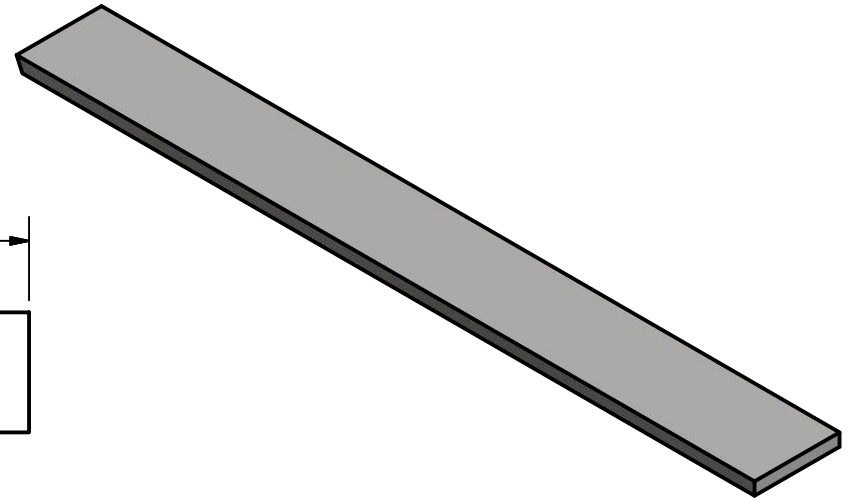
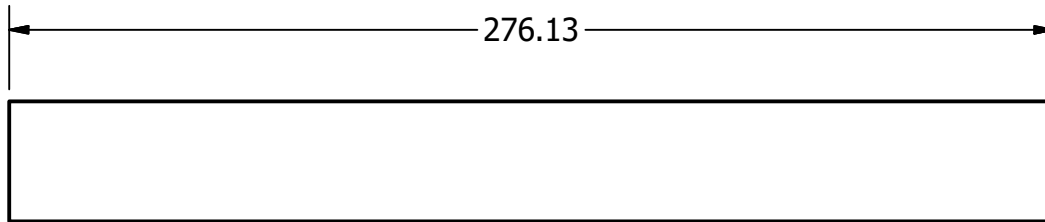


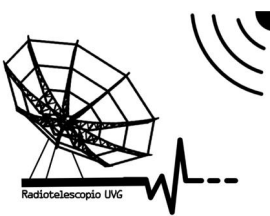
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 21	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 26	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 21			
FORMATO: A4			

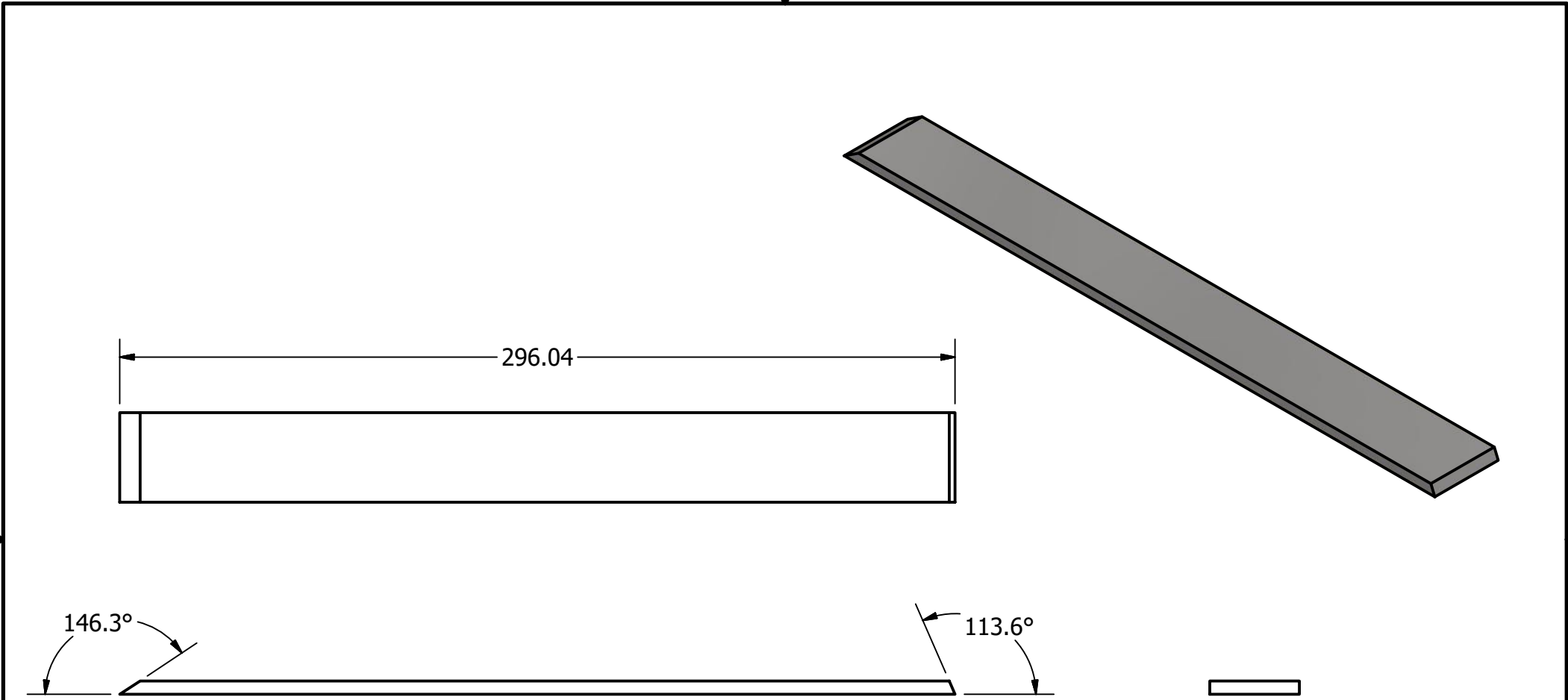


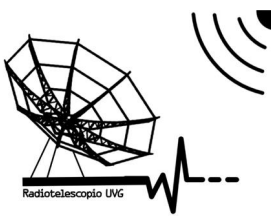
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 22	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2 ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
		DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 27	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 22			
FORMATO: A4			



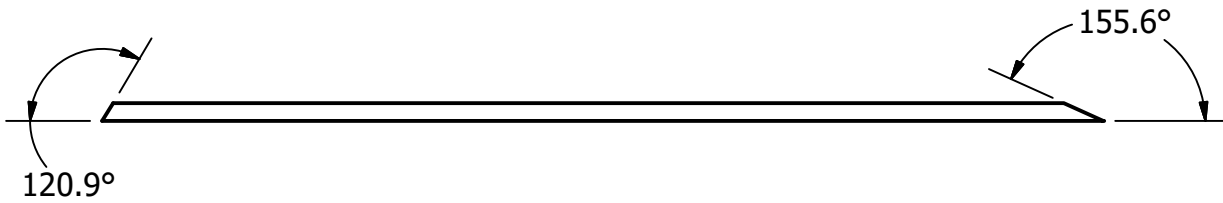
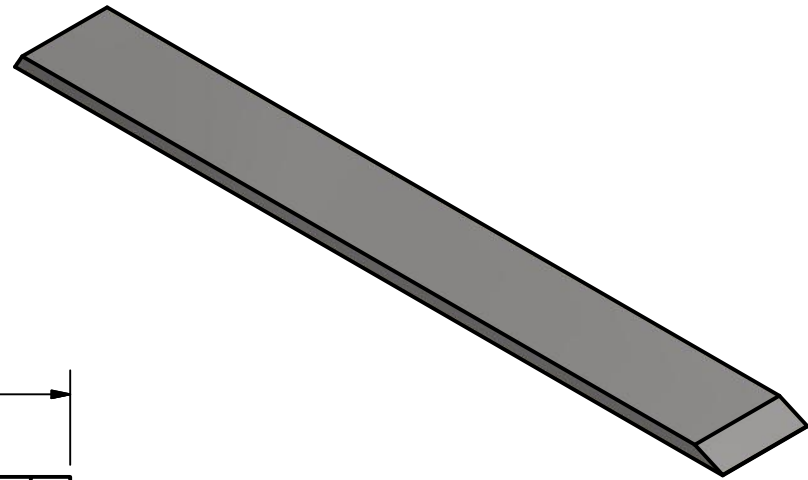
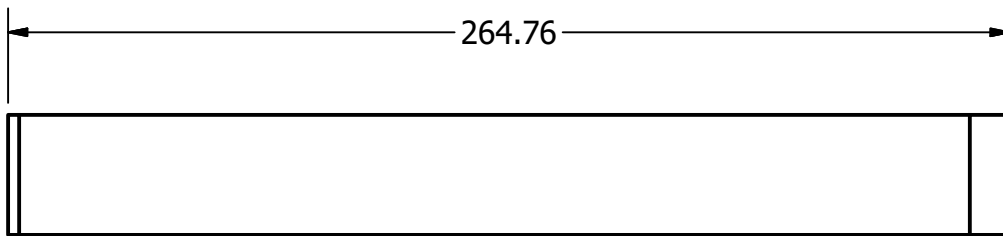


