



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

**DEPARTAMENTOS DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: “DESARROLLO Y EVALUACIÓN DEL SISTEMA DE  
DETECCIÓN Y POSICIONAMIENTO DE TRANSMISORES QUE  
OPERAN EN LA BANDA DE FRECUENCIAS DEL SISTEMA SATELITAL  
IRIDIUM”**

**AUTORES: MARTÍNEZ GUANO, JORGE ESTEBAN  
QUINTANA ARBOLEDA, MILTON ANDRÉS**

**DIRECTOR: M.Sc. LEÓN VASQUEZ, RUBÉN DARIO**

**SANGOLQUÍ, ECUADOR**

**2018**

## CERTIFICACIÓN



**ESPE**  
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

### CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “**DESARROLLO Y EVALUACIÓN DEL SISTEMA DE DETECCIÓN Y POSICIONAMIENTO DE TRANSMISORES QUE OPERAN EN LA BANDA DE FRECUENCIAS DEL SISTEMA SATELITAL IRIDIUM**” realizado por los señores **MILTON ANDRÉS QUINTANA ARBOLEDA** y **JORGE ESTEBAN MARTÍNEZ GUANO**, el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS-ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustenten públicamente.

Sangolquí, 22 de Febrero del 2018

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Rubén León', written over a horizontal line.

Ing. Rubén León, M. Sc.  
**DIRECTOR DEL PROYECTO**

## AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

### AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Nosotros, MILTON ANDRÉS QUINTANA ARBOLEDA con cédula de identidad N° 070467942-2 y JORGE ESTEBAN MARTÍNEZ GUANO con cédula de identidad N° 171890126-5 declaramos que este trabajo de titulación, “DESARROLLO Y EVALUACIÓN DEL SISTEMA DE DETECCIÓN Y POSICIONAMIENTO DE TRANSMISORES QUE OPERAN EN LA BANDA DE FRECUENCIAS DEL SISTEMA SATELITAL IRIDIUM” ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaramos que este trabajo es de nuestra autoría, en virtud de ello nos declaramos responsables del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 1 de Marzo del 2018



Milton Andrés Quintana Arboleda  
C.C:070467942-2



Jorge Esteban Martínez Guano  
C.C:171890126-5

## AUTORIZACIÓN



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

### AUTORIZACIÓN

Nosotros, MILTON ANDRÉS QUINTANA ARBOLEDA y JORGE ESTEBAN MARTÍNEZ GUANO, autorizamos a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca Virtual de la institución el presente trabajo de titulación, “DESARROLLO Y EVALUACIÓN DEL SISTEMA DE DETECCIÓN Y POSICIONAMIENTO DE TRANSMISORES QUE OPERAN EN LA BANDA DE FRECUENCIAS DEL SISTEMA SATELITAL IRIDIUM” cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 1 de Marzo del 2018

Milton Andrés Quintana Arboleda

C.C:070467942-2

Jorge Esteban Martínez Guano

C.C:171890126-5

## DEDICATORIA

*A mis padres quienes han sabido guiarme y aconsejarme siendo un apoyo muy importante tanto en buenos como en malos momentos y sobre todo porque me alientan a cumplir todos mis sueños y metas en cada etapa de mi vida; a mi hermana Andrea que ha estado cuando la he necesitado y me ha brindado su ayuda en muchos aspectos, a mi sobrino Isaac a quien estimo mucho y del cual siempre aprendo nuevas cosas.*

*A mi familia, abuelitos, abuelitas, tíos, tías, primos, primas y mi cuñado que han aportado cada uno a su estilo y manera con enseñanzas, valores y ejemplos de superación y lucha, a su vez también y lo más importante con todo el cariño y amor hacia mí que es un sentimiento que valoro mucho y trato de retribuirlo con creces.*

Jorge Esteban Martínez Guano

*Quiero dedicar este trabajo a mi familia, amigos y a todas las personas que han estado conmigo en todo este tiempo. A mi padre Milton Quintana que siempre estuvo pendiente de todo lo que me hacía falta y también por darme su amor y apoyo en los momentos difíciles. A mi madre Inés Arboleda que siempre ha sido una inspiración para lograr mis objetivos, además de contar con su inmenso amor brindado en todo momento. A mi hermano Marcos Quintana por estar a mi lado y ayudarme cuando se lo he pedido. A mi tía Dolores Arboleda que estuvo conmigo desde el inicio de mi carrera universitaria brindándome su soporte y cariño siempre cuando más lo he necesitado. A mis primos Jimmy y Juan y de manera especial a mi amigo Nixor que llevan haciéndome reír muchos años de mi vida. Muchas gracias a todos...*

Milton Andrés Quintana Arboleda

## **AGRADECIMIENTO**

Agradecemos a todos los profesores que durante cada fase de nuestra etapa universitaria nos han proporcionado desinteresadamente y con mucha paciencia sus conocimientos y habilidades, las cuales nos serán de gran utilidad para la vida profesional y nos permitirán construir un futuro mejor para nuestra sociedad.

Agradecemos de manera especial al Ingeniero Rubén León y al Ingeniero Alexis Tinoco ya que, sin sus colaboraciones, sin sus saberes y sin sus experiencias la realización de este proyecto no hubiese llegado a buen puerto ni se hubiese alcanzado los objetivos del mismo.

Agradecemos a su vez también al personal militar y civil que conforman el Centro de Investigación Científica y Tecnológica del Ejército-CICTE que contribuyeron para que el presente proyecto pueda haberse llevado a cabo con éxito.

Milton Quintana y Jorge Martínez

## ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>CERTIFICACIÓN</b> .....	<b>i</b>
<b>AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD</b> .....	<b>ii</b>
<b>AUTORIZACIÓN</b> .....	<b>iii</b>
<b>DEDICATORIA</b> .....	<b>iv</b>
<b>AGRADECIMIENTO</b> .....	<b>v</b>
<b>ÍNDICE DE CONTENIDOS</b> .....	<b>vi</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b> .....	<b>xi</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> .....	<b>xii</b>
<b>RESUMEN</b> .....	<b>xvi</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>xvii</b>
<b>CAPÍTULO I</b> .....	<b>1</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
1.1. Antecedentes .....	1
1.2. Justificación e Importancia .....	2
1.3. Alcance del Proyecto .....	5
1.5. Objetivos .....	6
1.5.1. General .....	6
1.5.2. Específico .....	6
<b>CAPÍTULO 2</b> .....	<b>8</b>
<b>2. FUNDAMENTO TEÓRICO</b> .....	<b>8</b>
2.1 Constelación de Satélites Iridium .....	8
2.1.1. Operación y Características .....	9

2.1.2. Frecuencias de operación .....	11
2.1.3. Servicios de Iridium .....	11
2.2. Fundamentación teórica de antenas .....	12
2.2.1. Arreglo de antenas .....	12
2.2.1.1. Arreglo de antenas Circular .....	12
2.2.2. Antenas dipolo tipo V .....	13
2.2.3. Antenas Microstrip .....	13
2.2.3.1 Modelo de la línea de transmisión .....	15
2.2.3.2 Irradiador cuadrado de esquinas cortadas circular-mente polarizado .....	19
2.3. Señales de cuadratura o señales I/Q .....	20
2.3.1. Señales de cuadratura para modulación .....	20
2.3.2 Diagramas de constelación .....	22
2.4 Tipos de Receptores de RF .....	23
2.4.1 Receptor de Conversión Directa .....	23
2.4.2 Receptor Superheterodino .....	24
2.4.3 Receptor Superheterodino de conversión dual .....	26
2.4.4 Frecuencia Imagen .....	27
2.4.5. Modelo Matemático de la conversión en Fase y Cuadratura .....	29
2.5. Amplificador de Bajo Ruido (LNA) .....	31
2.5.1 Factores importantes del LNA .....	32
2.5.2. Productos de intermodulación .....	33
2.5.3. Aplicaciones .....	36
2.5.4. LNA en el mercado .....	36
2.6. Filtros pasa banda .....	37



2.6.1. Filtros SAW (surface acoustic wave) para RF.....	38
2.6.2. Factores importantes de los filtros pasabanda .....	38
2.6.3 Aplicaciones.....	39
2.6.4 Filtros pasa banda en el mercado .....	40
2.7. Oscilador Controlado por Tensión y Recuperación de portadora .....	41
<b>CAPITULO 3.....</b>	<b>42</b>
<b>3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA .....</b>	<b>42</b>
3.1 Diseño general del sistema .....	42
3.2 Antenas .....	43
3.2.1 Antenas del arreglo militar.....	43
3.2.2 Antenas de micro línea.....	48
3.3. Etapa de LNA y filtro SAW pasabanda interno .....	53
3.3.1. Características técnicas del LNA MAX12000.....	53
3.3.2. Características técnicas del filtro SAW SF2250E .....	55
3.3.3. Características filtro pasa altas SHP-800.....	56
3.4. Multiplexor de 8 canales de RF .....	56
3.4.1. Diseño del circuito de control para el multiplexor de 8 canales de RF 8PST .....	56
3.4.2. Montaje del multiplexor de 8 canales de RF y del circuito de control .....	57
3.5. Mixer ZAD-11 .....	58
3.5.1. Características técnicas del mezclador de frecuencias ZAD-11 .....	58
3.6. VCO mini-circuits .....	59
3.6.1. VCO mini-circuits ZOS-50.....	59
3.6.2. VCO mini-circuits ZOS-765 .....	60
3.7. Downconverter ADRF6807.....	61

3.7.1 Características generales del ADRF6807 .....	61
<b>CAPITULO 4.....</b>	<b>65</b>
<b>4. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO .....</b>	<b>65</b>
4.1. Pruebas de funcionamiento del arreglo de antenas.....	65
4.1.1. Determinación del Patrón de radiación del arreglo de antenas del Ejército .....	65
4.1.2. Determinación del Patrón de radiación de las antenas micro línea .....	66
4.2. Prueba de funcionamiento de LNA, filtro pasa banda y filtro pasa altas .....	67
4.2.1. Evaluación del rendimiento del LNA MAX12000 .....	67
4.2.2. Evaluación del producto de intermodulación de tercer orden en LNA MAX12000 ....	69
4.2.3. Obtención y evaluación del ancho de banda del filtro SAW pasa banda SF2250E .....	71
4.2.4. Determinación del factor de calidad Q del filtro SAW pasabanda SF2250E .....	72
4.2.5. Determinación de las pérdidas ocasionadas por el filtro pasa-altas SHP-800 .....	73
4.3. Pruebas de funcionamiento del Multiplexor de 8 canales de RF 8PST.....	76
4.3.1. Evaluación de las pérdidas en cada canal del multiplexor de 8 canales de RF .....	76
4.4. Pruebas de Funcionamiento del Mixer ZAD11 .....	78
4.4.1. Evaluación de la señal de salida obtenida en el Mixer ZAD-11 .....	78
4.5. Pruebas de funcionamiento de VCO mini-circuits.....	81
4.5.1. VCO mini-circuits ZOS-50.....	81
4.5.2. VCO mini-circuits ZOS-765.....	82
4.6. Pruebas de Funcionamiento del Downconverter ADRF6807 .....	83
4.6.2. Evaluación de los parámetros de ganancia del downconverter .....	83
4.7. Pruebas de funcionamiento del Sistema Completo .....	85
4.7.1. Evaluación de los parámetros de salida .....	85
4.7.2. Pruebas finales para verificar las capacidades de posicionamiento del transmisor. ....	90

**CAPITULO 5.....104**

**5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN.....104**

5.1. Conclusiones..... 104

5.2. Recomendaciones ..... 105

5.3. Líneas Futuras de Investigación ..... 106

**CAPÍTULO 6.....107**

**6. BIBLIOGRAFÍA.....107**

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1</b> <i>Evolución de los Sistemas de Comunicaciones de los TCOs</i> .....	4
<b>Tabla 2</b> <i>Cambio de fase de la señal de salida con respecto a los valores de fase y cuadratura</i> ..	21
<b>Tabla 3</b> <i>Especificaciones Técnicas del ZOS-50</i> .....	59
<b>Tabla 4</b> <i>Especificaciones Técnicas del ZOS-765</i> .....	60
<b>Tabla 5</b> <i>Conexiones importantes del ADRF6807</i> .....	62
<b>Tabla 6</b> <i>Datos de pruebas de nivel de ganancia de LNA</i> .....	68
<b>Tabla 7</b> <i>Datos de pruebas de productos de intermodulación en LNA</i> .....	70
<b>Tabla 8</b> <i>Datos de pruebas de productos de intermodulación en LNA</i> .....	72
<b>Tabla 9</b> <i>Datos de pruebas de nivel de potencia en la salida del filtro pasa altas SHP-800</i> .....	74
<b>Tabla 10</b> <i>Datos de pérdidas añadidas por el filtro pasa altas SHP-800</i> .....	75
<b>Tabla 11</b> <i>Pruebas del nivel de potencia en la salida del multiplexor de 8 canales de RF 8PST</i> ..	77
<b>Tabla 12</b> <i>Datos de la potencia de la señal de salida del mixer ZAD-11</i> .....	79
<b>Tabla 13</b> <i>Datos de pérdidas añadidas por el mixer ZAD-11</i> .....	80
<b>Tabla 14</b> <i>Datos de pérdidas añadidas por el ADRF6807</i> .....	84
<b>Tabla 15</b> <i>Ganancias y Pérdidas de cada etapa del sistema</i> .....	86
<b>Tabla 16</b> <i>Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en prueba 1</i> .....	93
<b>Tabla 17</b> <i>Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 2</i> .....	96
<b>Tabla 18</b> <i>Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 3</i> .....	98
<b>Tabla 19</b> <i>Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 4</i> .....	101

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1</b> Componentes del sistema Iridium .....	9
<b>Figura 2</b> Comunicación sistema satelital Iridium.....	10
<b>Figura 3</b> Características del arreglo circular de antenas .....	12
<b>Figura 4</b> Características de las antenas dipolo tipo V.....	13
<b>Figura 5</b> Elemento irradiador del tipo Microstrip. (a) vista lateral y en (b) vista 3D .....	14
<b>Figura 6</b> Definición de la geometría para aplicar el modelo de la línea de transmisión .....	16
<b>Figura 7</b> Adición de señales en cuadratura .....	20
<b>Figura 8</b> Representación de modulación QPSK.....	21
<b>Figura 9</b> Diagrama de constelación para BPSK, 1 bit por símbolo .....	22
<b>Figura 10</b> Receptor de Conversión Directa.....	24
<b>Figura 11</b> Receptor Superheterodino .....	25
<b>Figura 12</b> Receptor Superheterodino de doble conversión .....	26
<b>Figura 13</b> Señales de entrada de la primera etapa de un receptor Superheterodino.....	27
<b>Figura 14</b> Frecuencia Intermedia .....	27
<b>Figura 15</b> Frecuencia Imagen.....	28
<b>Figura 16</b> Frecuencia Intermedia interferida con la frecuencia imagen.....	28
<b>Figura 17</b> Frecuencia imagen y Frecuencia deseada.....	29
<b>Figura 18</b> Productos de Intermodulación .....	35
<b>Figura 19</b> Aplicaciones de los LNA.....	36
<b>Figura 20</b> Aplicaciones de los filtros pasa banda activos .....	40
<b>Figura 21</b> Diseño general del sistema .....	42
<b>Figura 22</b> Dimensiones de la antena dipolo tipo V en vista superior.....	44
<b>Figura 23</b> Dimensiones de la antena dipolo tipo V en vista frontal .....	44
<b>Figura 24</b> Vista superior de la antena dipolo tipo V .....	45
<b>Figura 25</b> Vista frontal de la antena dipolo tipo V.....	45
<b>Figura 26</b> Vista superior del arreglo de antenas militar .....	46
<b>Figura 27</b> Dimensiones del arreglo de antenas en vista superior .....	46
<b>Figura 28</b> Arreglo de antenas con la carcasa en vista frontal.....	46

<b>Figura 29</b> Dimensiones del arreglo de antenas con la carcasa en vista frontal .....	47
<b>Figura 30</b> Zonas de cobertura y ángulos de cada antena del arreglo militar .....	48
<b>Figura 31</b> Dimensiones de la antena Microstrip .....	49
<b>Figura 32</b> Antena microlínea (microstrip).....	50
<b>Figura 33</b> Dimensiones del plato parabólico .....	51
<b>Figura 34</b> Dimensiones de los soportes de la antena microlínea en milímetros .....	52
<b>Figura 35</b> Dimensiones de la base de la antena microlínea en mm .....	52
<b>Figura 36</b> Montaje de la antena microlínea en el plato parabólico vista superior .....	53
<b>Figura 37</b> Montaje de la antena microlínea en el plato parabólico vista frontal .....	53
<b>Figura 38</b> Características de LNA MAX12000 .....	54
<b>Figura 39</b> Vista superior del LNA MAX12000 con cubierta.....	54
<b>Figura 40</b> Vista superior del LNA MAX12000 sin cubierta.....	55
<b>Figura 41</b> Características del filtro SAW SF2250E .....	55
<b>Figura 42</b> Características del filtro pasa altas SHP-800.....	56
<b>Figura 43</b> Vista superior del filtro pasa altas SHP-800.....	56
<b>Figura 44</b> Circuito de control para el multiplexor de 8 canales de RF .....	57
<b>Figura 45</b> Circuito de control montado en la antena.....	58
<b>Figura 46</b> Características del mezclador de frecuencias ZAD-11 .....	58
<b>Figura 47</b> Vista frontal del mixer ZAD-11 .....	59
<b>Figura 48</b> Respuesta del ZOS-50 .....	60
<b>Figura 49</b> Respuesta del ZOS-765 .....	61
<b>Figura 50</b> Diagrama de bloques del ADRF6807 .....	62
<b>Figura 51</b> Ventana principal del software de la placa de evaluación.....	63
<b>Figura 52</b> Ventana Form Synth del software de la placa de evaluación .....	64
<b>Figura 53</b> Patrón de radiación del arreglo de antenas del ejército .....	65
<b>Figura 54</b> Antena microstrip con reflector parabólico .....	66
<b>Figura 55</b> Escenario para pruebas de Funcionamiento del LNA .....	67
<b>Figura 56</b> Respuesta de la etapa de LNA .....	68
<b>Figura 57</b> Escenario de prueba de productos de intermodulación de 3er orden .....	69
<b>Figura 58</b> Respuesta de LNA para productos de intermodulación de 3er orden .....	70