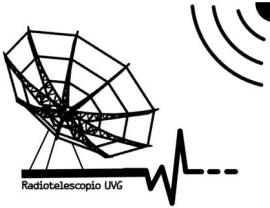
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 23	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2 ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
		DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 28	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 23			
FORMATO: A4			

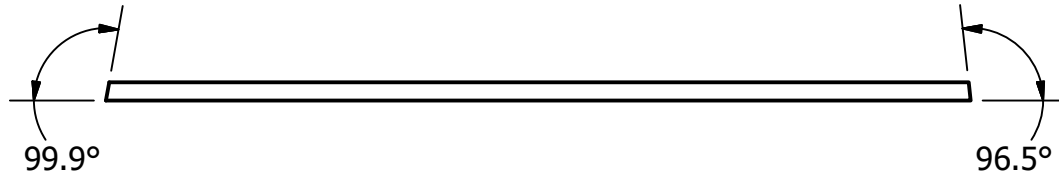
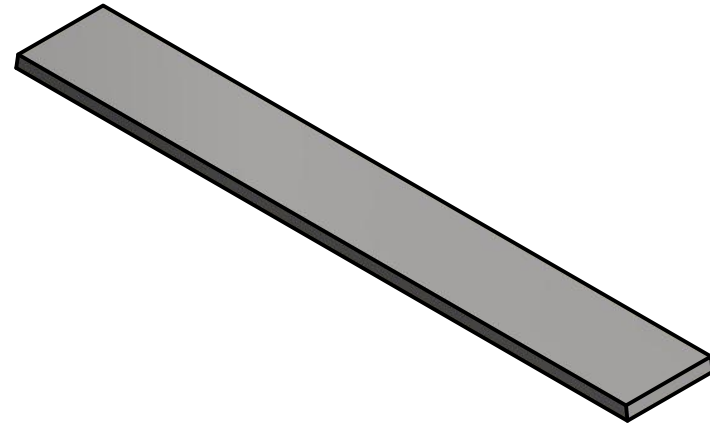
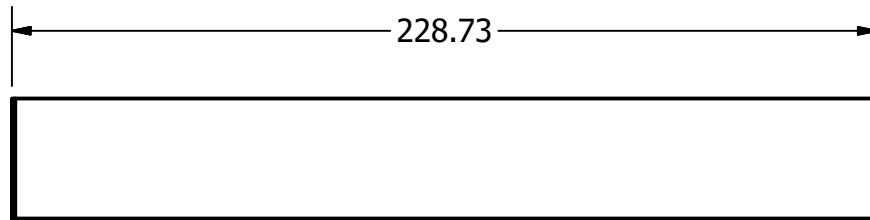


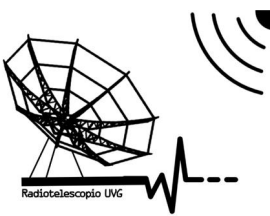
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 24	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 29	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 24		

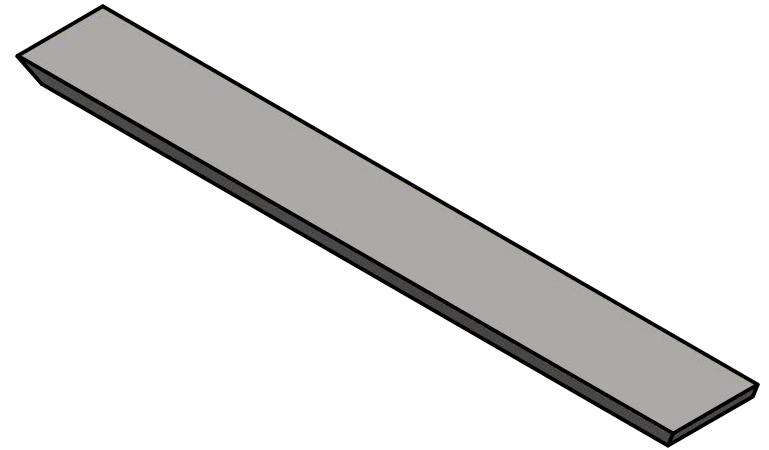
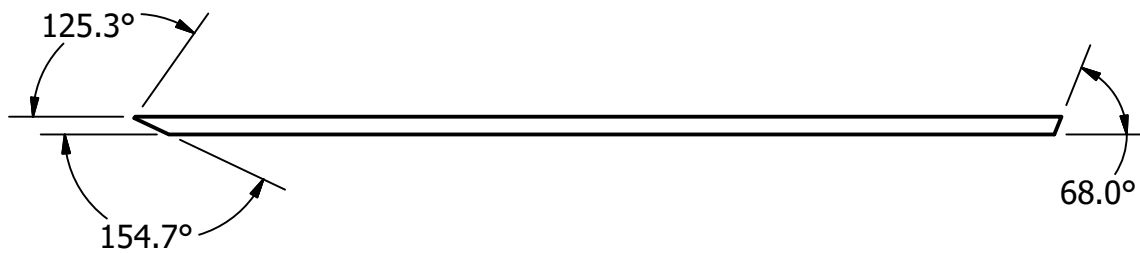
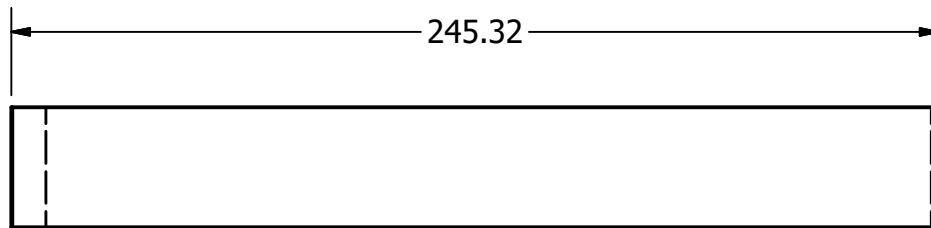


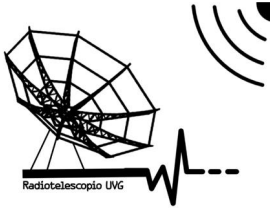


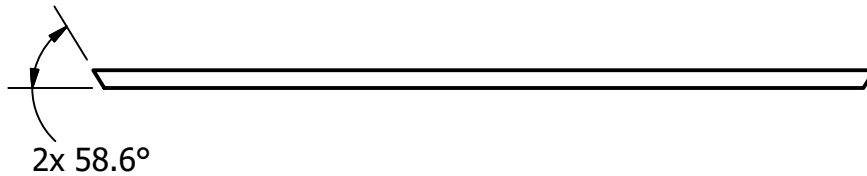
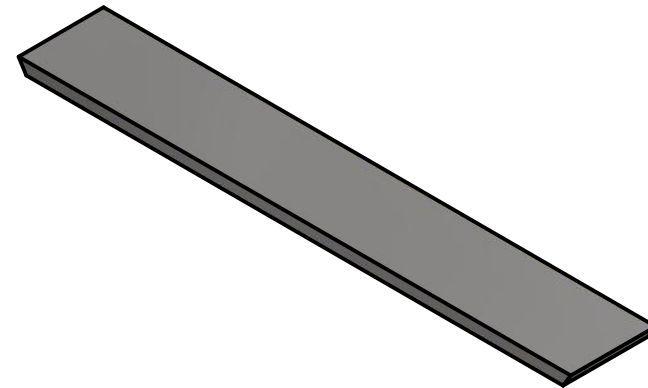
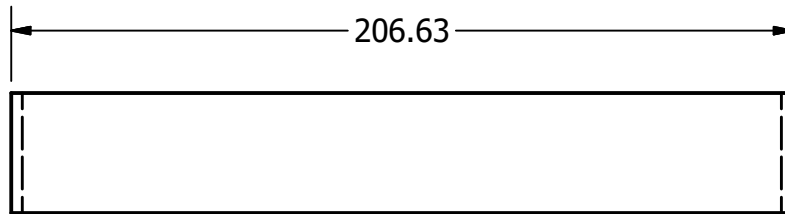
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 25	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 30	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 25		

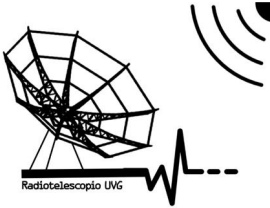


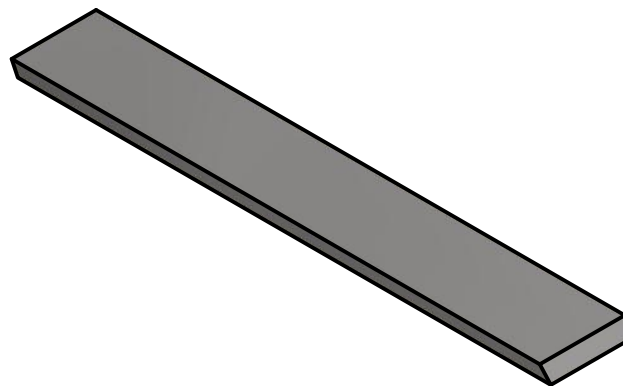
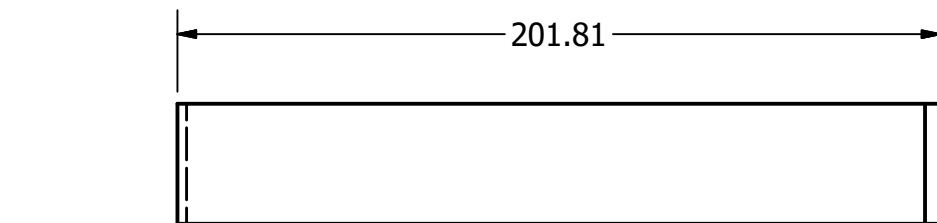
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 26	
 <small>Radiotelescopio UAG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 31	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 26			
FORMATO: A4			

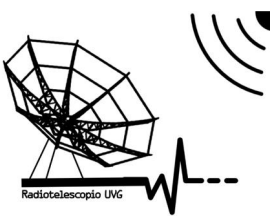


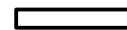
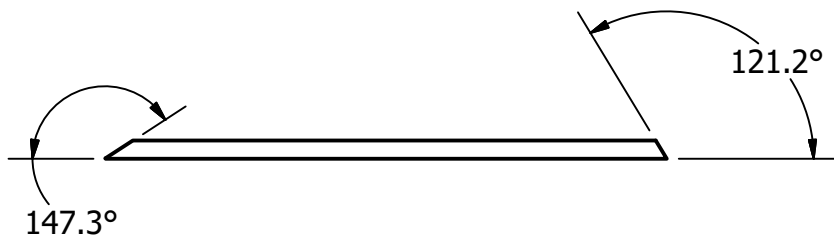
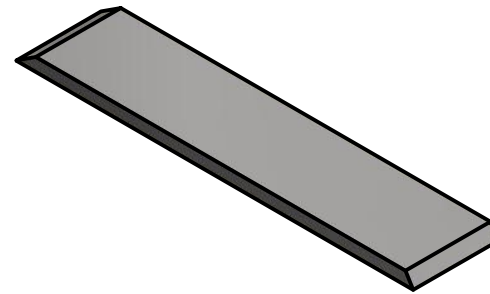
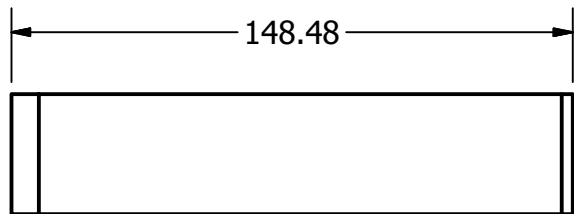
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 27	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 32	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 27		

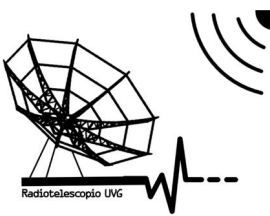


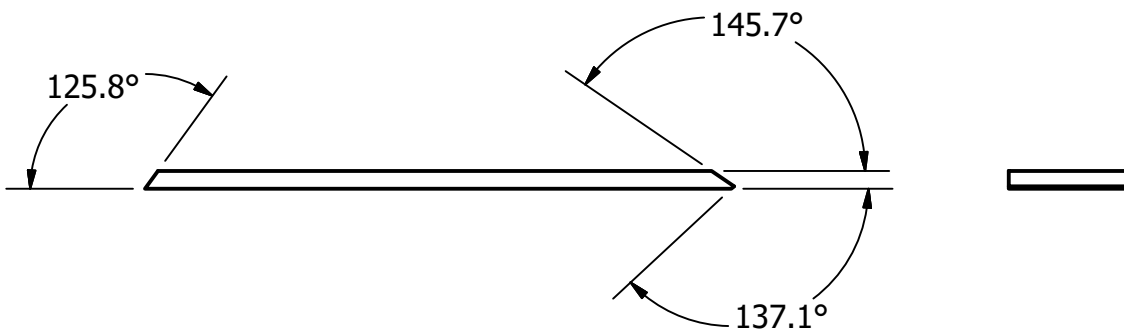
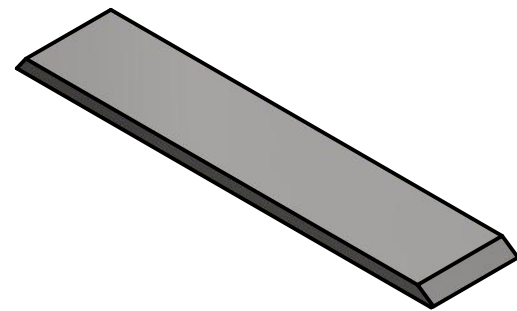
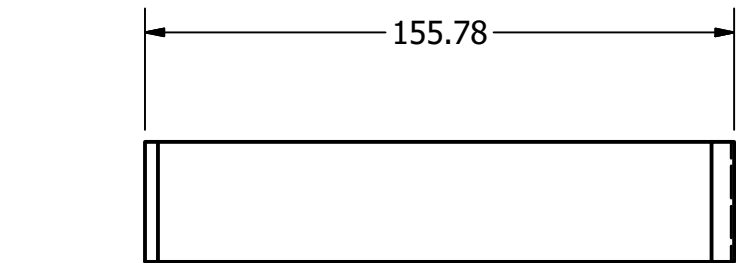
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 28	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 33	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 28			
FORMATO: A4			

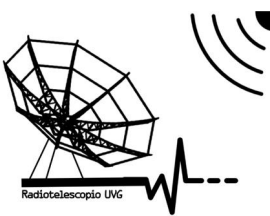


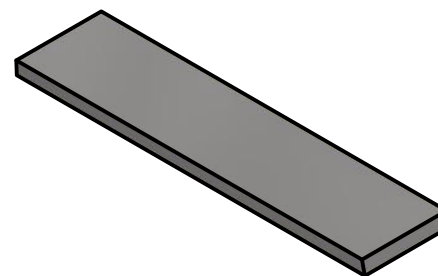
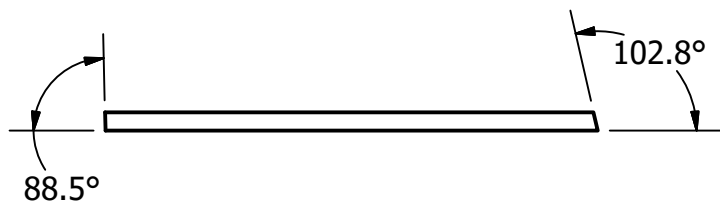
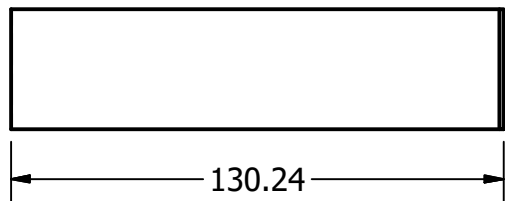
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 29	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 34	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 29			
FORMATO: A4			

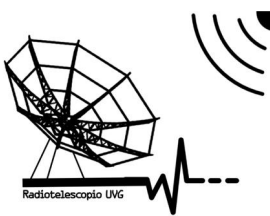


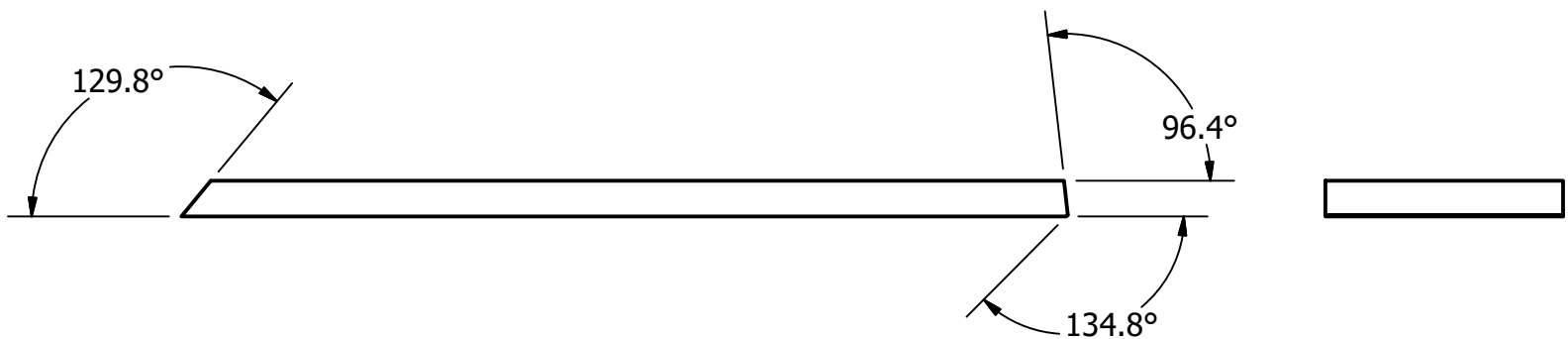
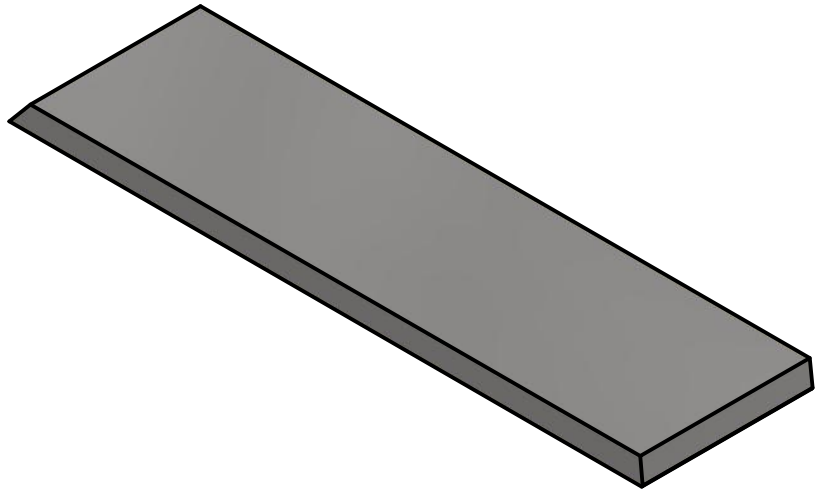
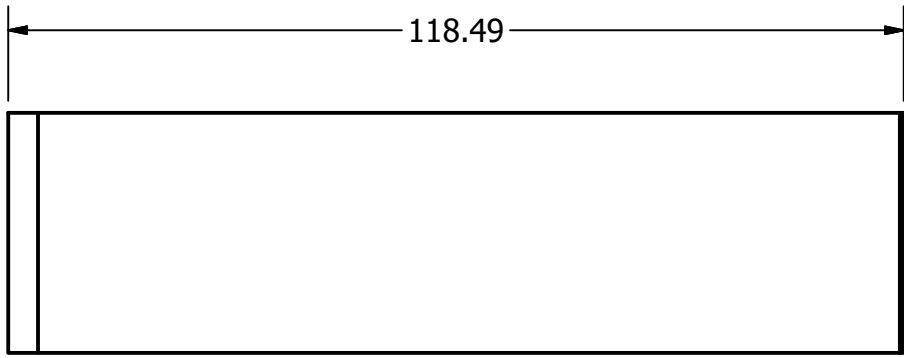
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 30	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 35	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 30		