<b>Figura 59</b> Escenario de prueba del ancho de banda para el filtro SF2250E .....	71
<b>Figura 60</b> Escenario para pruebas de Funcionamiento del LNA y filtro pasa altas .....	73
<b>Figura 61</b> Respuesta de la etapa de LNA con filtro pasa altas SHP-800 .....	74
<b>Figura 62.</b> Perdidas añadidas por el filtro pasa altas SHP-800 .....	75
<b>Figura 63</b> Escenario para pruebas del Multiplexor de 8 canales de RF .....	76
<b>Figura 64</b> Respuesta de la etapa de multiplexación .....	77
<b>Figura 65</b> Escenario para pruebas del Mixer ZAD-11 .....	78
<b>Figura 66</b> Potencia de salida en el Mixer ZAD-11 .....	79
<b>Figura 67</b> Pérdidas añadidas por el mixer ZAD-11 .....	80
<b>Figura 68</b> Alimentación del ZOS-50.....	81
<b>Figura 69</b> Frecuencia de 26 MHz obtenida del ZOS-50 .....	82
<b>Figura 70</b> Alimentación del ZOS-765.....	82
<b>Figura 71</b> Frecuencia de 716 MHz obtenida del ZOS-765 .....	83
<b>Figura 72</b> Escenario para las pruebas del ADRF6807 .....	83
<b>Figura 73</b> Pérdidas añadidas por el ADRF6807.....	84
<b>Figura 74</b> Sistema completo en el laboratorio.....	87
<b>Figura 75</b> Diagrama de bloques del sistema .....	87
<b>Figura 76</b> Señal de 5 MHz obtenida en la modulación .....	88
<b>Figura 77</b> Diagrama de bloques del sistema con los osciladores sincronizados .....	89
<b>Figura 78</b> Señal de 10 MHz en fase y cuadratura .....	89
<b>Figura 79</b> Comparación del diagrama de constelación QPSK.....	90
<b>Figura 80</b> Escenario de pruebas del sistema para posicionamiento .....	91
<b>Figura 81</b> Clima de Sangolquí durante las pruebas de posicionamiento .....	92
<b>Figura 82</b> Montaje del sistema para las pruebas de posicionamiento .....	92
<b>Figura 83</b> Posición en grados de la antena transmisora en prueba 1, 2 y 3.....	93
<b>Figura 84</b> Potencia de salida para posicionamiento en prueba 1 .....	94
<b>Figura 85</b> Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 1 .....	95
<b>Figura 86</b> Potencia de salida para posicionamiento en prueba 2 .....	96
<b>Figura 87</b> Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 2 .....	97
<b>Figura 88</b> Potencia de salida para posicionamiento en prueba 3 .....	99

<b>Figura 89</b> Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 3 .....	100
<b>Figura 90</b> Posición en grados de la antena transmisora en prueba 4.....	101
<b>Figura 91</b> Potencia de salida para posicionamiento en prueba 4 .....	102
<b>Figura 92</b> Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 4 .....	103



## RESUMEN

El presente proyecto consiste en el desarrollo y la evaluación del sistema de detección y posicionamiento de transmisores que operan en la banda de frecuencias del Sistema Satelital Iridium con el fin de brindar una herramienta de hardware para la lucha contra el narcotráfico en altamar y costas ecuatorianas. Se ha descubierto que estos transmisores son utilizados en actividades ilícitas ligadas con el transporte de drogas ilegales, su modo de operar es el siguiente, desde ciertas embarcaciones se lanzan sustancias narcóticas al mar para evitar que se encuentren durante las pesquisas de control, estas cargas son sujetas a un dispositivo electrónico que permite su posterior ubicación y recuperación. El sistema que se desarrolló en este proyecto consiste de distintas etapas que comprenden desde la detección de las señales, procesamiento y adecuación de las mismas, hasta finalizar en la etapa de conversión de la señal de entrada en fase y cuadratura para conocer la posición de fuentes trasmisoras y servir para su posterior procesamiento. Para esto se hará uso de dispositivos electrónicos como: demoduladores I/Q, LNA, Filtros Pasa Banda altamente selectivos, osciladores y equipos de laboratorio; así como de un arreglo de antenas que operará en la banda de frecuencias del sistema satelital Iridium, que es donde trabajan los transmisores a ser detectados y ubicados. Todo este conjunto de dispositivos serán evaluados su desempeño con el fin de asegurar que las señales generadas por el sistema en I/Q sean óptimas para futuras aplicaciones de algoritmos o software de procesamiento de datos.

### **PALABRAS CLAVES:**

- **DOWNCONVERTERS**
- **DETECCION Y POSICIONAMIENTO**
- **FASE Y CUADRATURA I/Q**

## ABSTRACT

The present project consists of the development and evaluation of the detection system and the positioning of transmitters that operate in the frequency band of the Iridium Satellite System in order to provide a hardware tool for the fight against drug trafficking on the high seas and on the Ecuadorian coasts. It has been discovered that these transmitters are used in illicit activities, with the transport of illegal drugs, their mode of operation is as follows, since certain vessels are thrown into the sea to prevent them from knowing about the control investigations, these charges are subject to an electronic device that allows its subsequent location and recovery. The system that became this project is compatible with the stages, processing and adaptation of the same, until the end in the stage of conversion of the input signal in phase and quadrature to know the position of transmitting sources and serve for later prosecution. For this, electronic devices such as: I / Q demodulators, LNA, highly selective Bandpass Filters, oscillators and laboratory equipment are used; as well as an array of antennas that operate in the frequency band of the Iridium satellite system, which is where the transmitters to be detected and located work. All this set of devices are evaluated to their performance in order to ensure that the signals generated by the system in I / Q are optimal for future applications of algorithms or data processing software.

### KEY WORDS:

- **DOWNCONVERTERS**
- **DETECTION AND POSITIONING**
- **PHASE AND QUADRATURE I/Q**

## CAPÍTULO I

### 1. INTRODUCCIÓN

#### 1.1. Antecedentes

Entre los problemas de la sociedad actual se encuentra el alto crecimiento de actividades ilícitas ligadas con el narcotráfico, las cuales se han valido del desarrollo tecnológico de los últimos años para facilitar su transporte vía marítima, aérea o terrestre desde los países denominados de “tránsito” los cuales poseen grandes extensiones marítimas o territoriales sin los suficientes controles, como es el caso de Ecuador, hasta los mercados internacionales donde se realizara su comercialización. Ecuador se ha visto en la necesidad de emprender controles y políticas antidrogas cada vez más fuertes y eficaces, así en el primer semestre del 2017 se han incautado 47,4 toneladas de drogas, datos del año 2016 informan de 110 toneladas incautadas y de 79,2 toneladas en el 2015 (Navas, 2017) .

En cuanto al tráfico de drogas vía marítima, a pesar de los esfuerzos y logros alcanzados por el Ecuador, este posee poca capacidad operativa y tecnológica en contra del narcotráfico en cuanto a fuerza naval, así en altamar ciertas embarcaciones lanzan estas sustancias narcóticas al mar para evitar que se encuentren durante las pesquisas de las entidades de control, estas cargas enviadas al mar son sujetas a un dispositivo electrónico que permite su posterior ubicación y recuperación por parte de otra embarcación del mismo cartel de narcotráfico. Según datos de organismos internacionales de inteligencia se informa que al menos 100 toneladas de sustancias alcaloides salen del Ecuador por mar, siendo utilizadas las lanchas rápidas o embarcaciones potenciadas con varios motores fuera de borda para estos fines, además según informes del Comando Sur de Estados Unidos existe un promedio de 300 operaciones ilícitas de este tipo y los principales puertos de

partida son Manta, Puerto López, Playas, Sucre; y concluyendo que el 90% de la droga era entregada en las costas de Guatemala (narcotráfico, 2017).

En el Ecuador no se han realizado estudios o trabajos previos en el área de interés de nuestro proyecto que contemplen objetivos afines o similares en cuanto a defensa territorial, seguridad nacional o lucha antidrogas, esto refleja una carencia de cooperación entre las ramas de investigación de los institutos de enseñanza y las instituciones del Estado. Por lo que el proyecto actual sentara bases tanto desde el punto de vista científico y de colaboración con las Fuerzas Armadas del Ecuador.

Con todo lo expuesto anteriormente disponer de un sistema que permita detectar, y ubicar las señales provenientes de estos dispositivos es de gran utilidad para la defensa y políticas anti-drogas en el país, así como una de las necesidades del Grupo de Monitoreo y Reconocimiento Electrónico del Comando Conjunto (GMREC) que es la entidad oficial encargada y con la cual se colaborará en el presente proyecto.

El sistema de detección y posicionamiento de fuentes transmisoras desarrollado tiene un gran campo de aplicación en el ámbito militar y de tipo comercial. La ubicación de estas fuentes de señales es útil para mejorar las condiciones operativas de los miembros de las Fuerzas Armadas, mejorar la toma de decisiones del mando de la defensa y aumentar el poder disuasivo de los órganos de seguridad interna.

## **1.2. Justificación e Importancia**

El Ecuador es utilizado como un lugar para el acopio, almacenamiento y distribución de drogas ilícitas, el Gobierno Nacional ha orientado sus políticas de Estado sobre el control de la

oferta y la demanda de drogas como una prioridad para el enfrentamiento de las diversas manifestaciones de la problemática de drogas.

El embargo de la droga en el país se encuentra en crecimiento y se presenta con mayor actividad en la costa ecuatoriana. Ecuador es un país marítimo con una extensión de mar comprendida por dos porciones, la primera se extiende 200 millas a lo largo de la costa continental y la segunda hasta 200 millas envolviendo a las islas Galápagos y su perfil costanero tiene una extensión de 640 km, el cual tiene una gran cantidad de accidentes geográficos y por su normal desarrollo comercial marítimo este es utilizado por los cárteles de droga para realizar el tráfico ilícito de estupefacientes hacia los principales países consumidores (Ricaurte, 2016).

El desarrollo tecnológico de los últimos años ha facilitado el transporte de drogas vía marítima, desde los países denominados de “tránsito” hasta los países donde será comercializado el estupefaciente. Existen sistemas satelitales que utilizan muy alta frecuencia y se comunican con los satélites geoestacionarios permitiendo la transmisión de voz, datos y correos. Además de ello transmiten la ubicación, velocidad y altitud del dispositivo.

Esta tecnología es utilizada por las Organizaciones Criminales Transnacionales (TCOs) para su comunicación desde sitios remotos. Los dos Equipos de Sistemas de Comunicaciones Satelitales (SATCOM) que más se utilizan en América son el Iridium y el Inmarsat. Desde el 2011 hasta el 2013 esta telefonía satelital se utilizaba como forma alterna para comunicarse entre los TCOs, pero hoy en día se ha convertido la principal forma que tienen para comunicarse. En la figura 2 se observa la evolución de los medios de comunicaciones usados por los TCOs (Rincón, 2016).

**Tabla 1***Evolución de los Sistemas de Comunicaciones de los TCOs*

<b>Medio de Comunicación</b>	<b>Porcentaje de Utilización</b>
<b>HF</b>	Desde el 2012 hasta el 2015, tiene un descenso de su utilización de más del 50% como sistema de comunicación.
<b>INMARSAT</b>	Obtuvo en el 2015 un incremento del 100% con respecto a su utilización del 2014.
<b>IRIDIUM</b>	Obtuvo en el 2015 un incremento del 30% con respecto a su utilización del 2014.

Fuente: (Rincón, 2016).

Como se observa en la Tabla 1. Se tiene un incremento del uso de las comunicaciones en telefonía satelital por parte de los TCOs. Las embarcaciones de las TCOs que llevan la droga disponen de Boyas Satelitales que son utilizadas para deshacerse de la droga al momento que pueden ser interceptados por las autoridades marítimas o aéreas. La droga se adjunta a la Boya Satelital y posteriormente obtienen las coordenadas geográficas de donde se encuentra la Boya con la droga y la recuperan cuando se haya ido el peligro.

De la misma forma también cuentan con un GPS satelital de la marca Iridium, el cual puede transmitir la posición de la boya en un tiempo casi real con una latencia de menos de un minuto a cualquier lugar que cuente con conexión a internet. Dicho GPS es del porte de una pelota de Golf y por el tamaño es mucho más difícil de localizar que una Boya Satelital si se lo tratase de hacer visualmente. Se prevé que este nuevo sistema reemplace a las Boyas Satelitales (Rincón, 2016).

Por esta razón, es necesario contar con tecnología que ayude a localizar estas cargas de estupefacientes que son lanzadas al mar para así disminuir el narcotráfico que pasa por el país,

cumpliendo además nuestro deber cívico como estudiantes universitarios y personas civiles con lo que estipula la constitución de la república del Ecuador en su artículo 83 y numeral 4 que proclama:

“Son deberes y responsabilidades de las ecuatorianas y los ecuatorianos, sin perjuicio de otros previstos en la Constitución y la ley: (...)

4. Colaborar en el mantenimiento de la paz y de la seguridad. ...” (Ecuador 2008).

La elaboración de este trabajo cuenta con el apoyo económico (materiales, dispositivos electrónicos y equipos) y logístico del Centro de Investigación Científica y Tecnológica del Ejército-CICTE que a su vez contribuye con el Grupo de Monitoreo y Reconocimiento Electrónico del Comando Conjunto (GMREC) al control del narcotráfico en el Ecuador, es decir, los resultados del proyecto tendrán una aplicación directa en las Fuerzas Armadas del Ecuador y en la seguridad del Estado.

### **1.3. Alcance del Proyecto**

El proyecto se basará en el desarrollo y evaluación del hardware necesario para la detección de señales de transmisores en la banda L de la constelación de satélites Iridium. Se utilizarán dispositivos electrónicos del Centro de Investigación Científica y Tecnológica del Ejército-CICTE que estén en desuso o puedan ser recuperados de antiguos proyectos, como también de existentes en el mercado dependiendo de los requerimientos que cada etapa del procesamiento de señales presente.

Se utilizará un arreglo de antenas que fue recuperado de un proyecto del ejército que opera en la banda L de frecuencias, y su correspondiente acoplamiento con el sistema de detección y posicionamiento. Para las evaluaciones de hardware se utilizarán equipos de medición del laboratorio del CICTE tales como osciloscopio, analizador de espectros, etc.

El primer paso del proyecto, es realizar un estudio del arte acerca del hardware existente en el mercado para cada una de las etapas del procesamiento de señales del sistema y, en caso de necesitar, definir las especificaciones del sistema a ser diseñado.

El segundo paso es poner en operación el arreglo de antenas recuperado del ejército y evaluar el desempeño de una posible mejora para dicho arreglo en base a antenas del tipo microstrip para que cumplan con la tarea de captar las señales en las frecuencias de interés del proyecto.

El tercer paso es el de lograr un acoplamiento entre el sistema de procesamiento de señales y el arreglo de antenas, estableciendo que cada etapa cumpla con el objetivo para el cual es desarrollada.

Con la finalidad de evidenciar que efectivamente el sistema esté operando óptimamente y cumpla con los objetivos planteados la evaluación de los resultados obtenidos con el sistema es esencial. La verificación se realizará tanto para cada etapa individual como para la totalidad del mismo.

## **1.5. Objetivos**

### **1.5.1. General**

- Desarrollar y evaluar el sistema de detección y posicionamiento de transmisores que operan en la banda de frecuencias de operación del Sistema Satelital Iridium.

### **1.5.2. Específico**

- Analizar las señales obtenidas por el arreglo de antenas recuperado del Ejército.
- Evaluar las características del LNA, Filtro Pasa Banda, Mixer, osciladores controlados por voltaje y Downconverter I/Q a utilizar.



- Evaluar el desempeño de antenas microstrip como propuesta de mejora para el arreglo de antenas del ejército.
- Probar el sistema integrado en los laboratorios del CICTE.

## CAPÍTULO 2

### 2. FUNDAMENTO TEÓRICO

#### 2.1 Constelación de Satélites Iridium

El sistema de satélites Iridium surgió como una propuesta de la empresa Motorola, empezando la colocación de estos satélites a inicios de los años 90 y empezando su funcionamiento el 1 de noviembre de 1998. El objetivo de este sistema es el de brindar servicios de telecomunicaciones de forma global y en todo momento, gracias a los 66 satélites que conforman su red, siendo capaz de transmitir voz y datos desde terminales especiales que se entregan a cada cliente y convirtiéndose en una buena opción para zonas donde servicios convencionales de telecomunicaciones no brindan su servicio por ser zonas de difícil acceso o inhabitadas (Threepwood, 2017).

En el año de 1999 la empresa Iridium que se encargaba de este sistema quebró financieramente, esto debido a que el sistema operaba con terminales de usuario de un costo bastante elevado en comparación con las otras tecnologías que existían o estaban en desarrollo en ese entonces, además de que el auge e implementación de sistemas GSM fue su principal adversario, la incapacidad de enviar grandes cantidades de datos ni de poseer altas velocidades para los mismos limitó su expansión.

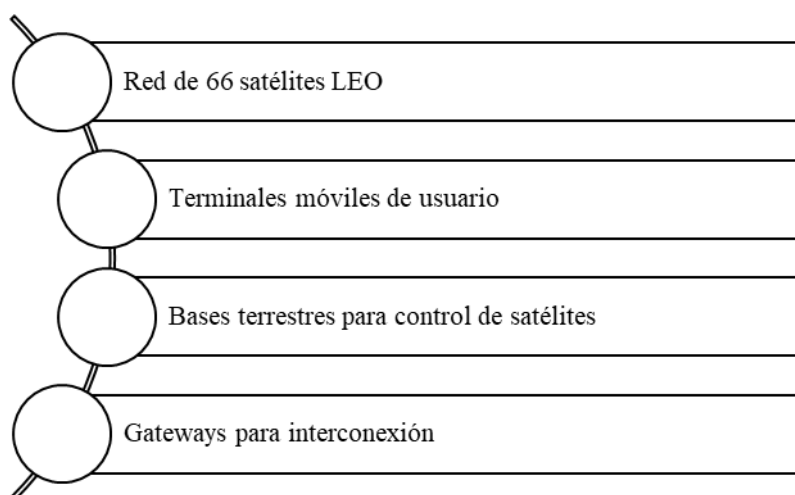
Sin embargo, a pesar de este problema financiero fue adquirida por nuevos inversionistas que mantuvieron el sistema con vida y en la actualidad se lo utiliza principalmente para brindar servicios a empresas que trabajan en sitios con baja o nula densidad de población y de difícil acceso como es el caso de las petroleras, actividades de minería, militares o de equipos de emergencia y rescate. A inicios del año 2017 se emprendió la tarea de renovar cada uno de los 66 satélites para

brindar mejoras al servicio, es decir una mayor velocidad para datos y una cobertura a nivel mundial con mejor fiabilidad que la generación actual, a su vez también con este cambio se reduce los costos de los equipos terminales en un cierto porcentaje (Threepwood, 2017).

### 2.1.1. Operación y Características

El sistema Iridium posee 66 satélites que se encuentran ubicados en la órbita LEO (Low Earth Orbit) están repartidos aproximadamente a 780 km de la tierra, este sistema maneja 6 orbitas con un desplazamiento polar y equidistantes entre si  $30^\circ$  lo cual le otorga la capacidad de cubrir el globo terráqueo en su totalidad. El tiempo de un satélite en dar una vuelta completa al planeta es de 100 minutos.