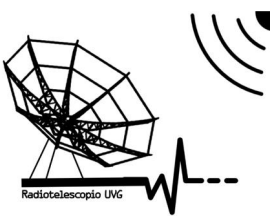


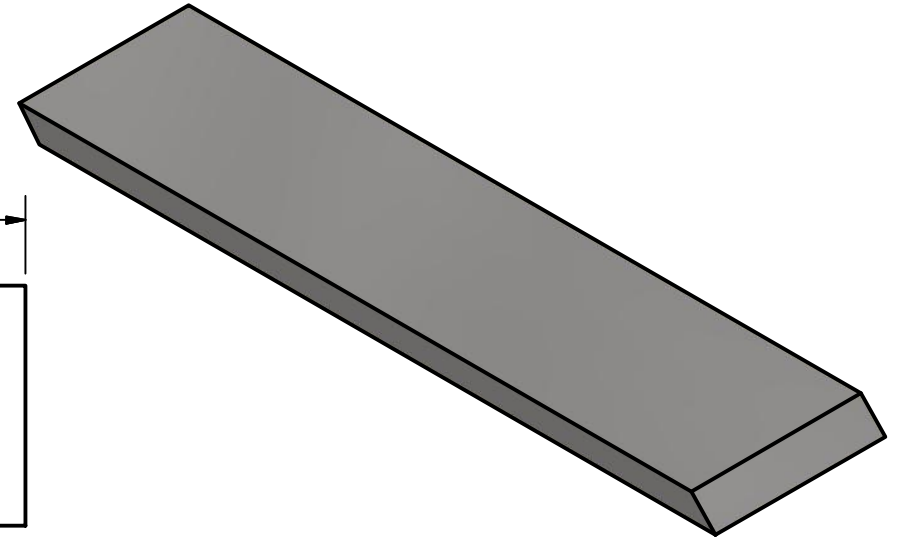
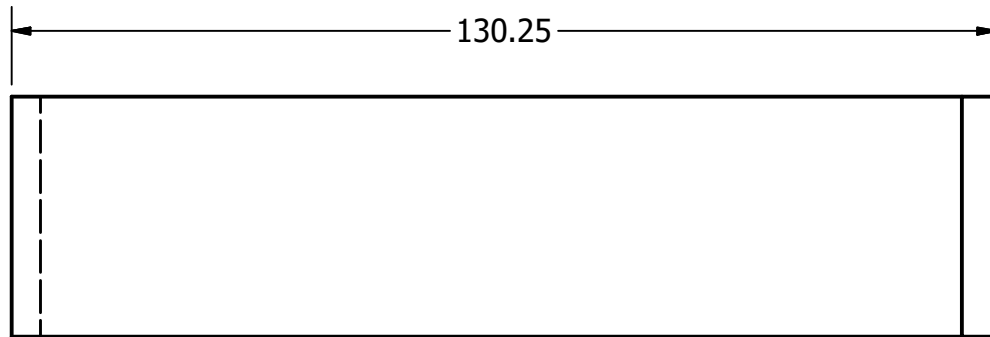
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 31	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 36	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 31		

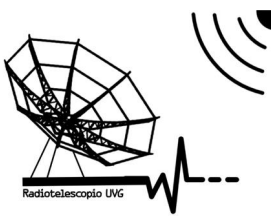


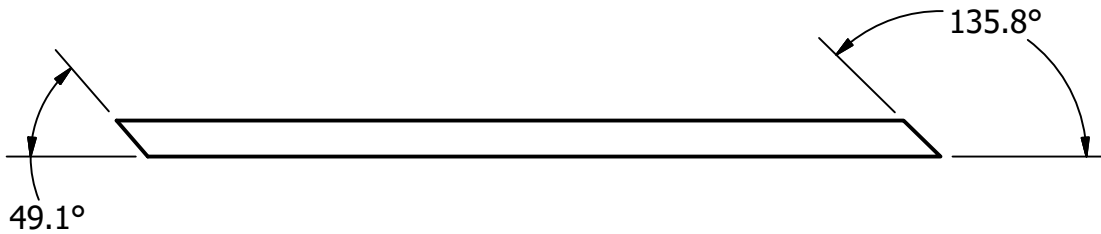
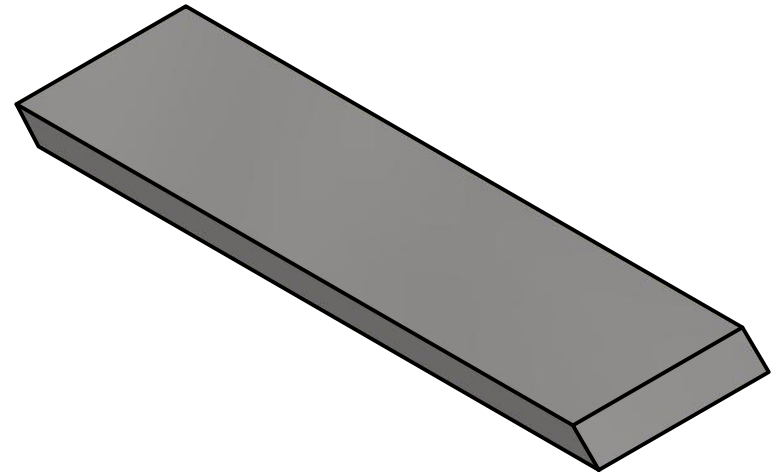
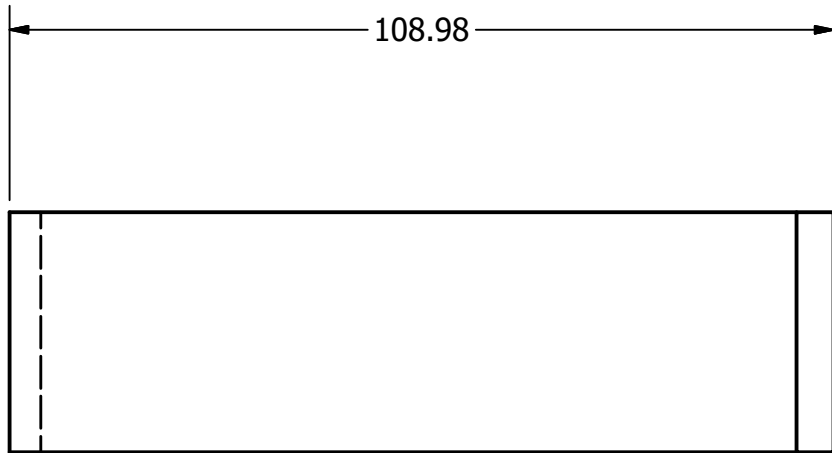
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 32	
	ESCALA: 1:2	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 37	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 32		

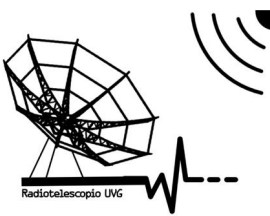


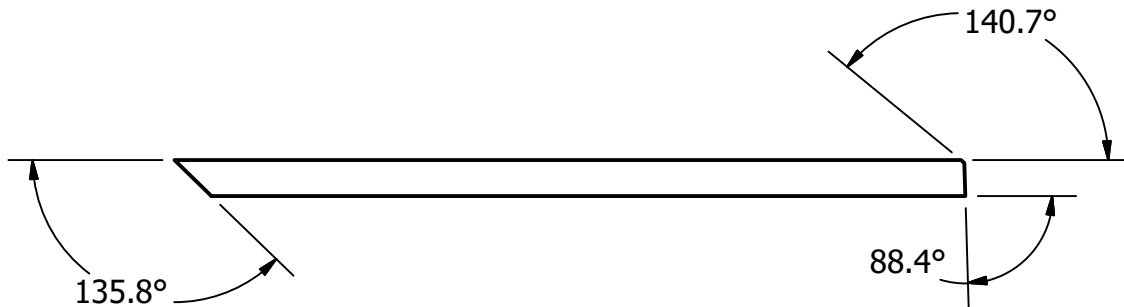
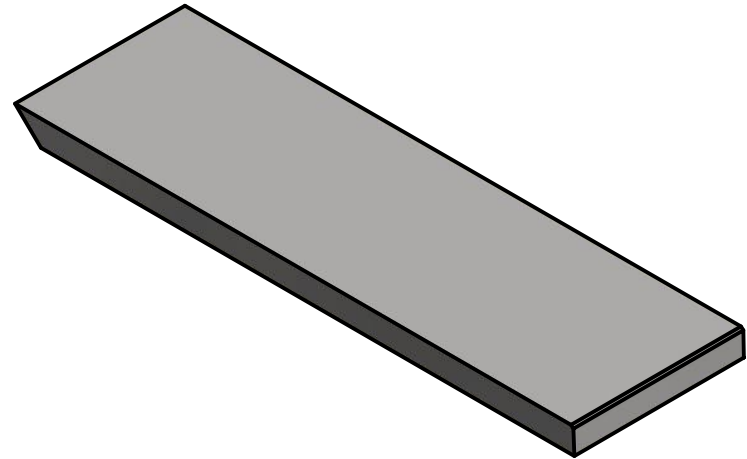
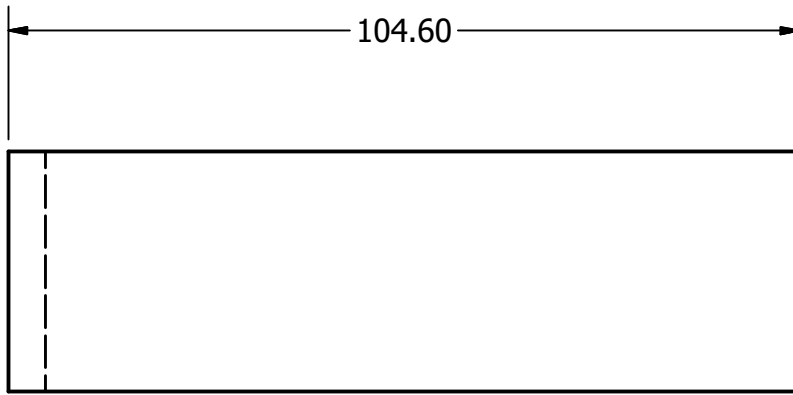
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 33	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 38	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 33			
FORMATO: A4			

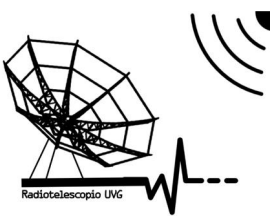


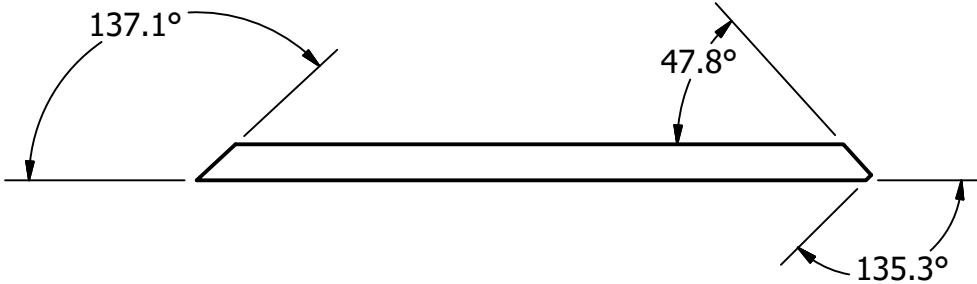
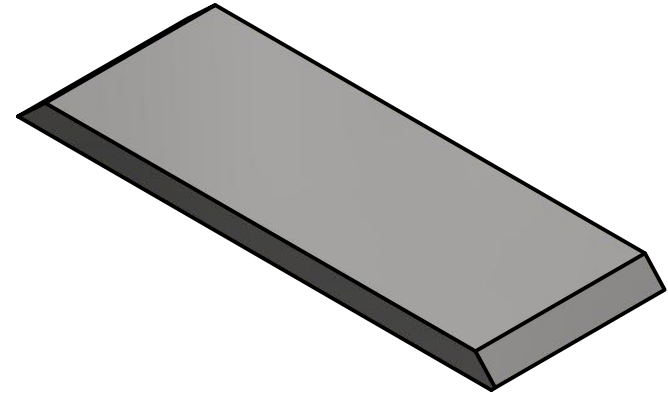
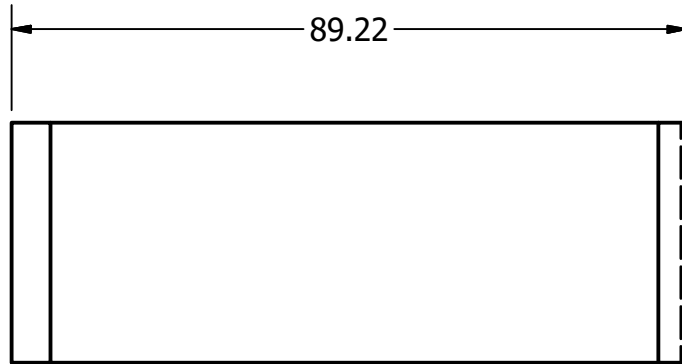
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 34	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 39	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 34			
FORMATO: A4			

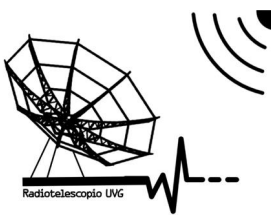


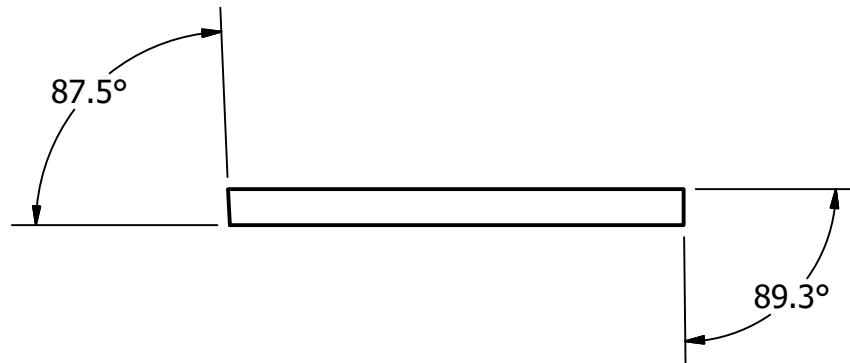
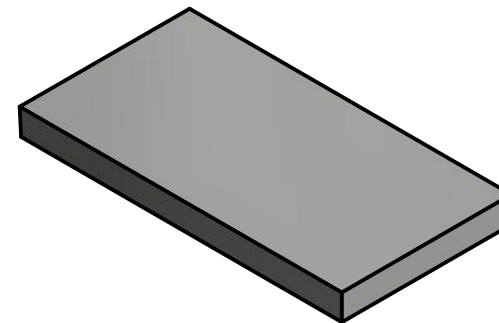
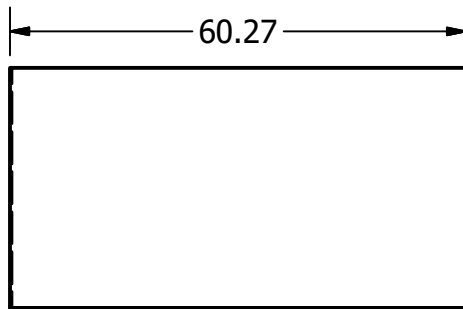
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 35	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 40	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 35			
FORMATO: A4			