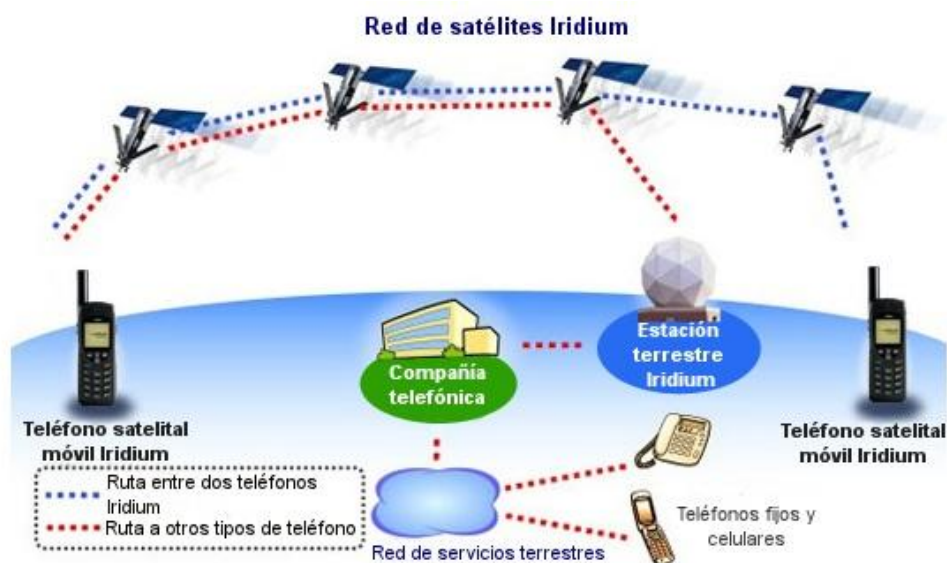
La huella de cada satélite es de 4700km de diámetro de cobertura y subdividida en 48 celdas, utiliza el protocolo FDMA/TDMA, para el control de estos satélites se han construido cuatro bases terrestres, las cuales se encuentran lo más cercanas a los polos. El sistema Iridium cuenta principalmente con 4 componentes que se observan en la figura 1:



*Figura 1* Componentes del sistema Iridium

La comunicación entre dos terminales Iridium se realiza únicamente por su sistema de satélites ya que estos además poseen las funciones de conmutación, así los satélites operan como intermediarios pasando la señal uno al otro y dirigiendo cualquier servicio sin la necesidad de recurrir a la estación terrestre tan recurrentemente. El terminal móvil del usuario envía su señal hacia el satélite más cercano y esta viaja de satélite en satélite hasta alcanzar al artefacto satelital más cercano al destinatario, esto significa que un terminal de usuario está en continuo hand-over (Threepwood, 2017).

Si la comunicación es con un dispositivo fijo o celular común, la señal terminará en una base terrestre desde donde la retransmite por tierra hacia la empresa de servicios con la que trabaja el terminal del destinatario. Para tener una mejor comprensión de esta comunicación se puede observar en la figura 2 como opera el sistema Iridium:



**Figura 2** Comunicación sistema satelital Iridium

**Fuente:** (Threepwood, 2017)

### 2.1.2. Frecuencias de operación

Para la utilización de frecuencias se pueden diferenciar tres tipos de comunicación:

- Enlaces satelitales: Para este tipo de comunicación el sistema utiliza la banda Ka, del rango de 23.18 GHz hasta 23.38 GHz, esto brinda altas velocidades de comunicaciones entre sus vecinos.
- Enlaces con los terminales de usuario (service links): Para esta comunicación se utiliza la banda L, más específicamente las frecuencias entre 1616 MHz hasta 1626.5 MHz.
- Enlaces entre satélite y estación base: Estos enlaces utilizan también la banda Ka, ocupando para enlaces ascendentes (estación base-satélite) frecuencias de 19.4 a 19.6 GHz y para enlaces descendentes (satélite - estación base) frecuencias de 29.1 a 29.3 GHz.

### 2.1.3. Servicios de Iridium

Los servicios más importantes a nivel comercial ofrecidos por Iridium son los siguientes:

- Universal: en este servicio el cliente posee un terminal dual satélite-celular con el cual obtiene servicio a nivel mundial cuando su red celular estándar ya no cuenta con cobertura, ofrece roaming internacional.
- Solo Satélite: comprende comunicaciones móviles desde cualquier punto del planeta.
- Ciudad a ciudad: este provee la posibilidad de utilizar roaming entre distintos protocolos celulares terrestres, aquí no se ocupa la red satelital.
- Paging: ofrece servicios para equipos de buscapersona a nivel mundial, a través de mensajes de localización enviados por la red de satélites.

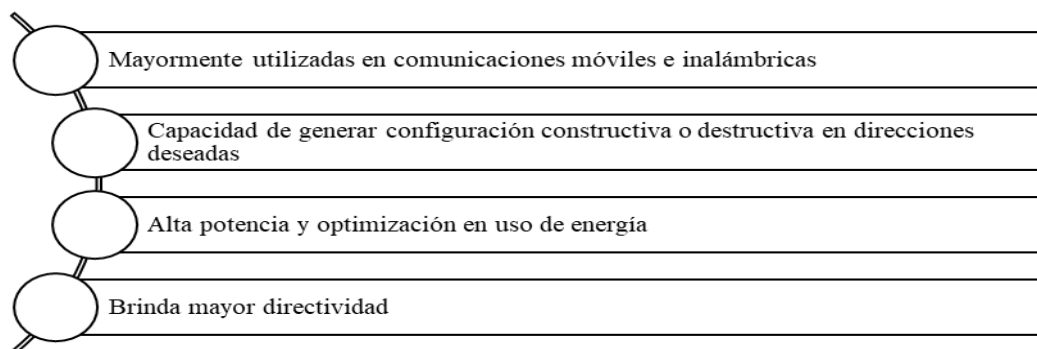
## 2.2. Fundamentación teórica de antenas

### 2.2.1. Arreglo de antenas

Un arreglo de antenas es una agrupación de antenas simples que en conjunto permiten obtener un diagrama de radiación con alta ganancia y directividad, a su vez también que presenta una buena atenuación de sus lóbulos secundarios. Estos arreglos tienen el beneficio de que a través de antenas de un tamaño físico plausible logran cumplir con los requerimientos de desempeño para diversas aplicaciones; las antenas que lo conforman generalmente poseen las mismas características técnicas con idénticos patrones de radiación.

#### 2.2.1.1. Arreglo de antenas Circular

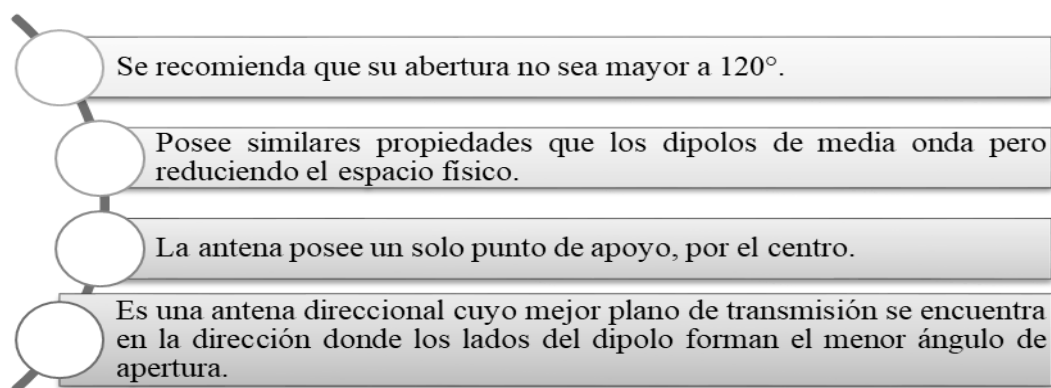
Este tipo de arquitectura está formado por un conjunto de antenas ubicadas sobre una superficie o anillo circular, estos son comúnmente utilizados en aplicaciones de radar, comunicaciones de radio, sonar, en la disminución de interferencia en sistemas de telecomunicaciones móviles, entre muchas otras. Tienen la ventaja por sobre otro tipos de arreglos de poder girar electrónicamente su patrón de radiación sin la necesidad de cambios físicos en la estructura del arreglo o modificar la forma de su haz (Angel Pinto, 2017). Los arreglos de antena circulares brindan las siguientes características que se exponen en la figura 3:



**Figura 3** Características del arreglo circular de antenas

### 2.2.2. Antenas dipolo tipo V

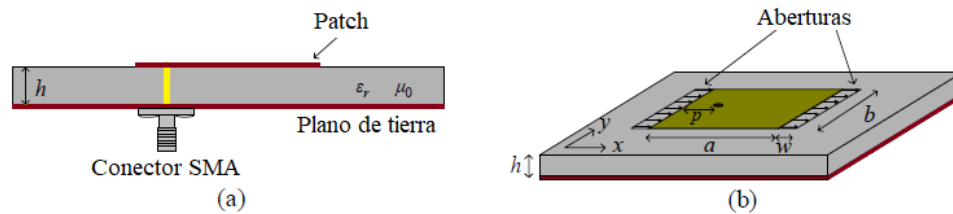
El arreglo de antenas circular del ejército que se puso en operación nuevamente consta de 9 antenas dipolo tipo V, razón por la cual las características de este tipo de antenas se indican a continuación en la figura 4:



**Figura 4** Características de las antenas dipolo tipo V

### 2.2.3. Antenas Microstrip

El primer trabajo donde se propone utilizar una línea de transmisión, del tipo *microstrip*, como elemento irradiador fue presentado en 1952 por Greig y Engleman. Esta propuesta permaneció durante mucho tiempo como un ejemplo teórico, interesante, pero sin aplicación práctica debido a problemas en la caracterización y control de los parámetros característicos de los materiales necesarios para su implementación. Solamente a partir de 1970, cuando la Ingeniería de Materiales estaba lo suficientemente madura, fue que la tecnología de *Microstrip* tuvo una evolución significativa y popularización en el campo de las ondas milimétricas y en las microondas. El desarrollo se dio en gran medida gracias al crecimiento de las telecomunicaciones, de la necesidad de tener sistemas de comunicación inalámbrico (*wireless*) y a las exigencias impuestos por el sector espacial y aeronáutico en la época. La geometría básica propuesta para la antena microstrip en 1952 se presenta en la Figura 5.



**Figura 5** Elemento irradiador del tipo Microstrip. (a) vista lateral y en (b) vista 3D

El elemento irradiador, figura 5(a), está constituido por el plano de tierra – generalmente de cobre, un substrato dieléctrico de microondas – con permeabilidad magnética  $\mu_0$  y permitividad eléctrica relativa  $\epsilon_r$  y con valor bien definida, un *patch* de cobre con geometría variada y un conector de microondas (en la figura 5(a) el conector es un SMA – *SubMiniature version A*). Se debe mencionar que para este tipo de antenas la geometría de su *patch* le confiere las características de irradiación – i.e. bandas de operación, diagramas en los planos E y H, tipo de polarización, ángulos de 3 dB, etc.

A mediados de los 70's Lo y Richards entendieron el mecanismo de irradiación de este tipo de elemento y, posteriormente, modelos empíricos mejorados para el diseñar de elementos canónicos fueron surgiendo. Entre estos podemos mencionar el método de la línea de transmisión y de la cavidad equivalente resonante. Los modelos empíricos tiene la gran ventaja de suministrar rápidamente una geometría inicial y su desventaja radica en los errores, cuando comparados con el desempeño del prototipo, que son considerables. Procedimientos de análisis que se fundamentan en métodos numéricos también han sido propuestos. La ventaja de estos últimos es la significativa reducción de los errores que eran obtenidos cuando se utilizaban los modelos empíricos y la “*gran desventaja*” radica en los elevados costos computacionales necesarios para su implementación.



Esta barrera, en la actualidad, ha caído gracias a la reducción de los costos de los computadores, al aumento de la velocidad de procesamiento, al aumento del número de núcleos de procesamiento disponibles por cada procesador y el avance significativo del procesamiento paralelo que ha sido registrado en los últimos años.

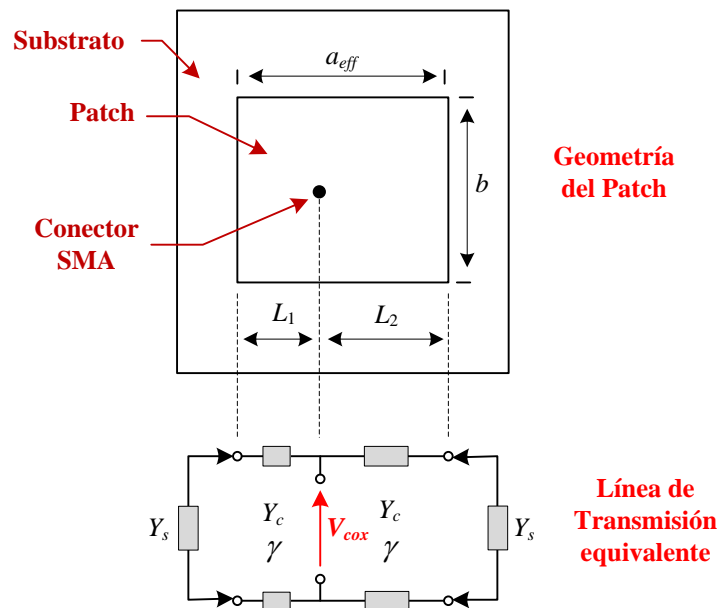
### 2.2.3.1 Modelo de la línea de transmisión

El modelo de la línea de transmisión fue originalmente propuesta por Munson y posteriormente mejorado con las aproximaciones de Hammerstad y con el refinamiento al modelo propuesto por Van de Capelle. En su trabajo inicial Munson consideró una antena linealmente polarizadas con geometría rectangular, sin embargo, sus fundamentos pueden ser extendidos para analizar irradiadores con geometrías canónicas como la cuadrada y casi cuadrada. A pesar que en Munson supone una alimentación vía línea de transmisión del tipo microstrip su abordaje puede ser aplicado cuando la alimentación es por prueba coaxial (conector SMA, como el caso de la figura. 5(b)).

Con base a la antena ilustrada en la Figura 5(b), el método de la línea de transmisión considerará que: a) las dimensiones del irradiador son  $a$  y  $b$ , b) las dimensiones de las aberturas que se establecen, según Lo, en las bordas de la geometría del irradiador para los modos fundamentales  $TM_{ij}$  – son  $b$  y  $w$ , c) la posición de la prueba coaxial tiene las coordenadas  $(p, b/2)$ , d) las características del dieléctrico (permitividad relativa  $\epsilon_r$  y tangente de pérdidas  $\text{tg}\delta$ ) y su espesura  $h$  son conocidas, y e) el cobre depositado en las superficies del sustrato, normalmente especificada en onzas, tiene una espesura  $\tau$  (1 onz. de cobre produce un  $\tau = 32 \mu\text{m}$ ).

En el caso más simple, esto es sin considerar acoplamientos mutuos, la aplicación del modelo de la línea de transmisión genera el circuito equivalente que se ilustra en la figura 6.

Comparando las geometrías representadas en las figuras 5(a) y (6) se observa que la dimensión  $a$  del patch fue substituida por un  $a_{eff}$  en el método de la línea de transmisión (figura. 5). Esta dimensión ficticia es resultante de la suma de la dimensión física  $a$  y dos veces la dimensión  $w$ , donde  $w$  es la contribución de las aberturas propuestas  $L_0$  (ver figura 4(b)). Además, la sección constituido por la longitud efectiva  $a_{eff}$  y el plano de tierra forman una línea de transmisión (donde  $a_{eff}$  es igual a la suma de  $L_1$  y  $L_2$ ) cargada con dos admitancias  $Y_s$  que es la representación circuital de las aberturas. El punto en el cual el conector de RF se conecta al patch es modelado por la tensión de alimentación  $V_{cox}$ .



**Figura 6** Definición de la geometría para aplicar el modelo de la línea de transmisión

Los valores para los parámetros que caracterizan el modelo de la figura 6, según Van de Capelle, son:

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(0)}} \frac{h}{a_{eff}} \quad (2.1)$$

$$\gamma = \alpha + i\beta \quad (2.2)$$

Donde  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$  es la impedancia característica del espacio libre,  $\varepsilon_{eff}$  es la permitividad efectiva del substrato,  $h$  la espesura del substrato,  $\alpha$  es la atenuación de la línea de transmisión y la constante de propagación efectiva es igual a  $\beta = k_0 \varepsilon_{eff}^{0,5}$ .

Considerando una aproximación casi-estática y una línea de transmisión microstrip ancha (i.e.  $a_{eff} \gg h$ ) tenemos que:

$$a_{eff}(0) = \frac{2\pi h}{\ln \left[ \frac{hF}{a'} + \sqrt{1 + (2h/a')^2} \right]} \quad (2.3)$$

Donde

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ -\frac{4\pi^2}{3} \left( \frac{h}{a'} \right)^{3/4} \right] \quad (2.3)$$

$$a' = a + \frac{\tau}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4}{\sqrt{(\tau/h)^2 + (1/\pi)^2 / (a/\tau + 1,1)^2}} \right) \right] \quad (2.4)$$

$$\varepsilon_{eff}(0) = \frac{1}{2} [\varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1)G] \quad (2.5)$$

$$G = [1 + 10h/a]^{-AB} - \frac{\ln(4)}{\pi} \frac{\tau}{\sqrt{ah}} \quad (2.6)$$

$$A = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{(a/h)^4 + a^2/(52h)^2}{(a/h)^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{a}{18,1h} \right)^3 \right] \quad (2.7)$$

$$B = 0,564 \exp \left[ -\frac{0,2}{\varepsilon_r + 0,3} \right] \quad (2.8)$$

Se debe resaltar que para este modelo simple la atenuación ( $\alpha$ ) y la dependencia con la frecuencia de la impedancia característica ( $Z_c$ ) y de la constante de propagación efectiva no son llevados en consideración.