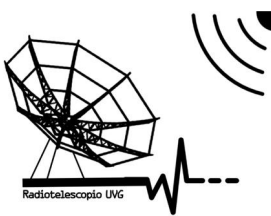


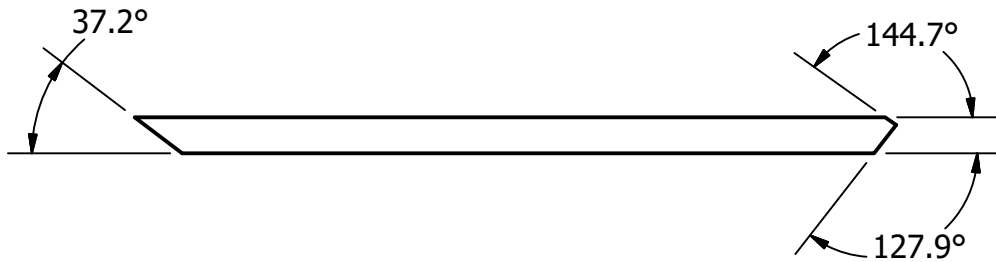
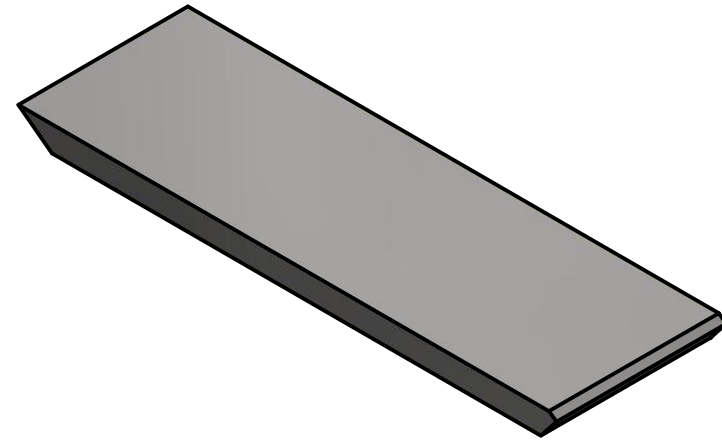
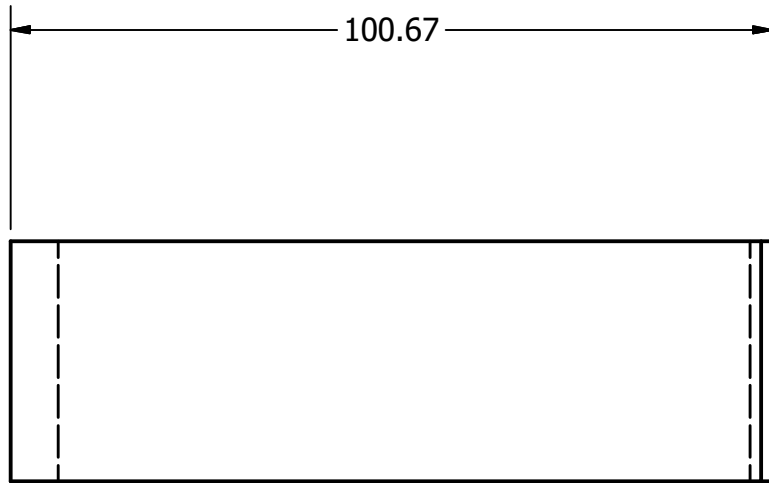
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 36	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 41	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 36			
FORMATO: A4			

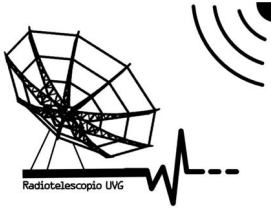


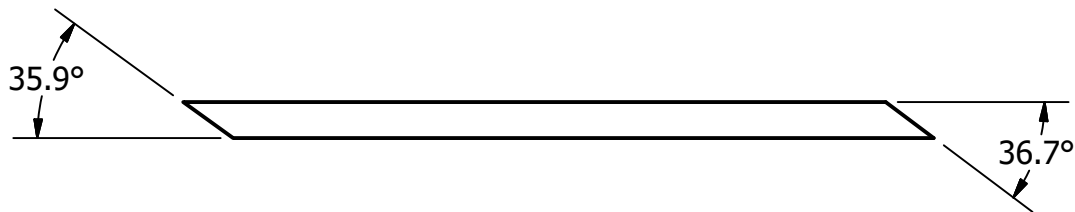
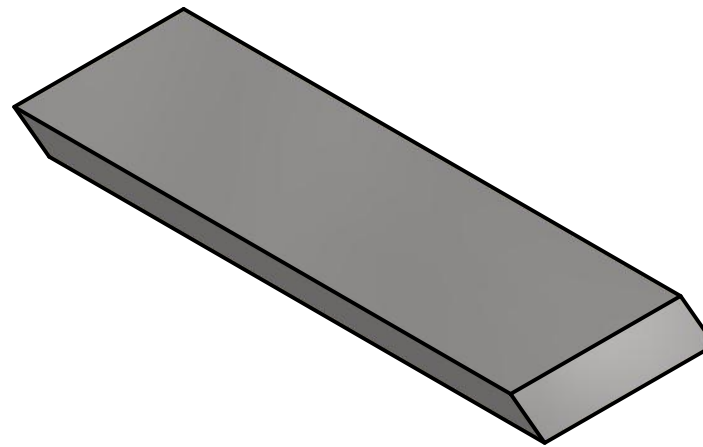
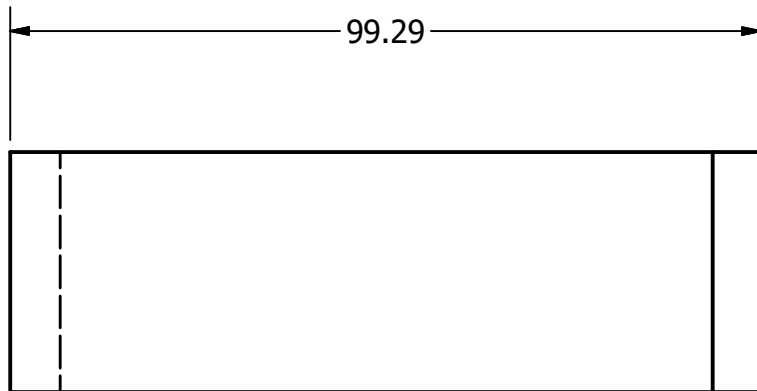
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 37		
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16	
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16	
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16	
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16	
FORMATO: A4		PÁGINA: 42	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293	Copia de Pieza: 9
	No. PIEZA: 37			

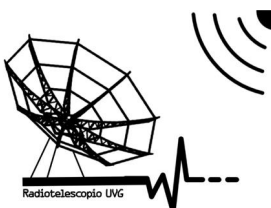


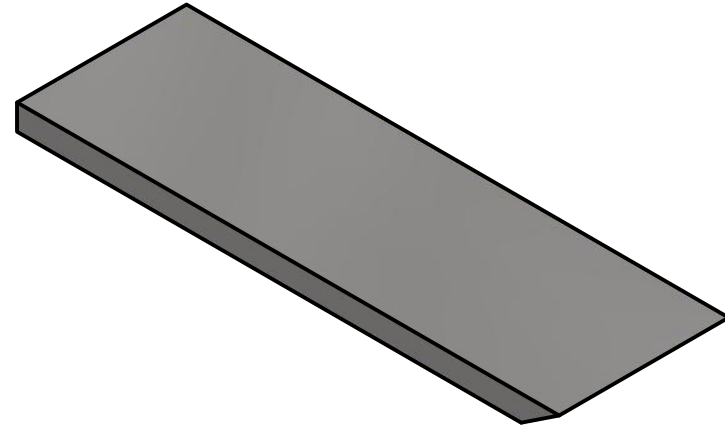
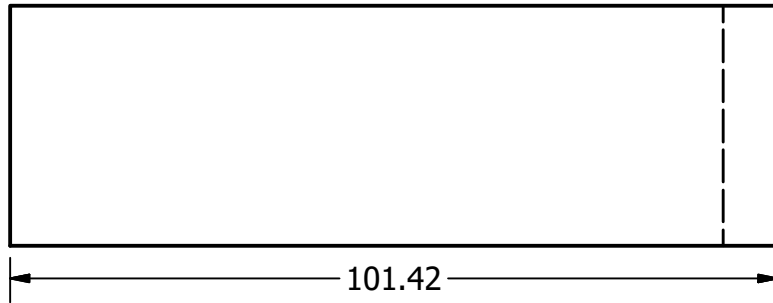
MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 38	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 43	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 38		

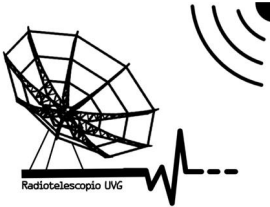


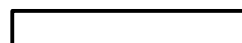
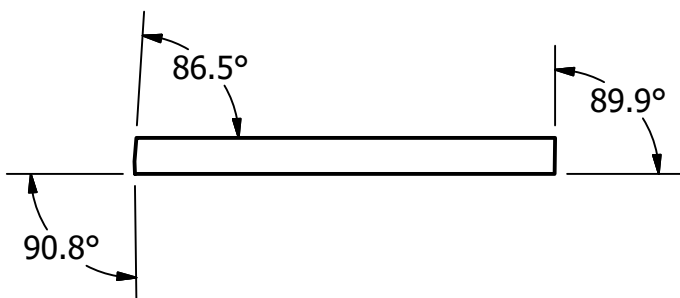
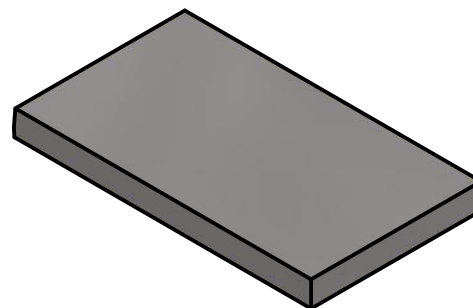
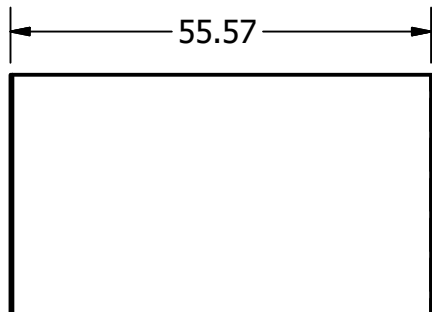
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 39	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 44	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 39		