En la determinación de los parámetros de la admitancia de carga  $Y_s$ , que modela la abertura de ancho  $w$ , se considera que el elemento irradiador es linealmente polarizado y está operando en el modo  $TM_{01}$  o  $TM_{10}$ . Con base al sistema de coordenadas que se observan en la figura 5(b) el modo de operación  $TM_{10}$  produce dos aberturas cada una de dimensiones  $b \times w$ , en cuanto las dimensiones de la abertura para el modo  $TM_{01}$  es de  $a \times w$ . Suponiendo el modo de operación  $TM_{10}$ , y siguiendo el procedimiento propuesto por Derneryd, tenemos que:

$$Y_s = G_s + i B_s \quad (2.9)$$

$$B_s = Y_c \tan(\beta \Delta l) \quad (2.10)$$

$$G_s \approx \frac{1}{\pi \eta} \left\{ \left[ w' \text{Si}(w') + \frac{\sin(w')}{w'} + \cos(w') - 2 \right] \left( 1 - \frac{s^2}{24} \right) + \frac{s^2}{12} \left( \frac{1}{3} + \frac{\cos(w')}{w'^2} - \frac{\sin(w')}{w'^3} \right) \right\} \quad (2.11)$$

Donde

$$\Delta l = h \xi_1 \xi_3 \xi_5 / \xi_4 \quad (2.12)$$

$$\xi_1 = 0,434907 \frac{\varepsilon_{eff}^{0,81} + 0,26 (b/h)^{0,8544} + 0,236}{\varepsilon_{eff}^{0,81} - 0,189 (b/h)^{0,8544} + 0,87} \quad (2.13)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(b/h)^{0,371}}{2,358 \varepsilon_r + 1} \quad (2.14)$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0,5274 \tan^{-1} \left\{ 0,084 (b/h)^{1,9413/\xi_2} \right\}}{\varepsilon_{eff}^{0,9236}} \quad (2.15)$$

$$\xi_4 = 1 + 0,0377 \tan^{-1} \left\{ 0,067 (b/h)^{1,456} \right\} \left\{ 6 - 5 \exp \left[ 0,036 (1 - \varepsilon_r) \right] \right\} \quad (2.16)$$

$$\xi_5 = 1 - 0,218 \exp \left[ -7,5 b / h \right] \quad (2.17)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.18)$$

$$w' = k b_{eff} \quad (2.19)$$

$$s = k w \quad (2.20)$$

### 2.2.3.2 Irradiador cuadrado de esquinas cortadas circularmente polarizado

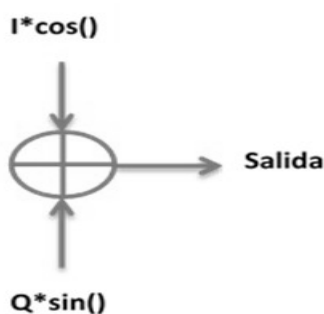
El diseño del elemento irradiador cuadrado de esquinas cortadas tiene tres pasos. El primero, es el diseño de un irradiador linealmente polarizado trabajando en modo  $TM_{10}$ . En este caso la longitud del lado resonante ( $a_{eff}$ ) debe ser de aproximadamente  $\lambda_{0,eff} / 2$ . El segundo, dado que para el modo  $TM_{01}$  la longitud efectiva de  $b_{eff}$  es igual a  $a_{eff}$  se considerará que para generar un elemento circularmente polarizado los modos  $TM_{01}$  y  $TM_{10}$  deben tener frecuencias de operación ligeramente próximos a la frecuencia de diseño y deben estar distribuidos espacialmente en cuadratura. Este procedimiento diseñará un irradiador circularmente polarizado con geometría casi cuadrada. El tercer paso y final es diseñar el elemento cuadrado con esquinas cortadas con base a la geometría obtenida para el elemento casi cuadrado. Con esa finalidad se siguió el procedimiento definido en el artículo titulado “Microstrip Antennas” de las referencias.

### 2.3. Señales de cuadratura o señales I/Q

Las señales de cuadratura se utilizan en numerosas aplicaciones de RF, son la base de la modulación y demodulación, se dice que dos señales periódicas se encuentran en “cuadratura” cuando están desfasadas en 90 grados. La señal en fase se denomina “I” y la señal que difiere en 90 grados se denomina “Q”. Un ejemplo de este es la onda senoidal y la onda coseno, por convención la onda coseno es la componente en fase mientras que la onda sinusoidal es la componente en cuadratura (Alan, 2015).

#### 2.3.1. Señales de cuadratura para modulación

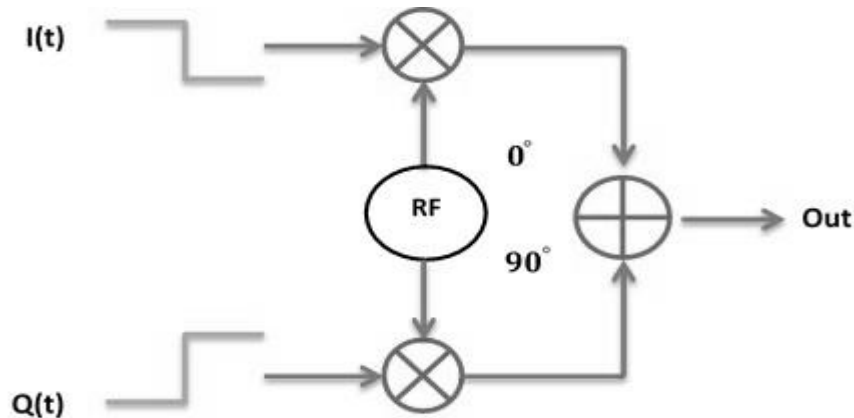
Cuando se realiza la suma de señales en cuadratura se observan diferentes formas de onda, según los valores que se les pueda asignar.



**Figura 7** Adición de señales en cuadratura

Si se observa la figura 7 y se asigna  $I = 1$  y  $Q = 0$ , se obtiene la onda coseno de lo contrario, si  $I = 0$  y  $Q = 1$ , da como resultado la onda senoidal, que es la señal cambiada a 90 grados. De la misma forma si  $I=1$  y  $Q=1$ , dicha suma dará como resultado una nueva senoide desplazada en 45 grados.

Ahora bien, si se controla las ganancias de I y Q entre valores de +1 y -1 se obtiene la modulación en cuadratura por desplazamiento en fase (QPSK), se debe entender a las señales I y Q como bits digitales, en la figura 8. Se observa esta modulación en cuadratura.



**Figura 8** Representación de modulación QPSK

En la tabla 2 Se observa que al cambiar los valores de I y Q se obtiene un desplazamiento en fase de la señal de salida, por lo tanto, si se utilizan dos bits digitales para controlar los valores I y Q entre +1 y -1 a lo largo del tiempo se obtiene los cuatro estados de QPSK.

**Tabla 2**

*Cambio de fase de la señal de salida con respecto a los valores de fase y cuadratura*

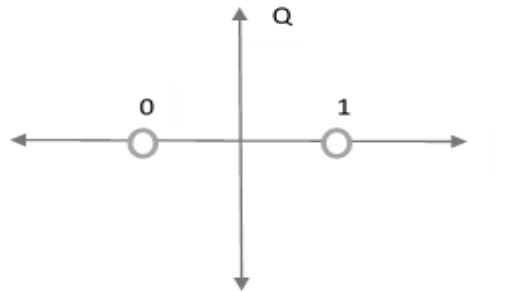
Valores I/Q	Fase (grados)
11	45
01	135
00	225
10	315

Fuente: (DeMartino, 2017).

Existen otras técnicas de modulación, sin embargo, lo importante es demostrar que una señal portadora puede ser modulada si se controla la amplitud de las señales I/Q, esto es importante para comprender la funcionalidad de los transmisores y receptores actuales.

### 2.3.2 Diagramas de constelación

El diagrama de constelación es la representación en un plano complejo (parte real=I y parte imaginaria=Q) de un esquema de modulación. Los puntos que se encuentran en la constelación representan los símbolos de la modulación dicho de otra forma estos símbolos vienen a representar todas las palabras que componen el alfabeto que son necesarios para el intercambio de información. A continuación en la figura 9 se muestra el ejemplo de un diagrama de constelación para BPSK.



**Figura 9** Diagrama de constelación para BPSK, 1 bit por símbolo.

El concepto de símbolo y de tasa de bits es importante comprender para poder comparar las eficiencias con respecto al tipo de modulación. La tasa de símbolos está dada por:

$$Tasa\ de\ Símbolo = \frac{Tasa\ de\ Bits}{Número\ de\ Bits\ transmitidos\ con\ cada\ símbolo} \quad (2.21)$$

Como se observa en la figura 6 el diagrama de constelación tiene dos estados que se pueden representar por “unos” y “ceros”, como es el caso de la modulación BPSK (Bi-Phase Shift Keying), 1 bit es transmitido por símbolo, la tasa de bits es igual a la tasa de símbolos. Ahora si se tiene la



modulación QPSK (eight-state Phase Shift Keying) en la cual se transmite 2 bits por símbolo, la tasa de símbolos llega a ser la mitad de la tasa de bits.

## **2.4 Tipos de Receptores de RF**

Para recibir las señales moduladas de RF es necesario contar con una o un arreglo de antenas, esta modulación contiene la información que puede ser audio, video o datos. Para poder llevar a cabo este proceso, el receptor necesita realizar una serie de procedimientos en la señal recibida con el objetivo de que se logre descifrar y procesar la información contenida en la modulación.

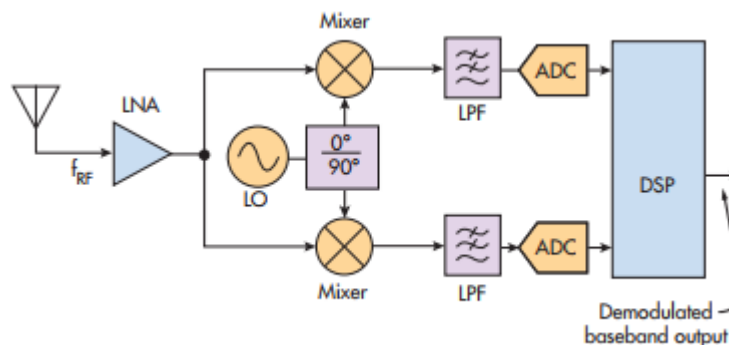
Se requiere que los receptores funcionen efectivamente a pesar de la presencia de ruido y otras señales interferentes. Por lo tanto, la selectividad y la sensibilidad son características importantes de uno. La selectividad describe la capacidad de un receptor para identificar y seleccionar una señal deseada a pesar de la presencia de otras señales no deseadas. Un receptor con buena selectividad procesará las señales deseadas mientras que rechaza las señales espurias y de interferencia no deseadas. Mientras que la sensibilidad indica la mínima magnitud de una señal de entrada que puede procesar el receptor (DeMartino, 2017).

### **2.4.1 Receptor de Conversión Directa**

La conversión directa es una de las topologías que más se utilizan, normalmente estos receptores realizan el filtrado y amplificación de una señal de RF recibida. La señal entra al mezclador y se convierte a banda base con la ayuda de un oscilador local (OL) que tiene la misma frecuencia que la señal de entrada de RF. EL resultado es una señal de 0 Hz que se obtiene a la salida del mezclador. La suma de las dos señales de RF y OL también se ven a la salida para ello se utiliza un filtro pasa bajo (LPF) que elimina dicha suma. Posteriormente la señal de banda base se procesa (DeMartino, 2017).

Sin embargo, esta arquitectura tiene varios inconvenientes uno de los más importantes es el offset de dc, este se da lugar por las mezclas entre la señal de RF de entrada, el oscilador local y el amplificador de bajo ruido (LNA). Por lo tanto la señal recibida demodulada se puede degradar, dicho efecto se soluciona con configuraciones de circuitos que tengan un asilamiento de entrada y salida (Hernández, Jato, & Herrera, 2008).

Este diseño por lo general cuenta con la conversión en fase y cuadratura (I/Q) como indica la figura 10, este se implementa con la utilización de dos mezcladores y un solo oscilador local para cada mezclador desfasado a 90 grados.



**Figura 10** Receptor de Conversión Directa

**Fuente: (DeMartino, 2017)**

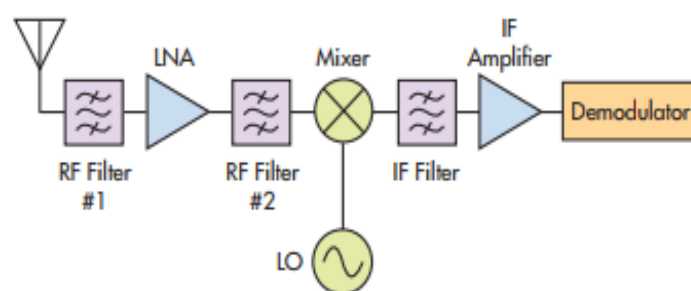
#### 2.4.2 Receptor Superheterodino

Este receptor convierte una señal de entrada de RF de alta frecuencia a una señal de frecuencia intermedia de idénticas condiciones que la original, en la figura 11 se logra observar la estructura de este sistema receptor, se debe tener en cuenta que esta configuración es solo un ejemplo ya que existe muchas otras configuraciones.

La señal recibida primero ingresa a un filtro pasa banda, dicho filtro se lo llama de preselección ya que rechaza las señales que se encuentran fuera de banda, se debe tener en cuenta

que a frecuencias altas dichas señales contienen interferencias por tal razón el filtro utilizado debe disponer de un factor de calidad (Q) alto, después un amplificador de bajo ruido (LNA) es el encargado de amplificar la señal, posteriormente otro filtro pasa banda es utilizado para el rechazo de imagen ya que si no se tuviera este filtro se dieran problemas de frecuencias de imagen no deseadas.

Luego la señal de entrada pasa por un mezclador que junto con la señal del oscilador local forman una señal de frecuencia intermedia (IF), este receptor al convertir la frecuencia obtenida a una más baja consigue que el factor de calidad (Q) a utilizarse en el próximo filtro pasa banda sea menor. Después de la conversión descendente de frecuencia se llama así porque la señal IF es igual a la diferencia de la frecuencia de la señal de entrada RF y la del oscilador local, pasa por un filtro pasa banda que elimina cualquier rastro de una señal no deseada, posteriormente dicha señal se amplifica y se encuentra lista para pasar por el proceso de demodulación y procesado (DeMartino, 2017).

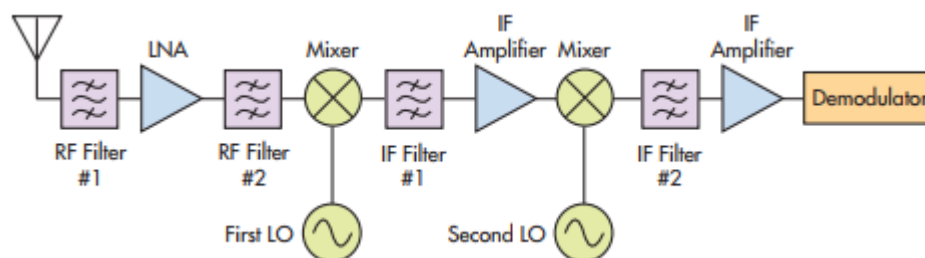


**Figura 11** Receptor Superheterodino

**Fuente: (DeMartino, 2017)**

### 2.4.3 Receptor Superheterodino de conversión dual

Los receptores superheterodinos que disponen de una doble conversión figura 12 se utilizan cuando se trabaja con frecuencias altas, la señal de entrada de una frecuencia alta se convierte en una frecuencia intermedia (IF) con el fin de optimizar el factor de calidad de los filtros utilizados. Al utilizar en un inicio la arquitectura del Receptor Superheterodino se logra mejorar la selectividad y la sensibilidad, pero al tener una segunda frecuencia intermedia (IF) se puede mejorar aún más dichos valores (DeMartino, 2017).



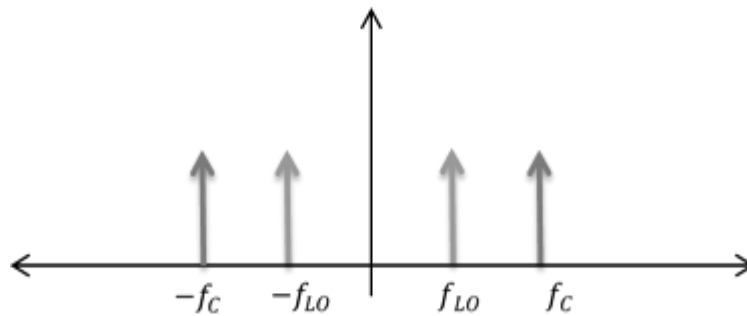
**Figura 12** Receptor Superheterodino de doble conversión

**Fuente: (DeMartino, 2017)**

Como ya se dijo antes estos receptores de doble conversión tienen dos etapas de conversión de frecuencia por consiguiente cuentan con dos osciladores locales (LO) y dos mezcladores, cada uno consecutivo de un filtrado y amplificación. La primera frecuencia intermedia (IF) se produce por el primer mezclador mientras que el segundo mezclador vuelve a convertir dicha frecuencia a una más baja obteniendo de esa forma la segunda frecuencia intermedia (IF). En Resumen, si se dispone de una frecuencia baja es fácil obtener una selectividad y sensibilidad excelente.

### 2.4.4 Frecuencia Imagen

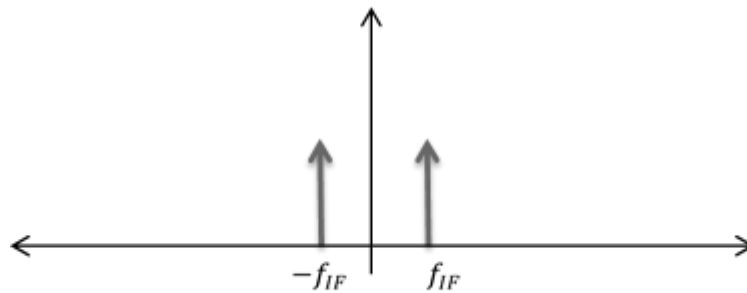
La frecuencia imagen es un problema que se observa en los receptores superheterodinos, como ya se explicó anteriormente en la primera etapa véase figura 13 se ingresa una señal de entrada RF a un mezclador que junto con el oscilador local (OL) generan una señal de salida (IF).