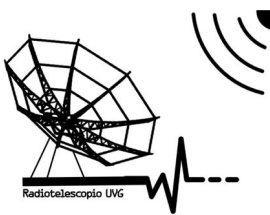


MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 40	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 45	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 40		

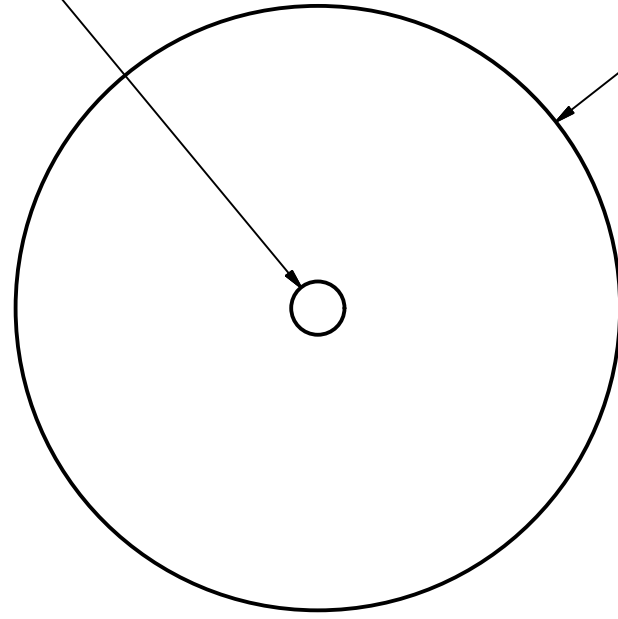


MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: 41	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 46	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 41		



MATERIAL: Acero	UNIDADES: mm	NOMBRE DE PIEZA: 42	
	ESCALA: 1:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 47	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 42			
FORMATO: A4			

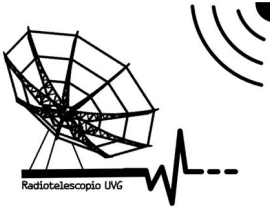
Ø35.00

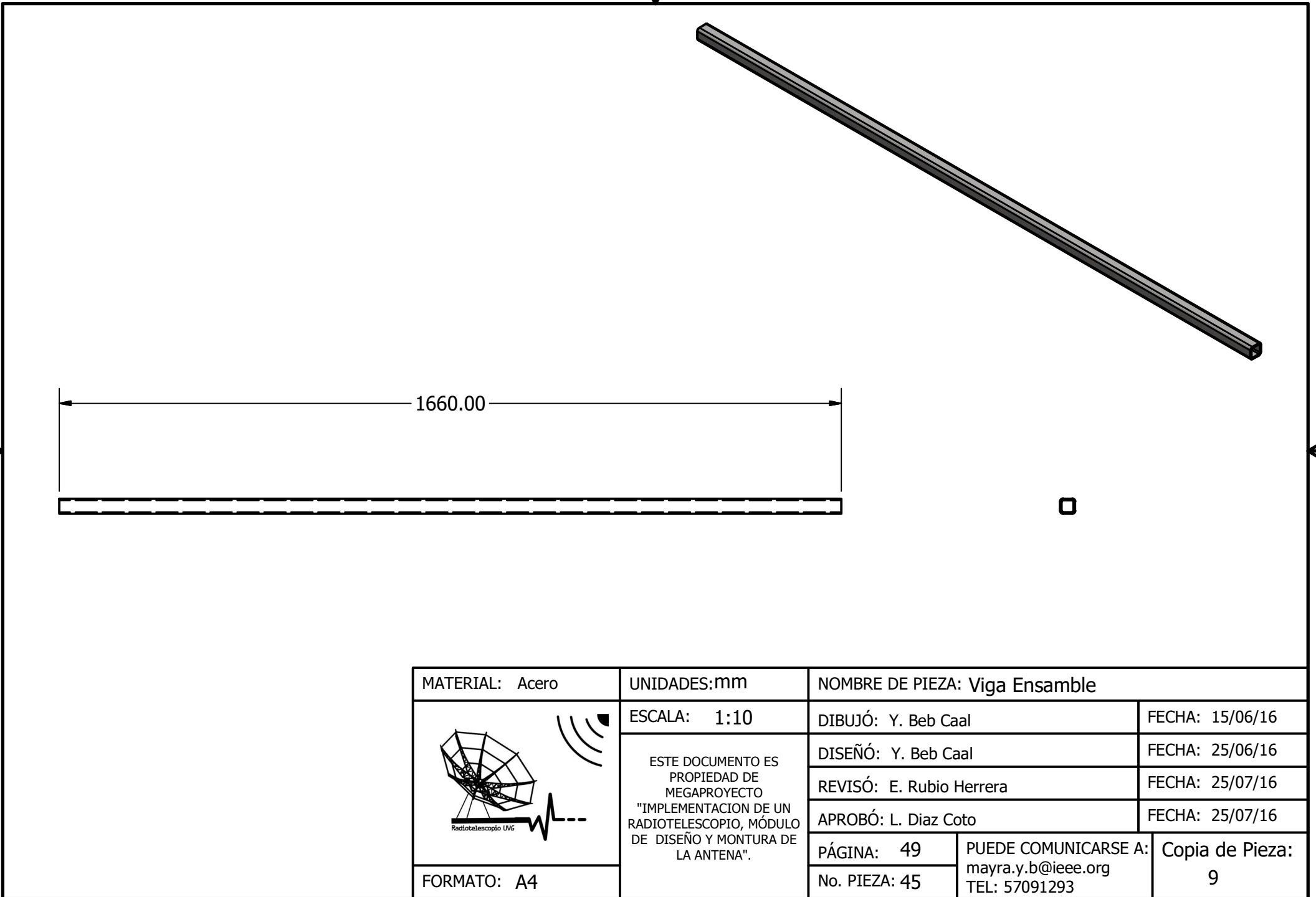


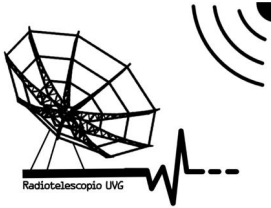
Ø400.00

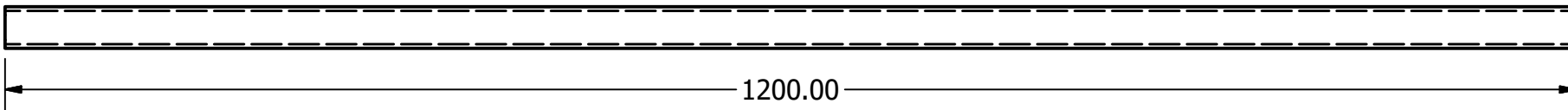
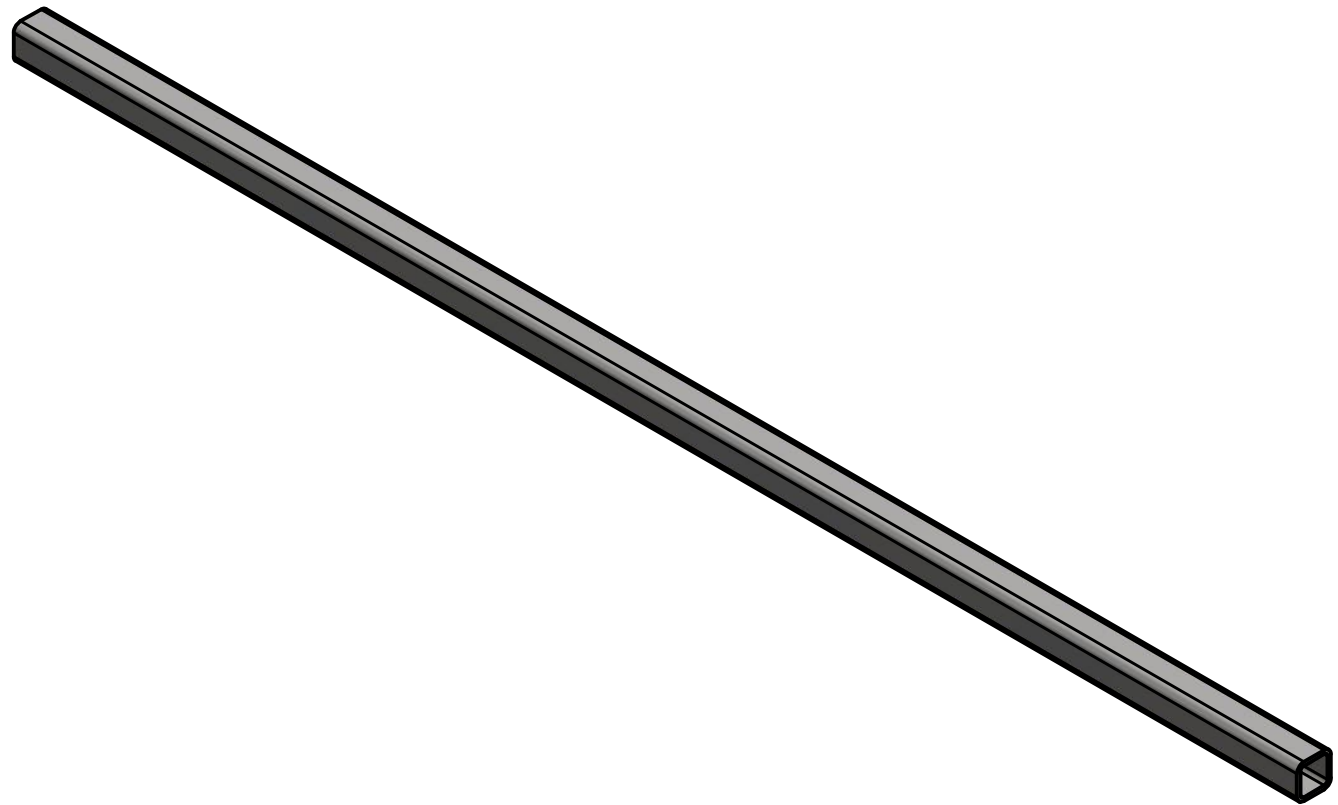
3.18