**Figura 13** Señales de entrada de la primera etapa de un receptor Superheterodino

La frecuencia intermedia (IF) se representa matemáticamente de la siguiente forma:

$$f_{IF} = f_c - f_{LO} \quad (2.22)$$



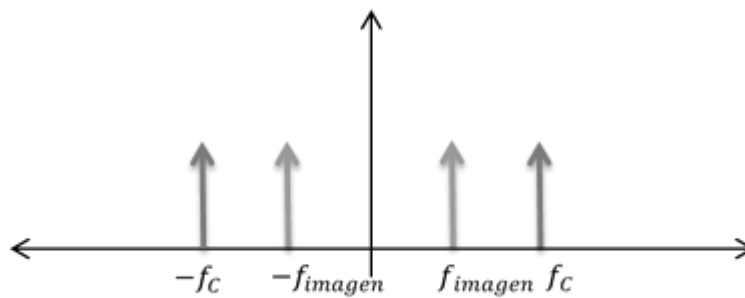
**Figura 14** Frecuencia Intermedia

El problema se tiene cuando:

$$f_{IF} = f_{imagen} - f_{LO} \quad (2.23)$$

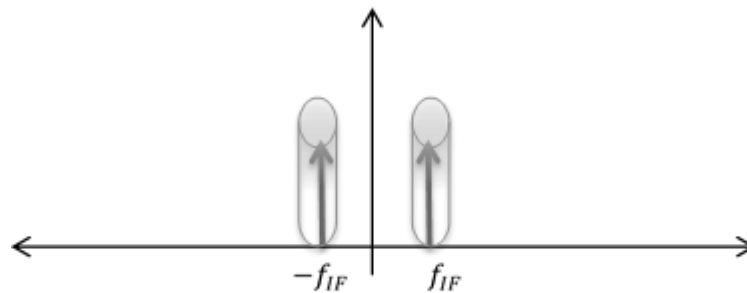
Para este caso la frecuencia imagen está dada por la siguiente expresión:

$$f_{imagen} = f_c - 2f_{IF} \quad (2.24)$$



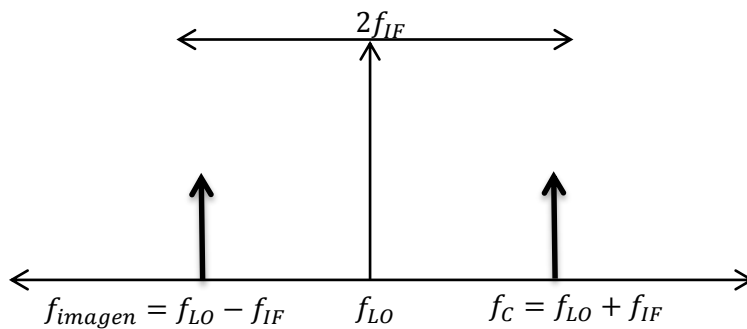
**Figura 15** Frecuencia Imagen

La frecuencia imagen también pasaría al mezclador y esta sería demodulada por el oscilador local, como se observa en la figura 16 se obtiene otra frecuencia intermedia que va a interferir con la frecuencia intermedia deseada.



**Figura 16** Frecuencia Intermedia interferida con la frecuencia imagen

Por lo cual si posteriormente se utilizaría un filtro para frecuencia intermedia (IF), se le haría imposible eliminar dicha frecuencia intermedia obtenida a partir de la frecuencia imagen. Una frecuencia imagen es una señal especular de la señal deseada con respecto a la frecuencia del oscilador local (LO). Para el caso de una downversion se tiene al oscilador local (LO) por debajo de la frecuencia de entrada (RF), Como se puede observar en la figura 17 (Flores Asenjo, 2016).



**Figura 17** Frecuencia imagen y Frecuencia deseada

Para la supresión de la frecuencia imagen, es necesario utilizar un filtro antes del mezclador, por eso es recomendable utilizar dos etapas de conversión de la frecuencia, para ensanchar la banda de frecuencia imagen más allá de la frecuencia deseada.

#### **2.4.5. Modelo Matemático de la conversión en Fase y Cuadratura**

Cuando se trabaja con una modulación en cuadratura se necesita utilizar dos mezcladores para obtener los dos canales I/Q, esto se debe porque el espectro de RF contiene dos bandas laterales y cada una contiene una información diferente, matemáticamente se lo explica a continuación.

Siguiendo el procedimiento estándar para demostrar el método de demodulación en fase y en cuadratura, se supondrá que la señal de información viene dada por:

$$x(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.25)$$

Donde  $f_c$  es la frecuencia de la portadora, al aplicar la definición de demodulación en cuadratura para el canal I, considerando que se ha agregado un cambio de fase  $\phi$  a la señal del oscilador local, se obtienen las siguientes expresiones:

$$s_{out,I}(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} s_{out,I}(t) &= I(t) \cos^2(2\pi f_c t) \cos(\phi) \\ &\quad + Q(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) \cos(\phi) \\ &\quad - I(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \sin(\phi) \\ &\quad - Q(t) \sin^2(2\pi f_c t) \sin(\phi) \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} s_{out,I}(t) &= \frac{I(t) \cos(\phi)}{2} \{1 + \cos(4\pi f_c t)\} \\ &\quad + \frac{\sin(4\pi f_c t)}{2} \{Q(t) \cos(\phi) - I(t) \sin(\phi)\} \\ &\quad + \frac{Q(t) \sin(\phi)}{2} \{\cos(4\pi f_c t) - 1\} \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$s_{out,I}(t) = \frac{1}{2} I(t) \cos(\phi) - \frac{1}{2} Q(t) \sin(\phi) \quad (2.29)$$

Aplicando un procedimiento análogo al canal Q, la expresión de salida  $S_{out, Q}(t)$  viene dada por:

$$s_{out,Q}(t) = \frac{1}{2} I(t) \sin(\phi) + \frac{1}{2} Q(t) \cos(\phi) \quad (2.30)$$



Como se muestra en (2.29) y (2.20) las salidas I/Q,  $S_{out,I(t)}$  y  $S_{out,Q(t)}$  respectivamente, incluyen un término que depende del desplazamiento de fase del oscilador local.

## **2.5. Amplificador de Bajo Ruido (LNA)**

Los amplificadores de bajo ruido (LNA) por sus siglas en inglés Low Noise Amplifier, son dispositivos electrónicos capaces de amplificar señales extremadamente débiles e inciertas en su entrada (en el orden de los micro voltios o por debajo de los 100 dBm), en su mayoría captadas por una antena, y así obtener en su salida una señal con potencia a un nivel más útil para poder ser procesada en las etapas posteriores del sistema en el que sean utilizados (Schweber, 2013).

Los amplificadores de bajo ruido si bien poseen una función simple, en su implementación dependiendo del sistema en el que se encuentren operando, pueden verse comprometidos seriamente ya que por su naturaleza además de amplificar la señal de interés también se amplifica cualquier ruido que pueda llegar hacia los mismos existiendo casos en el que el ruido puede contrarrestar cualquier beneficio de amplificación que el LNA agregue.

Como indica (Schweber, 2013) los principales parámetros a tomar en cuenta al momento de la elección de un LNA para un sistema son los siguientes: su figura de ruido, su ganancia y linealidad. En cuanto a otras características adicionales se encuentran su consumo de energía y eficiencia en el LNA, aunque la mayoría de estos dispositivos son de consumo bastante bajo, por lo general entre 10 a 100mA y pueden ofrecer una ganancia en voltaje sin que sea requerido proporcionar alimentación a la carga.

## 2.5.1 Factores importantes del LNA

### 2.5.1.1 Factor de ruido y Figura de Ruido

El factor de ruido (F) es un parámetro importante en dispositivos electrónicos ya que brinda información acerca del ruido generado por el dispositivo en sí, esto implica el ruido propio del elemento electrónico y ruidos externos como el térmico el cual es el predominante y que se genera en todos los componentes eléctricos, para amplificadores ideales se lo calcula mediante (Tomasi, 2003):

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \quad (2.31)$$

Donde se tiene:

$S_i$ = potencia de la señal a la entrada

$N_i$ = Potencia de ruido a la entrada

$S_o$ = Potencia de la señal a la salida

$N_o$ = Potencia de ruido a la salida

Sin embargo, se suele expresar este factor de ruido en dB, así al transformarlo a una función logarítmica toma el nombre de Figura de Ruido (NF):

$$NF = 10 * \log(F) \quad (2.32)$$

La figura de ruido es un indicador de cuanto se deteriora la señal al pasar o propagarse por un dispositivo o sistema, desde su entrada hasta la salida. Para lograr una mejor figura de ruido se debe procurar que los materiales y su diseño original sean los adecuados para asegurar un

funcionamiento óptimo. Para que un LNA sea adecuado se debe buscar uno en el cual esta figura de ruido sea lo más baja, por lo general un valor entre 0.5 a 1.5 dB.

### **2.5.1.2 Ganancia de LNA**

La parte principal de un amplificador de bajo ruido es su ganancia, este será el valor en potencia que se añadirá a la señal de entrada para que las siguientes etapas del sistema puedan ser capaces de trabajar con esta señal y procesarla. Los valores comunes de ganancia para LNA se encuentran en el rango de entre 10 y 20 dB por etapa, aunque en el mercado actual se puede hallar de mucha mayor ganancia, sin embargo, depende de la aplicación que se esté desarrollando para la selección de un LNA con determinada ganancia.

### **2.5.1.3 Linealidad del LNA**

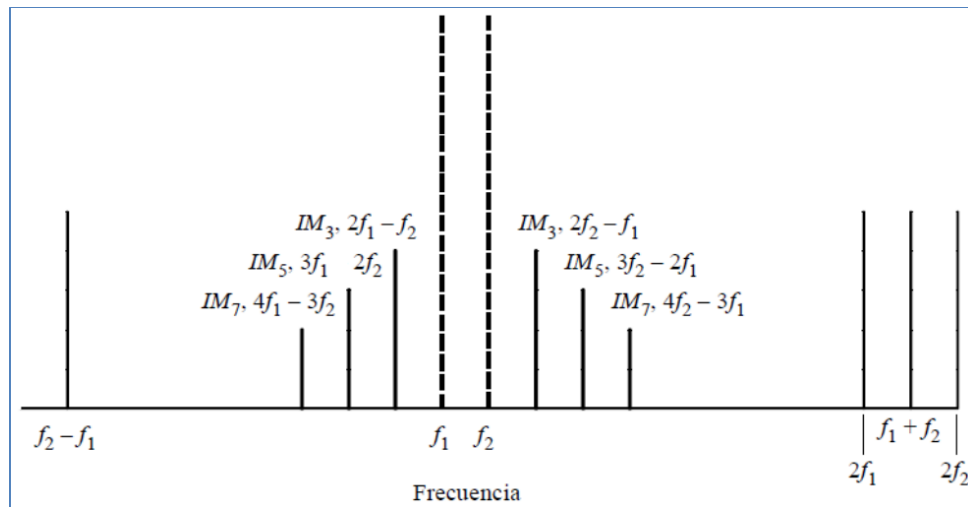
Un amplificador de bajo ruido debe tener una respuesta lo más lineal posible ya que de no poseerla dificulta el tratamiento de las señales tanto para modulación y demodulación, dependiendo de la ubicación del mismo en el sistema. Este problema radica en que la distorsión por los productos de intermodulación y la armónica resultante corrompen en un alto porcentaje a la señal recibida.

## **2.5.2. Productos de intermodulación**

La intermodulación se produce en los elementos electrónicos cuando dos señales de radio frecuencia se mezclan, ya sea en adición o diferencia, creando así una tercera señal que se encuentra fuera de la banda de las frecuencias originales. Los productos de intermodulación son precisamente estas señales no deseadas, siendo las más frecuentes y analizadas las de segundo, tercer y quinto orden. Existen varias formas en las que se puede presentar, según (Vilafont, 2015) estas son:

- Ruido en canal único, este se debe a la no linealidad en el transmisor, así la señal deseada se distorsiona y en las sub-bandas de espectro similar al ruido la energía es aumentada, esto sucede especialmente en los productos de intermodulación de tercer orden.
- Ruido en multicanal, aquí las señales de los canales son distorsionadas por la no linealidad de los elementos transmisores.
- Entre transmisores, se presenta cuando en una comunicación uno o más transmisores crean intermodulación afectando así a transmisores que se encuentran en el mismo emplazamiento.
- Antenas activas, cuando estas operan en modo multi-portadora y se juntan con amplificadores no lineales crean señales parasitas de intermodulación.
- Circuitos pasivos, cuando en su circuito uno o varios componentes comparten el mismo elemento radiante de la señal.

Para calcularlos se puede emplear las siguientes fórmulas que se encuentran en la figura 18 y que nos ayuda a entender mejor como se presentan estos productos de intermodulación:



**Figura 18** Productos de Intermodulación

**Fuente:** (Castellón, 2015)

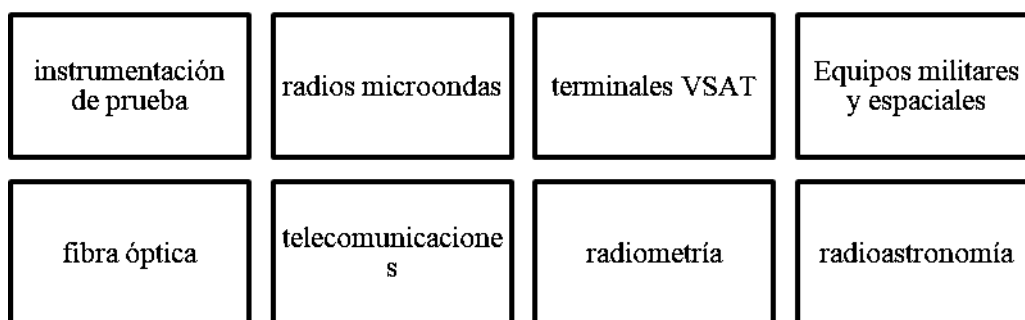
En la figura 18 se aprecia como  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias deseadas en el sistema y como los productos de intermodulación aparecen a ambos lados de las mismas ya que se forman con la suma y diferencia de las frecuencias esenciales. Se tiene que  $IM_3$ ,  $IM_5$  y  $IM_7$  son los productos de intermodulación de tercer, quinto y séptimo orden, además se puede calcular el producto de intermodulación de segundo orden mediante:

$$IM_2 = f_1 \pm f_1 \quad (2.33)$$

Para un sistema de radio frecuencias es importante obtener las frecuencias que generan estos productos de intermodulación para poder tener en cuenta las posibles interferencias que se presenten y tomar decisiones para controlarlas.

### 2.5.3. Aplicaciones

Las aplicaciones para los amplificadores de bajo ruido (LNA) son ampliamente variadas, ubicándose en la mayoría de equipos que requieren adquirir señales de baja potencia y procesarlas en etapas posteriores, así los LNA son utilizados en:



*Figura 19* Aplicaciones de los LNA

### 2.5.4. LNA en el mercado

En las aplicaciones actuales con los nuevos requerimientos que las tecnologías necesitan, los fabricantes están en continuo proceso de miniaturización, lograr un mayor rendimiento y óptimos resultados al trabajar con altas frecuencias, así en el mercado actual existen múltiples ofertas en LNA, siendo de vital importancia elegir el adecuado para que cumpla con el sistema en el cual se lo va a utilizar y a su vez no represente un gasto económico alto. Ejemplos de LNA existentes en la industria son:

- Amplificador de bajo ruido PE15A3253 de Pasternack

Este LNA trabaja en entre las frecuencias de 500MHZ hasta 20GHz, con una ganancia de 14dB, ideal para aplicaciones militares, guerra electrónica, comunicaciones basadas en satélites.

- Amplificador de bajo ruido PE15A3256 de Pasternack

Este amplificador de bajo ruido trabaja en frecuencias desde 100MHz hasta los 18GHz y con una ganancia típica de 28dB.

- Amplificador de bajo ruido PE15A3269 de Pasternack

Este amplificador opera desde los 10MHz hasta los 6GHz y posee una ganancia típica de 34dB (Pasternack, 2016).

- Amplificador de bajo ruido CLAITE

El rango de operación de este LNA es de 1MHz hasta 2000MHz con una ganancia típica de 30dB.

- Amplificador de bajo ruido dykb

Este LNA trabaja en las frecuencias de 500MHz hasta 4GHz con una ganancia típica de 23 dB (AliExpress, 2017).

- Amplificador de bajo ruido KUONGSHUN

Frecuencia de operación de este LNA entre 100MHz hasta 2HGz, con una ganancia típica de 30dB.

## **2.6. Filtros pasa banda**

Los filtros son circuitos electrónicos ya sean pasivos, activos o formados por otra tecnología, que permiten el paso de determinado rango de frecuencias de una señal eléctrica, pudiendo modificar además su amplitud y su fase. Gracias a la miniaturización que permiten las tecnologías actuales se reduce el tamaño físico del filtro dentro de un circuito, siendo posible su implementación en espacios reducidos o para módulos pequeños.

Un filtro pasa banda deja pasar únicamente las señales que se encuentran dentro de sus dos frecuencias de corte, estas a su vez limitan y caracterizan al filtro dándole un ancho de banda de

operación, todas las señales que sean de frecuencia inferior o superior a la gama de frecuencia en la que trabaja el filtro serán atenuadas.

### **2.6.1. Filtros SAW (surface acoustic wave) para RF**

Los filtros SAW son dispositivos usados comúnmente en aplicaciones de radio frecuencia y se encuentran basados en la transducción de ondas acústicas aprovechando el efecto piezo-eléctrico que poseen ciertos materiales como el niobato de litio, cuarzo, lantano, galio. Estos filtros se fabrican mediante la técnica de fotolitografía la cual se utiliza para la realización de circuitos integrados de silicona.

En estos filtros las señales eléctricas son convertidas en ondas mecánicas las cuales se propagan a través del dispositivo y son convertidas nuevamente en señales eléctricas por electrodos en sus salidas. Actualmente estos filtros son utilizados en telefonía celular ya que su pequeño tamaño y gran desempeño permiten que sean ubicados en los equipos terminales de usuario.

### **2.6.2. Factores importantes de los filtros pasabanda**

#### **2.6.2.1 Frecuencia central ( $f_0$ )**

También llamada frecuencia de resonancia, es aquella que equidista de la frecuencia de corte superior y la inferior, dependiendo de esta frecuencia central se elegirá el filtro adecuado para la aplicación que se requiera.

#### **2.6.2.2 Frecuencias de corte**

En estas frecuencias, tanto la de corte superior y de corte inferior, la ganancia del filtro cae 3 dB debajo del máximo nivel de ganancia alcanzada.



### 2.6.2.3 Ancho de banda ( $B_w$ )

Es el rango de frecuencias, medido en Hertz, en donde se encuentran las señales que realizan trabajo útil. En este ancho de banda se encuentra la mayor energía de la señal entrante al filtro. Para encontrarlo se utiliza la siguiente formula:

$$B_w = f_2 - f_1 \quad (2.34)$$

En donde  $f_2$  es la frecuencia de corte superior y  $f_1$  es la frecuencia de corte inferior.

### 2.6.2.4 Factor de calidad Q del filtro

Este parámetro indica la eficiencia de un filtro, se obtiene mediante la relación entre la frecuencia central y su ancho de banda, en la practica un filtro con menor ancho de banda tendrá un mayor factor de calidad Q y será mejor que un filtro con un mayor ancho de banda, aunque depende de la aplicación en la cual se vaya a utilizar el filtro para evaluar si este factor es beneficioso o perjudica al diseño del circuito. Se lo calcula por la siguiente formula:

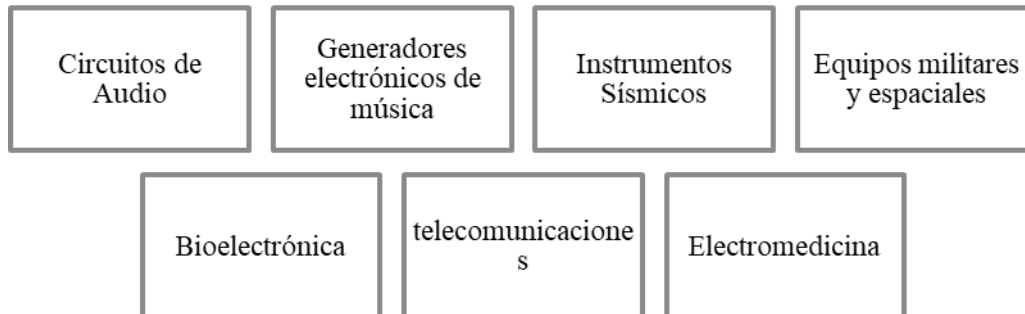
$$Q = \frac{f_0}{B_w} \quad (2.35)$$

Como se puede deducir es difícil elaborar filtros de alto factor de calidad para trabajar en altas frecuencias.

### 2.6.3 Aplicaciones

Los filtros pasa banda activos tienen múltiples aplicaciones en diferentes ramas de las ciencias ya que se utilizan especialmente en instrumentación y en sistemas de telecomunicaciones.

Por lo conveniente de su uso son aplicados en:



*Figura 20* Aplicaciones de los filtros pasa banda activos

#### 2.6.4 Filtros pasa banda en el mercado

En el proyecto actual que involucra un sistema de radiofrecuencia los filtros SAW son los que mejor cumplen con los requerimientos presentados por el sistema de detección a elaborar en el presente documento, así algunos ejemplos de filtros SAW existentes en el mercado son:

- Filtro SAW RF modelo TA0528G de Golledge.

Filtro de frecuencia central de 1615 MHz con ancho de banda igual a 30MHz y perdidas típicas de hasta 4.6 dB (Golledge, 2017).

- Filtro SAW RF modelo TA1496A de Golledge.

Filtro de frecuencia central de 1621.25 MHz con ancho de banda igual a 10.5 MHz y perdidas típicas de hasta 2.5 dB (Golledge, 2017).

- Filtro SAW RF modelo SF2249E de muRata.

Filtro de frecuencia central de 1602 MHz con ancho de banda igual a 61 MHz y perdidas típicas de hasta 4 dB (muRata, 2017).

- Filtro SAW RF modelo SF2250E de muRata.

Filtro de frecuencia central de 1615 MHz con ancho de banda igual a 20 MHz y pérdidas típicas de hasta 4.6 dB (muRata, 2017).

## **2.7. Oscilador Controlado por Tensión y Recuperación de portadora**

El VCO es un oscilador en la que su frecuencia se puede obtener mediante una tensión que la controle esto quiere decir que la frecuencia en la que oscilará el VCO es proporcional a un voltaje de entrada, de igual manera existen osciladores que se controlan digitalmente en la que la frecuencia del VCO es proporcional a un número que se calcula digitalmente.

Para la recuperación de la portadora en los sistemas de telecomunicaciones el VCO es de gran importancia sin embargo dicha portadora se la debe recuperar tanto en fase como en frecuencia. Para la recuperación de portadora existen tres técnicas. (Martínez, 2000).

- Técnicas analógicas: La señal recibida (analógica) se procesa analógicamente, comparando los errores de fase de la portadora mediante un PLL (Phase Loop Locked), que dispone de un VCO y un integrador.
- Técnicas mixtas: La señal recibida en el receptor se digitaliza (convertor A/D), y la señal se procesa digitalmente en el demodulador. Pero el reloj del convertor A/D se controla mediante la señal de error del sincronismo medido, parte de los mecanismos son digitales y parte analógicos.
- Técnicas digitales: La señal recibida es digitalizada completamente por medio de convertidores A/D y toda la implementación es digital para la recuperación de sincronismos, todo esto se lo lleva a cabo por medio de algoritmos que se desarrollan en un DSP (Digital Signal Processor), esto quiere decir que las muestras que se obtienen en las salidas son las que se manipulan para corregir el error que se obtiene.

## CAPITULO 3

### 3. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA

En el presente capítulo se expondrán los dispositivos electrónicos utilizados en el sistema de detección y posicionamiento de transmisores que operan en la banda de satélites Iridium,

#### 3.1 Diseño general del sistema

En el capítulo dos se describieron las ventajas y desventajas de las arquitecturas para el diseño de un receptor de RF, es importante que este sistema tenga baja distorsión, bajo ruido y una frecuencia estable, con el fin de obtener señales de fase y cuadratura de buena calidad para su posterior procesamiento, por tal razón la estructura a utilizarse es la Superheterodina

La realización de este diseño si bien es ideal realizarlo en un PDS para el objetivo de esta tesis no es el adecuado ya que se buscó utilizar los elementos que no estaban siendo utilizados en el laboratorio CICTE para su realización. A continuación, se plantea el diseño a realizarse:



**Figura 21** Diseño general del sistema

La señal recibida del arreglo circular ingresa al multiplexor de 8 canales de RF el cual sirve para seleccionar las señales recibidas por las 8 antenas, posteriormente la señal ingresa al filtro

pasa banda SAW SF225, este filtro servirá para la preselección de la frecuencia deseada y rechazará las señales que se encuentran fuera de banda, luego un amplificador de bajo ruido MAX 12000 es el encargado de amplificar la señal.

Posteriormente dicha señal pasa por un filtro pasa altas SHP-800 que sirve para eliminar las pérdidas adicionales, luego un mezclador que junto con el oscilador ZOS-765 forman una señal de frecuencia intermedia (IF) de 900MHz.

Luego la señal se introduce a la segunda etapa de heterodinación para este caso se cuenta con el demodulador ADRF6807, en esta etapa se realiza la downconversión a banda base, obteniendo la fase y cuadratura de la señal de entrada.

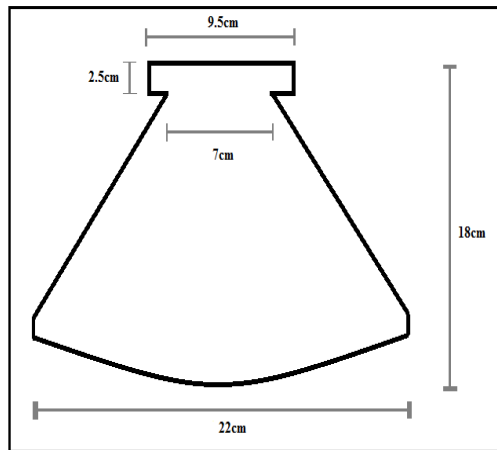
El demodulador tiene un PLL y VCO interno por eso es necesario que se le asigne una frecuencia de referencia de 26 MHz generada por el ZOS-50 para obtener los 900 MHz que es la frecuencia de la portadora.

## **3.2 Antenas**

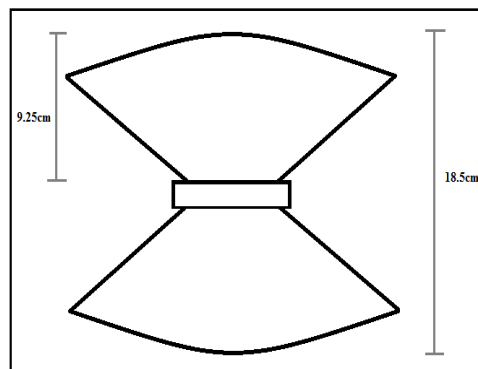
### **3.2.1 Antenas del arreglo militar**

#### **3.2.1.1 Especificaciones de las antenas**

Las antenas utilizadas en el arreglo militar son dipolos tipo V las cuales son directivas y ubicadas en polarización vertical, estas trabajan en las bandas UHF y VHF, con lo cual son aptas para el sistema de detección y posicionamiento desarrollado en el presente documento ya que las señales de frecuencias entre 1616 MHz hasta 1626.5 MHz que son el objetivo del proyecto podrán ser captadas. A continuación, se muestran las dimensiones de la misma en la figura 22 y figura 23, así como su estado actual:

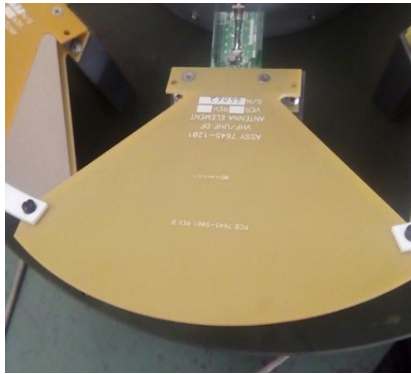


**Figura 22** Dimensiones de la antena dipolo tipo V en vista superior

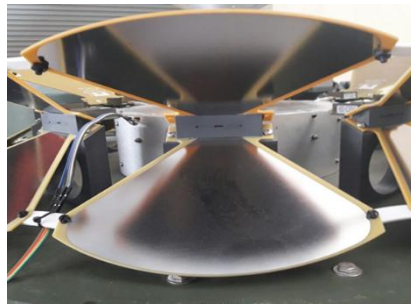


**Figura 23** Dimensiones de la antena dipolo tipo V en vista frontal

Al poseer similares características de un dipolo normal y al constatar sus dimensiones se conoce que para la frecuencia de trabajo de 1616MHz esta antena posee alrededor de 1.47 dB de ganancia. Como se aprecia en la figura 24 y figura 25, esta se encuentra elaborada en plástico de baquelita y su material conductor forma la estructura del dipolo:



**Figura 24** Vista superior de la antena dipolo tipo V

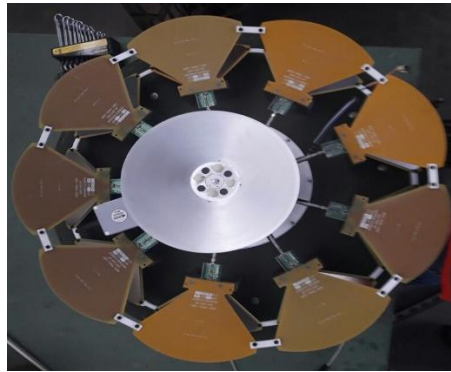


**Figura 25** Vista frontal de la antena dipolo tipo V

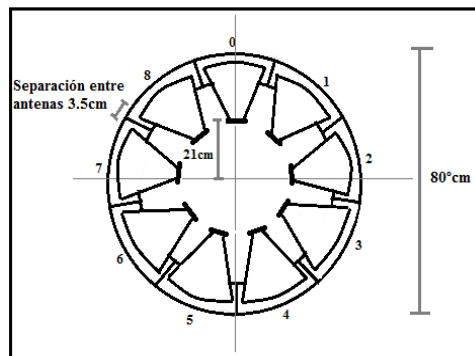
### **3.2.1.2 Especificaciones del arreglo de antenas**

El arreglo de antenas que pertenece al Ejército Ecuatoriano está formado por 9 antenas dipolo tipo V detalladas anteriormente, este arreglo de antenas junto con la carcasa que lo contiene fue recuperado y puesto en operación nuevamente ya que se encontraba almacenado.

Como se observa en la figura 26, las 9 antenas se encuentran ubicadas en el borde de la estructura, en el centro posee dispositivos electrónicos y una antena discone que en el presente proyecto no han sido requeridos por lo que se optó en dejarlos en su ubicación original en la estructura. Las dimensiones del arreglo se pueden constatar en la figura 27 y figura 29:



**Figura 26** Vista superior del arreglo de antenas militar

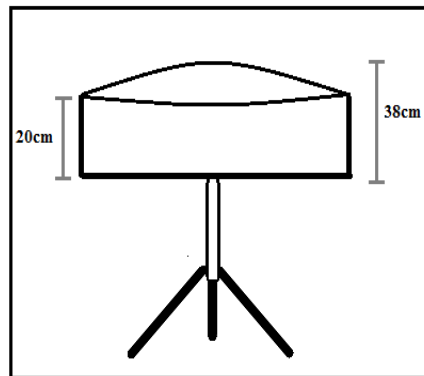


**Figura 27** Dimensiones del arreglo de antenas en vista superior



**Figura 28** Arreglo de antenas con la carcasa en vista frontal

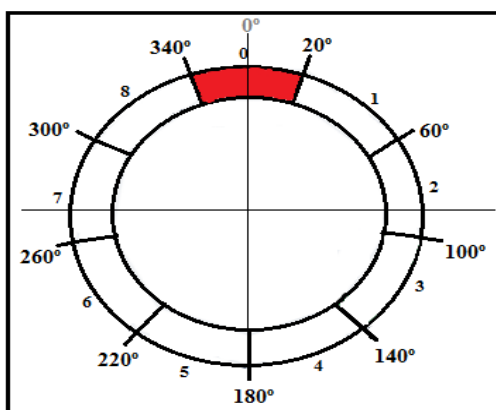




**Figura 29** Dimensiones del arreglo de antenas con la carcasa en vista frontal

Para el sistema de detección y posicionamiento del presente trabajo de titulación, se ha optado por utilizar este arreglo de antenas del Ejército por dos motivos, el primero es el de rescatar y reutilizar equipos y dispositivos que se encuentren en desuso, mientras que el segundo motivo es el de tener una estructura y carcasa resistente ya probadas en campo.

Las 9 antenas brindan una cobertura de  $360^\circ$ , sin embargo, el sistema desarrollado es para un arreglo de 8 antenas, por lo cual se optó por no conectar la antena número 0 y conectar a la siguiente etapa del sistema las 8 antenas restantes. Esta adecuación provoca que el rango de detección y posicionamiento presente una sección angular de  $40^\circ$  que no presente lecturas apropiadas ya que la antena en esta posición no se encuentra operativa. Como se expone en la figura 30 se indican los ángulos y zonas de cobertura de cada antena del arreglo militar que se utilizó en el presente proyecto:



**Figura 30** Zonas de cobertura y ángulos de cada antena del arreglo militar

Como se aprecia en la figura 30, cada antena representa una zona de 40°, la antena en la posición 0 se encuentra sin uso en el sistema de detección y posicionamiento, así que la zona en rojo se encuentra sin cobertura.

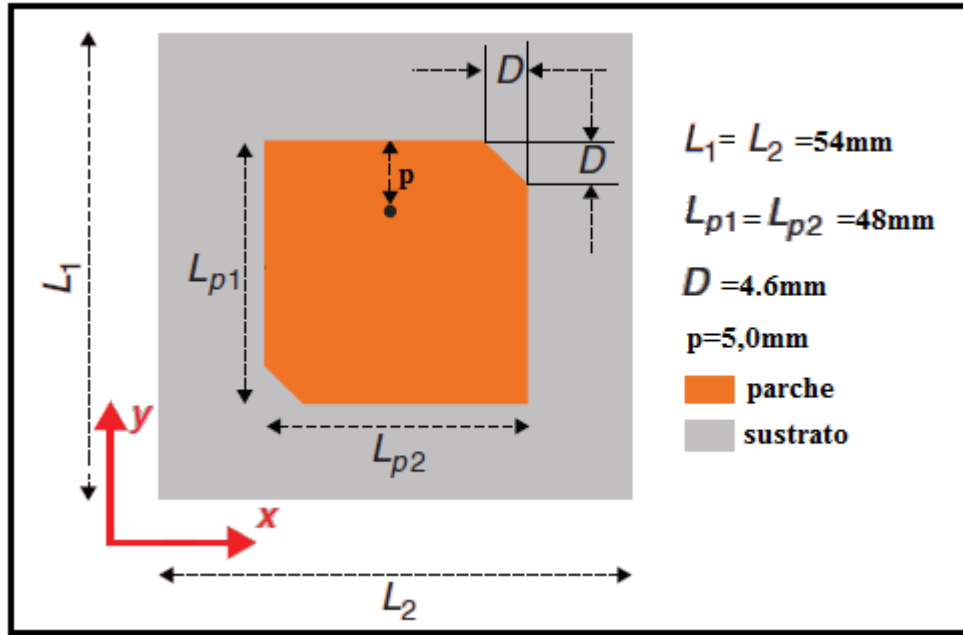
### 3.2.2 Antenas de micro línea

#### 3.2.2.1. Especificaciones de las antenas de microlinea (Microstrip)

La antena microstrip que se detalla a continuación se utilizó para realizar pruebas de su patrón de radiación y comprobar si presentaba alguna beneficio en la recepción de señales en comparación con las antenas dipolo tipo V del arreglo de antenas militar, así este tipo de antenas podrá ser utilizada en futuras mejoras al sistema de detección y posicionamiento propuesto en este estudio.

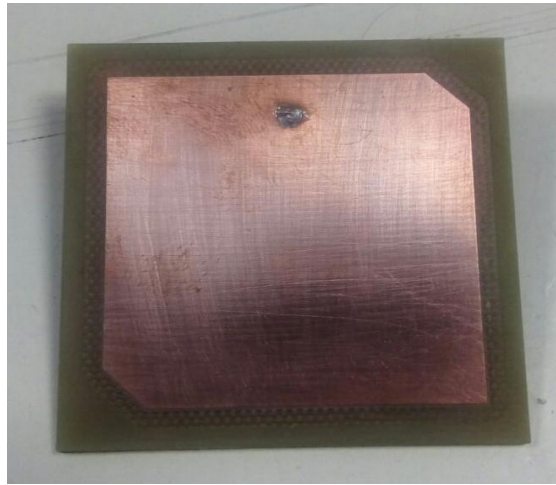
Esta antena microstrip fue diseñada y elaborada por el Ingeniero Alexis Tinoco específicamente para trabajar con emisores que operen en la frecuencia de la constelación Iridium, se trata de una antena direccional tipo parche de esquina truncada, con polarización circular y está

elaborada en un sustrato eléctricamente delgado cuyas medidas se indican en la figura 31 a continuación:



*Figura 31* Dimensiones de la antena Microstrip

La antena tiene como frecuencia central 1621MHz y un ancho de banda de 30MHz lo cual es ideal para el sistema que se diseñó ya que las frecuencias de interés se encuentran entre los 1616 MHz hasta 1626.5 MHz, la antena se muestra en la figura 32:



**Figura 32** Antena microlínea (microstrip)

### 3.2.2.2. Especificaciones del plato parabólico y soportes

Para mejorar la respuesta y poder agregar ganancia de esta antena de microlínea se la instaló en el foco de un plato parabólico, este plato parabólico fue recuperado a su vez de las bodegas militares del CICTE, encontrándose así 7 platos parabólicos, por lo que para futuros trabajos hará falta solo la fabricación de un plato para montar el arreglo de 8 antenas.