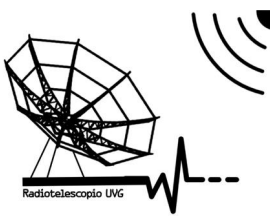


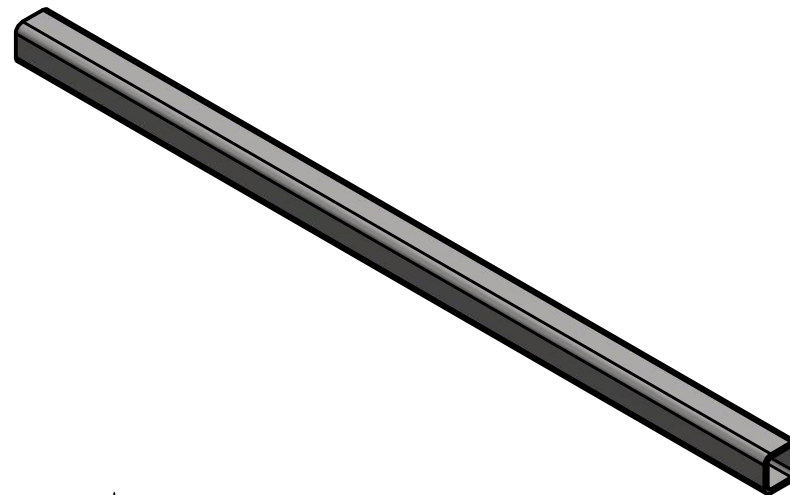
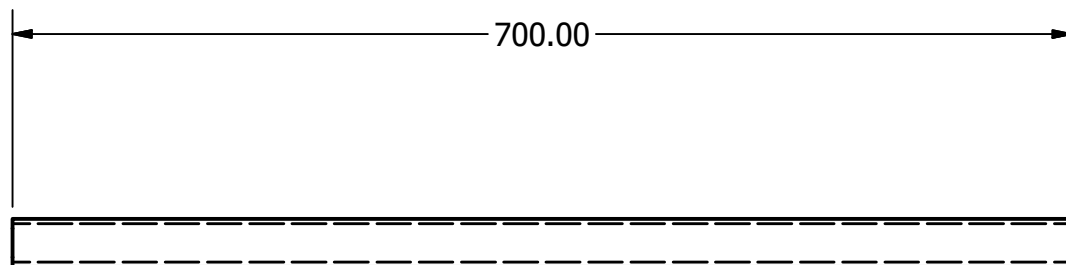
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Circulo	
	ESCALA: 1:5	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 48	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 44		

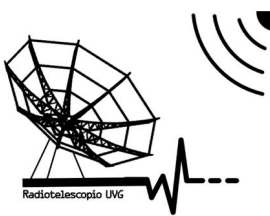


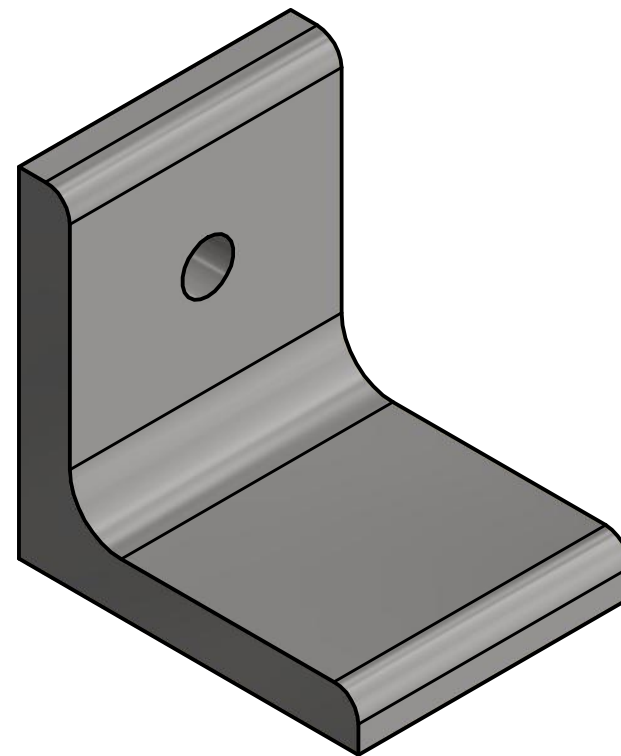
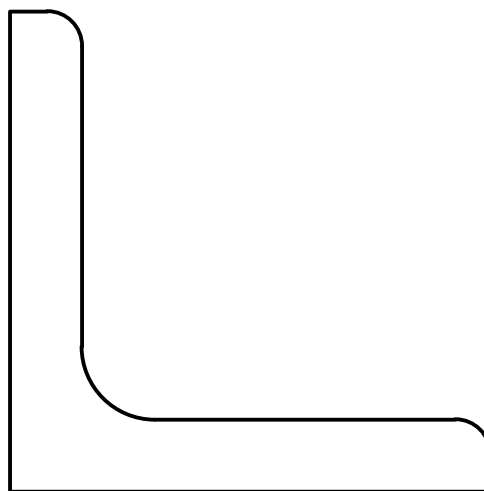
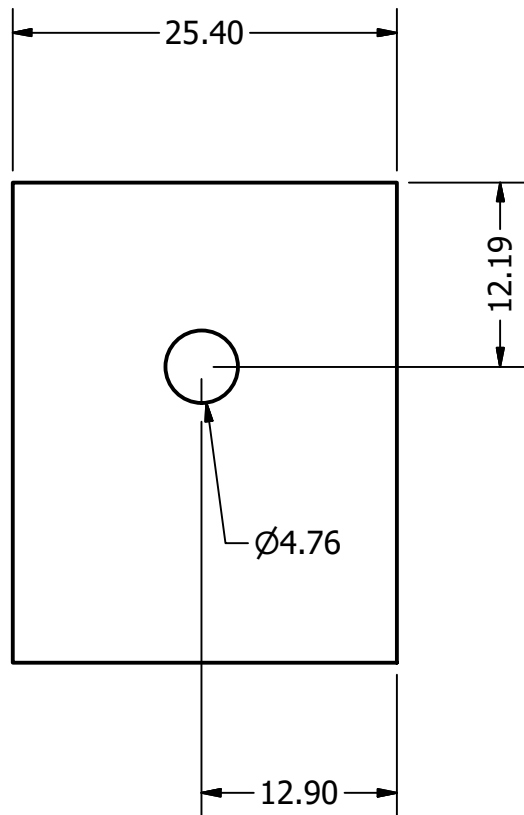
MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Viga Ensamble	
	ESCALA: 1:10	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 49	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 45			
FORMATO: A4			

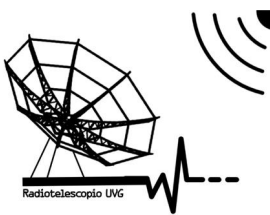


MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Viga Media	
 <small>Radiotelescopio UNG</small>	ESCALA: 1:5	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 50	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 46			
FORMATO: A4			



MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: VigaPequaña	
	ESCALA: 1:5	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 51	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
No. PIEZA: 47			
FORMATO: A4			



MATERIAL: Acero	UNIDADES:mm	NOMBRE DE PIEZA: Uniones	
	ESCALA: 2:1	DIBUJÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 15/06/16
	<p>ESTE DOCUMENTO ES PROPIEDAD DE MEGAPROYECTO "IMPLEMENTACION DE UN RADIOTELESCOPIO, MÓDULO DE DISEÑO Y MONTURA DE LA ANTENA".</p>	DISEÑÓ: Y. Beb Caal	FECHA: 25/06/16
		REVISÓ: E. Rubio Herrera	FECHA: 25/07/16
		APROBÓ: L. Diaz Coto	FECHA: 25/07/16
		PÁGINA: 52	PUEDE COMUNICARSE A: mayra.y.b@ieee.org TEL: 57091293
FORMATO: A4	No. PIEZA: 48		