Este plato parabólico está elaborado en aluminio y brinda una ganancia de 16.50dB como se calcula a continuación:

$$\lambda = \frac{\text{velocidad de la luz}}{\text{frecuencia}} \quad (3.1)$$

$$\lambda = \frac{3 * 10^8}{1616 * 10^6}$$

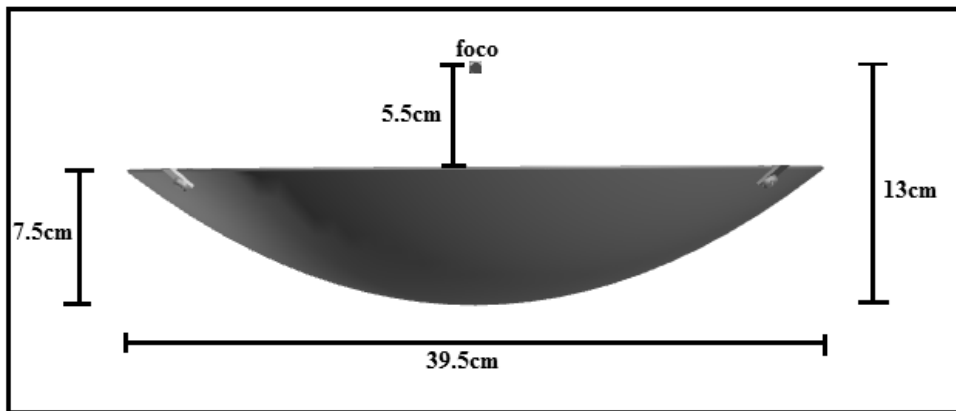
$$\lambda = 0.1856m$$

$$G = 10 * \log \left( \frac{4 * \pi^2 * R^2}{\lambda^2} \right)$$

$$G = 10 * \log \left( \frac{4 * \pi^2 * 0.1975^2}{0.1856^2} \right) \quad (3.2)$$

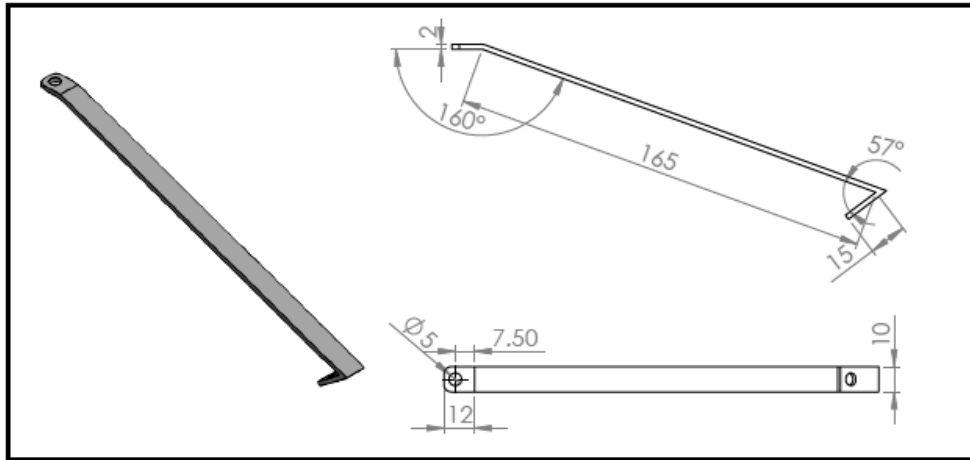
$$G = 16.50 \text{ dB}$$

Las dimensiones del plato parabólico analizado en las pruebas son las que se exponen en la Figura 33 a continuación:



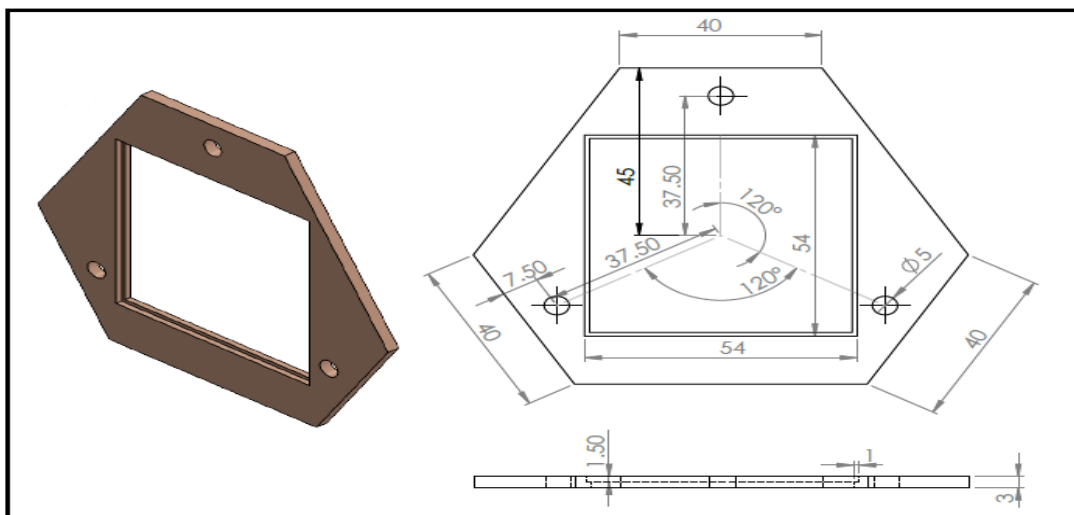
**Figura 33** Dimensiones del plato parabólico

Para ubicar la antena de microlinea en el centro del foco del plato parabólico se diseñaron soportes en plástico para mantenerla en su centro, se construyeron 3 soportes los cuales fueron ubicados cada  $120^\circ$  en la superficie del plato parabólico, las dimensiones de los soportes se indican a continuación en la figura 34:



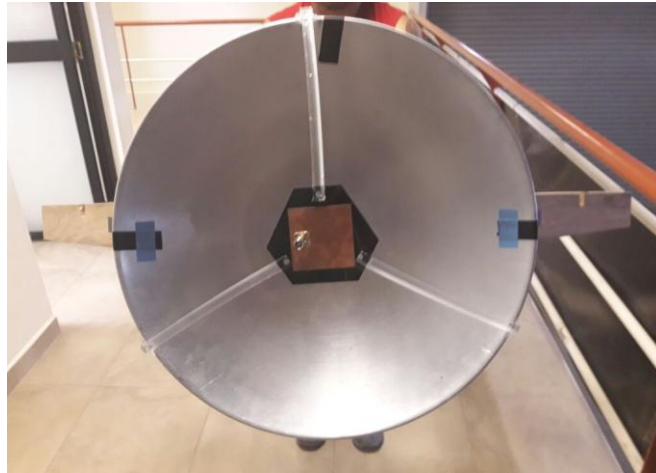
**Figura 34** Dimensiones de los soportes de la antena microlínea en milímetros

Por último se diseñó una base en fibra de vidrio para ubicar la antena de microlínea, esta base fue fijada a los soportes previamente detallados, las dimensiones de la base se exponen a continuación en la figura 35:

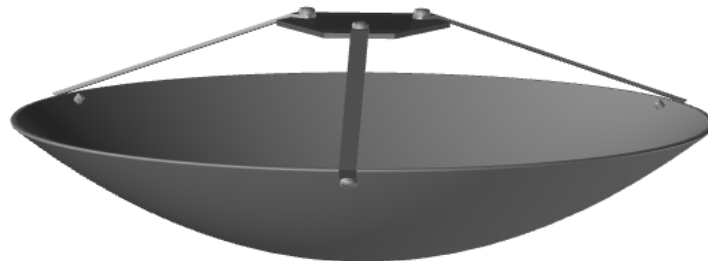


**Figura 35** Dimensiones de la base de la antena microlínea en mm

Así el montaje de la antena de microlinea sobre el plato parabólico para realizar sus respectivas pruebas fue como se indica en la figura 36 y figura 37:



*Figura 36* Montaje de la antena microlinea en el plato parabólico vista superior



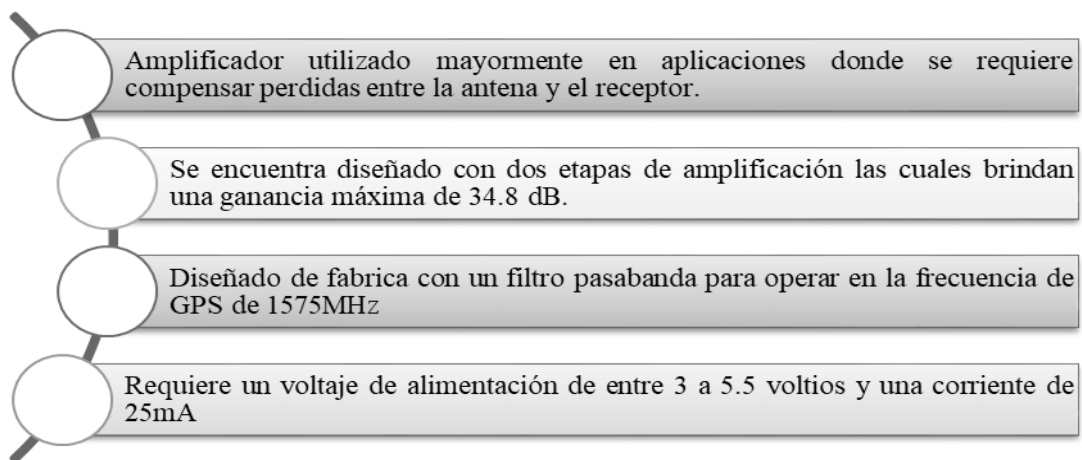
*Figura 37* Montaje de la antena microlinea en el plato parabólico vista frontal

### **3.3. Etapa de LNA y filtro SAW pasabanda interno**

#### **3.3.1. Características técnicas del LNA MAX12000**

Las señales que se desea detectar presentan ciertas características que van guiando el proceso de selección de los elementos electrónicos, en este caso se conoce que la potencia promedio de dichas señales se acerca a  $-100\text{dBm}$ , por esta razón el uso de un amplificador de bajo ruido LNA resulta una etapa necesaria ya que este se encargará de aumentar la potencia de la señal recibida para que las posteriores etapas, que no poseen una sensibilidad tan alta para este nivel de potencia,

puedan trabajar con ella. Así se ha seleccionado para el presente sistema de detección el amplificador de bajo ruido MAX12000 cuyas características se presentan en la figura 38 a continuación:



**Figura 38** Características de LNA MAX12000

Este amplificador se lo utiliza en equipos de receptores marítimos y otra ventaja que presenta es que, debido a su pequeño tamaño, como se aprecia en las figuras 39 y 40, permite ubicar todos los amplificadores del arreglo en la estructura de madera lo más cercano a las antenas del arreglo.



**Figura 39** Vista superior del LNA MAX12000 con cubierta



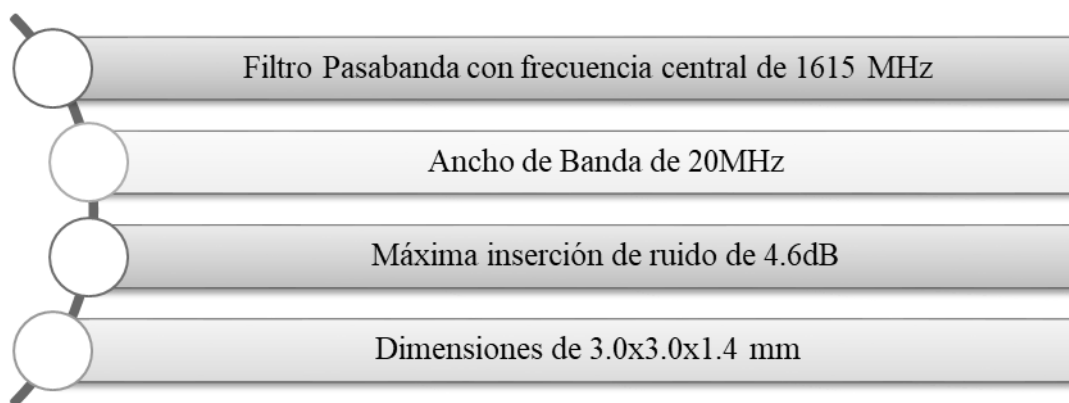


**Figura 40** Vista superior del LNA MAX12000 sin cubierta

**Fuente: (reception, 2016)**

### 3.3.2. Características técnicas del filtro SAW SF2250E

Como se mencionó en las características del LNA MAX12000, este viene con un filtro SAW integrado pero que opera en la frecuencia de GPS de 1575MHz, así que se procedió a desoldar este filtro y reemplazarlo por el filtro SAW SF2250E cuyas características se listan a continuación en la figura 41:

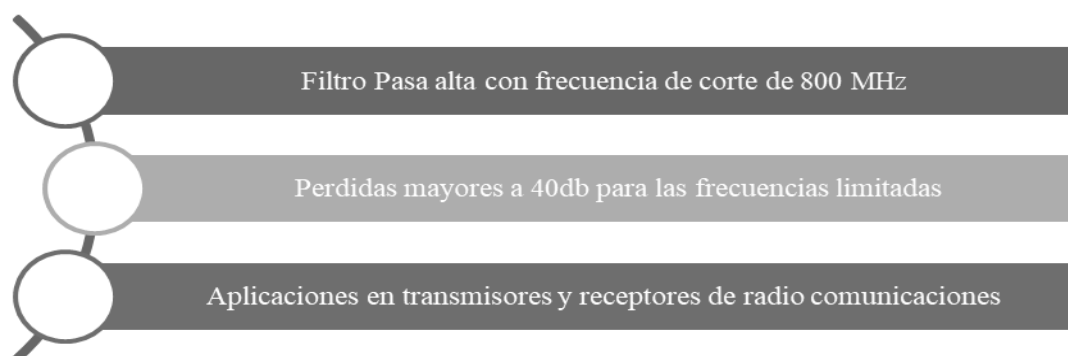


**Figura 41** Características del filtro SAW SF2250E

Como se observa en las características del filtro SF2250E este nos permite operar en la banda de frecuencias de Iridium y no se alteró ningún componente ni el desempeño del amplificador de bajo ruido MAX12000 que lo contiene.

### 3.3.3. Características filtro pasa altas SHP-800

Se ha optado por eliminar las pérdidas adicionales debidas a frecuencias parásitas ocasionadas por la alimentación de DC en la etapa de LNA, así se ha incluido un filtro pasa altos de 800MHz a la salida del LNA MAX12000, las características de este filtro modelo SHP-800 son las siguientes:



*Figura 42* Características del filtro pasa altas SHP-800



*Figura 43* Vista superior del filtro pasa altas SHP-800

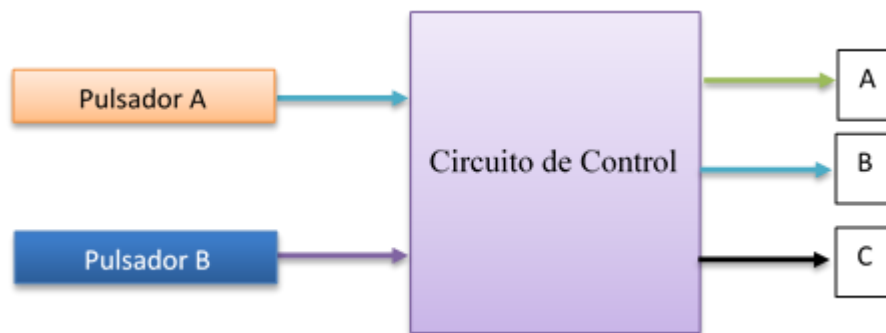
## 3.4. Multiplexor de 8 canales de RF

### 3.4.1. Diseño del circuito de control para el multiplexor de 8 canales de RF

#### 8PST

El multiplexor de 8 canales de RF cuenta con ocho estados para la obtención de las señales de las antenas, si bien lo ideal es automatizar dicho multiplexado aquello va mucho más del objetivo de esta tesis, por lo tanto, se optó por realizar un circuito de control que seleccione dichos estados

por medio de dos pulsadores, así su función es la de activar cada antena una a la vez y poder realizar un barrido hasta completar una vuelta por todas las 8 antenas del arreglo que se encuentran conectadas al multiplexor de 8 canales de RF:



**Figura 44** Circuito de control para el multiplexor de 8 canales de RF

EL funcionamiento es el siguiente, dentro del circuito de control se tiene las 8 sentencias, cuando se presione el pulsador A se escogerá el primer estado, si se pulsa nuevamente el siguiente y así sucesivamente, el pulsador B sirve para escoger el estado anterior.

### 3.4.2. Montaje del multiplexor de 8 canales de RF y del circuito de control

Para el montaje basto con conectar las salidas del circuito de control a las entradas del multiplexor de 8 canales de RF, a continuación, se observa el circuito de control montado en la antena:

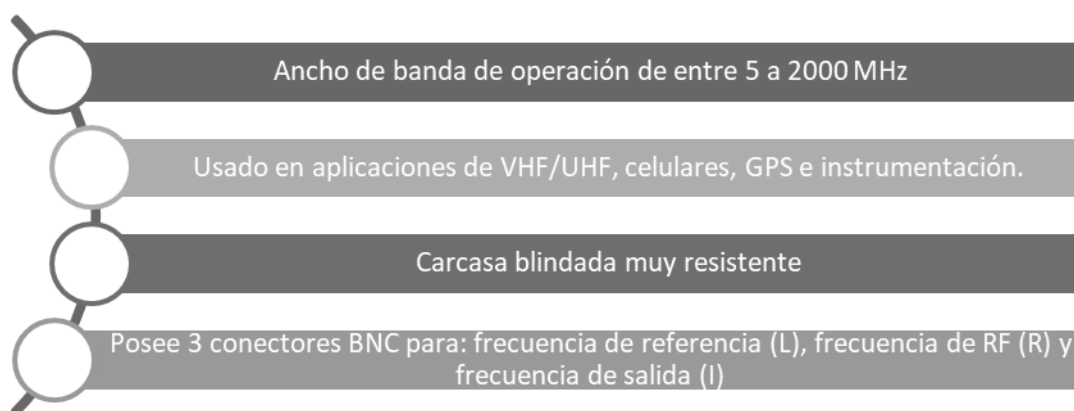


**Figura 45** Circuito de control montado en la antena

### 3.5. Mixer ZAD-11

#### 3.5.1. Características técnicas del mezclador de frecuencias ZAD-11

Para el actual sistema de detección de transmisores que operan en la banda Iridium se ha utilizado un mezclador de frecuencias ZAD-11 que se lo recuperó de un proyecto precedente del CICTE, permitiendo así rebajar los costos del proyecto total. Sus características se presentan en la figura 46 a continuación:



**Figura 46** Características del mezclador de frecuencias ZAD-11

El propósito de este mezclador de frecuencias es la de permitir bajar la frecuencia de RF que capta el arreglo de antenas desde los 1616 MHz hasta los 900MHz, así esta señal ya puede ser

introducida al downconverter de la siguiente etapa del proyecto. A continuación, en la figura 47 se aprecia la vista frontal del dispositivo:



**Figura 47** Vista frontal del mixer ZAD-11

### 3.6. VCO mini-circuits

#### 3.6.1. VCO mini-circuits ZOS-50

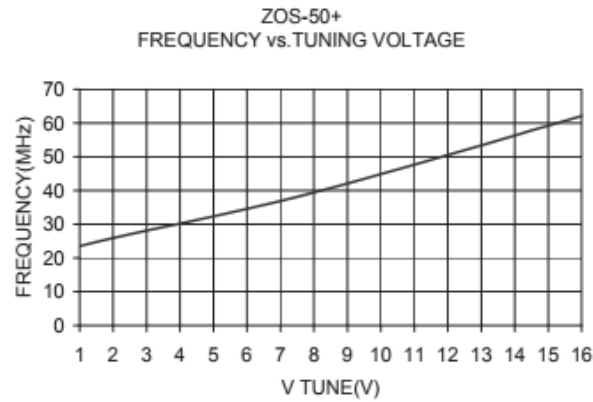
Este VCO es el encargado de generar 26 MHz con el fin de obtener una señal en banda base, con la ayuda del demodulador ADRF6807 que dispone de un PLL y VCO interno a partir de la frecuencia generada por el ZOS-50 logra los 900 MHz necesarios. Las principales características se muestran en la siguiente tabla:

**Tabla 3**

*Especificaciones Técnicas del ZOS-50*

Especificaciones	Min	Max
Frecuencia (Mhz)	25	50
Tuning Voltaje (V)	1	16
Temperatura de operación (°C)	-55	85
Vcc (V)	12	16

En la figura 48 se observa el voltaje que requiere el ZOS-50 para generar la frecuencia necesaria en todo su rango de operación.



**Figura 48** Respuesta del ZOS-50

**Fuente:** (Mini-Circuits, 2013)

### 3.6.2. VCO mini-circuits ZOS-765

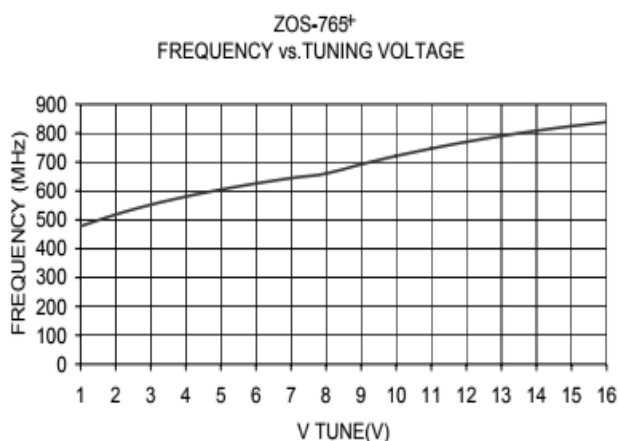
Este VCO es el encargado de generar 716 Mhz con el fin de obtener una señal de 900 Mhz con ayuda del mezclador de frecuencias ZAD-11. Las principales características se muestran en la siguiente tabla:

**Tabla 4**

*Especificaciones Técnicas del ZOS-765*

<b>Especificaciones</b>	<b>Min</b>	<b>Max</b>
Frecuencia (Mhz)	485	765
Tuning Voltaje (V)	1	16
Temperatura de operación (°C)	-55	85
Vcc (V)	12	16

En la figura 49 se observa el voltaje que requiere el ZOS-765 para generar la frecuencia en todo su rango de operación.



**Figura 49** Respuesta del ZOS-765

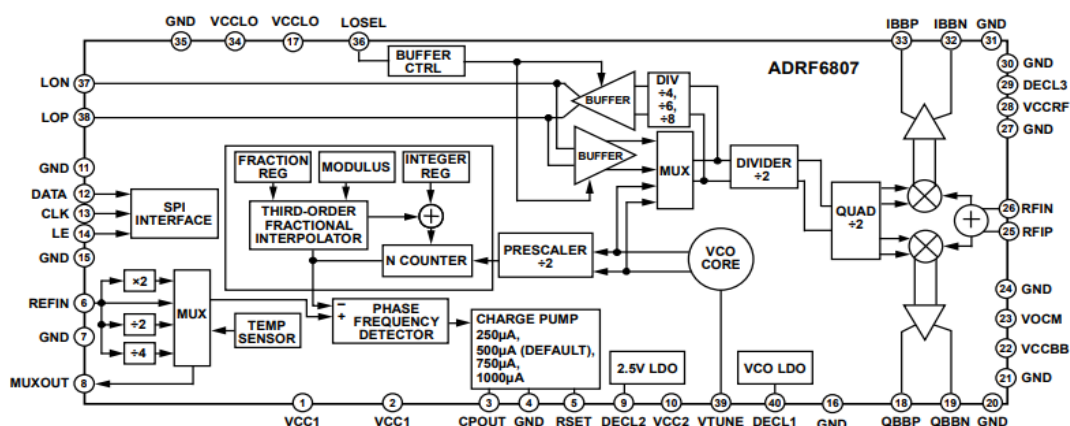
**Fuente:** (Mini-Circuits, 2013)

### 3.7. Downconverter ADRF6807

#### 3.7.1 Características generales del ADRF6807

El ADRF6807 es un demodulador I/Q que posee un PLL y VCO integrado, el PLL genera una frecuencia de 2.8 GHz a 4.2 GHz, pero gracias a un divisor de cuadratura programable genera la frecuencia requerida por el oscilador local que posteriormente es enviada hacia los mezcladores en cuadratura, también cuenta con un divisor de salida que genera un oscilador externo.

Para el PLL es necesario utilizar un oscilador de referencia este va desde los 9 MHz hasta los 160 MHz, la salida del PLL controla el VCO interno, posteriormente el demodulador I/Q mezcla la señal generada por el divisor de cuadratura con la entrada de RF, obteniendo de esa forma una señal en banda base o frecuencia intermedia de hasta 120 MHz. A continuación, se muestra el diagrama funcional del demodulador I/Q:



**Figura 50** Diagrama de bloques del ADRF6807

**Fuente:** (Devices, 2012)

El ADRF6807 se programa a través de una interfaz de control de tres hilos, los cuales sirven para programar los siete registros internos con los que cuenta, sin embargo, para esta tesis se utilizó su kit de evaluación ADRF6807-EVALZ. Este Kit contiene todas las funciones para que el usuario controle fácilmente el demodulador I/Q, esta placa tiene una interfaz USB para la programación de las frecuencias que se necesiten, como es el caso del ajuste del VCO que se realiza por medio del puerto de control de tres hilos a través del software que proporciona la página web de Analog Devices. En la siguiente tabla se muestra los puertos y conexiones importantes:

**Tabla 5**

*Conexiones importantes del ADRF6807*

Componentes	Parámetros
<b>RFIN</b>	700 MHz a 1050 MHz
<b>REFIN</b>	9 MHz a 160 MHz
<b>VCC</b>	5 V
<b>3P3V_FORCE</b>	3.3 V
<b>IOUT_SE</b>	Salida de Fase
<b>QOUT_SE</b>	Salida de Cuadratura



Para controlar la placa de evaluación se lo realiza por medio de una PC que tenga puerto USB, el software permite configurar al ADRF6807 según las configuraciones que sean necesarias, para la sintetización de las frecuencias se lo realiza por medio de los valores numéricos que se encuentran en la sección de RF. En la figura 51 se muestra las configuraciones básicas, mientras que en la figura 52 se programa la frecuencia de referencia, frecuencia VCO, frecuencia PFD entre otros. Una vez configurado las opciones se debe hacer clic en cargar todos los registros para que dichos cambios tengan efecto.

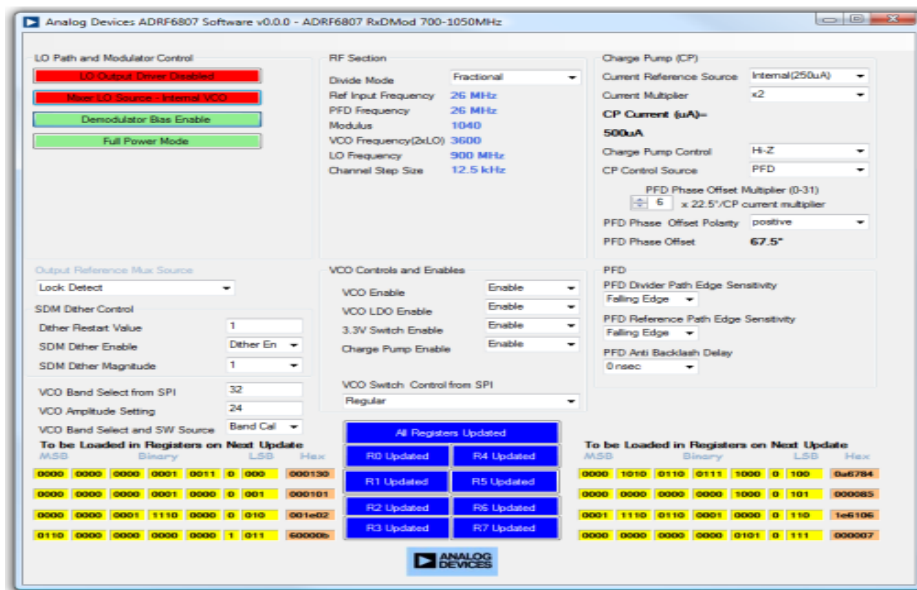
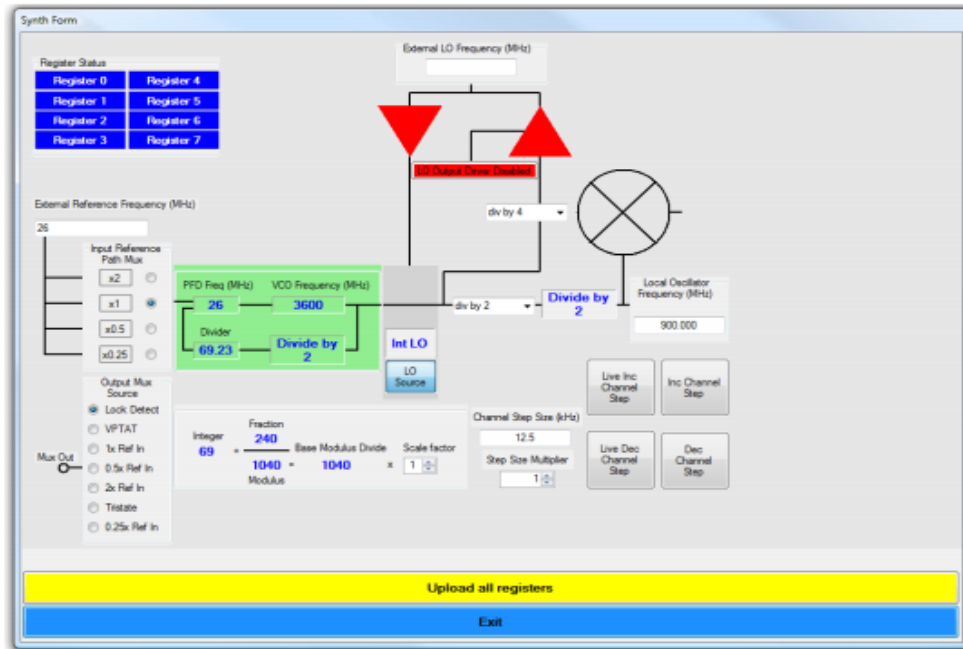


Figura 51 Ventana principal del software de la placa de evaluación

Fuente: (Devices, 2012)



*Figura 52* Ventana Form Synth del software de la placa de evaluación

Fuente: (Devices, 2012)

## CAPITULO 4

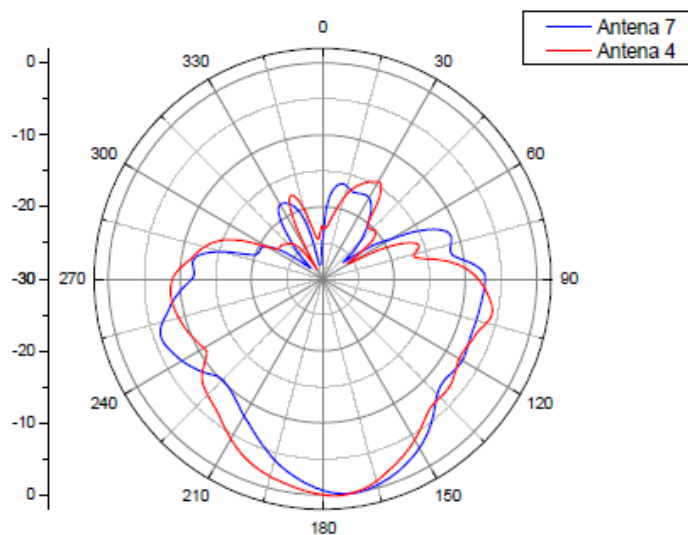
### 4. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO

#### 4.1. Pruebas de funcionamiento del arreglo de antenas

##### 4.1.1. Determinación del Patrón de radiación del arreglo de antenas del

##### Ejército

La medida del diagrama fue realizada en 1621 MHz. La antena de la estación transmisora fue parabólica y la de antena receptora del ejército. La selección de los bits digitales de control del multiplexor de 8 canales de RF 8PST fue colocado en la antena 7, primera medida, y en la antena 4, segunda medida. Para determinar el patrón de radiación del arreglo de antenas se midió la potencia de recepción en 360 grados y posteriormente se graficaron dichos valores:



**Figura 53** Patrón de radiación del arreglo de antenas del ejército

La estimativa de los diagramas de irradiación de las antenas 7 y 4 sirven para comprobar la independencia de los elementos cuando son seleccionados por el multiplexor, más adelante se muestran los resultados que se obtuvieron con este arreglo demostrando que no existe problema

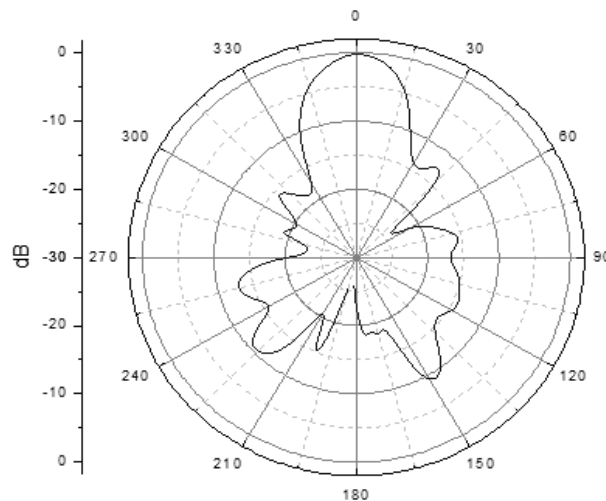
con respecto a la lectura de las potencias recibidas entre cada una de las antenas. Así el funcionamiento de este arreglo es a través de un barrido por cada una de las antenas, activando una a la vez y completando el recorrido por las 8 antenas.

Como se comprueba del grafico de patrón de radiación, para la antena número 7 el lóbulo principal se ubica alrededor de los  $172^\circ$ , su ancho de haz de media potencia es de  $40^\circ$  y el nivel máximo de su lóbulo lateral es de  $-6\text{dB}$ .

Para la antena número 4 el lóbulo principal se ubica alrededor de los  $179^\circ$ , su ancho de haz de media potencia es de  $42^\circ$  y el nivel máximo de su lóbulo lateral es de  $-6\text{dB}$ .

#### 4.1.2. Determinación del Patrón de radiación de las antenas micro línea

De igual manera que la anterior antena se realizó el mismo procedimiento para obtener su diagrama de radiación:



**Figura 54** Antena microstrip con reflector parabólico

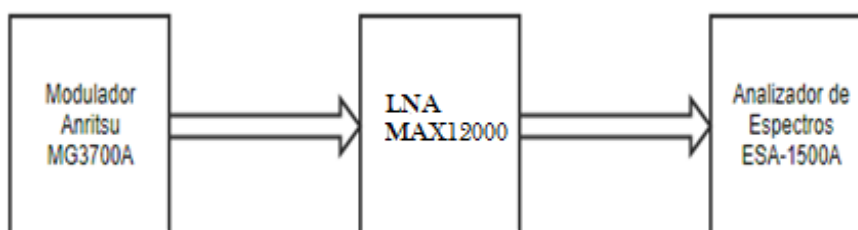
Como se comprueba del grafico de patrón de radiación, para la antena microstrip el lóbulo principal se ubica alrededor del  $0^\circ$ , su ancho de haz de media potencia es de  $24^\circ$  y el nivel máximo de su lóbulo lateral es de  $-9\text{dB}$ .

En este caso se observa un lóbulo principal más estrecho que la antena anterior lo que ayuda más en la independencia con respecto a las otras 7 antenas de su arreglo al momento de la lectura, pero dicho arreglo quedará para un trabajo futuro.

## 4.2. Prueba de funcionamiento de LNA, filtro pasa banda y filtro pasa altas

### 4.2.1. Evaluación del rendimiento del LNA MAX12000

En este escenario se utiliza solo el LNA con el filtro pasa banda incorporado para la banda Iridium y se analiza su ganancia a la salida del mismo:



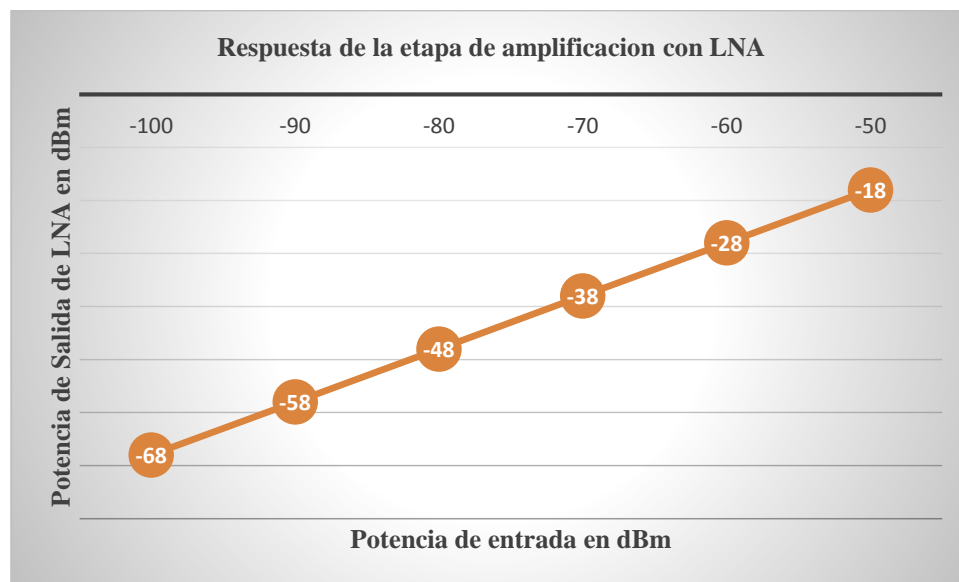
*Figura 55* Escenario para pruebas de Funcionamiento del LNA

Se fijó la frecuencia de referencia en  $1616\text{MHz}$  y se inició la prueba desde los  $-100\text{dBm}$  hasta los  $-50\text{dBm}$  con un intervalo de  $10\text{MHz}$ . Se obtuvieron así los siguientes datos:

**Tabla 6**

*Datos de pruebas de nivel de ganancia de LNA*

Potencia de Entrada RF (dBm)	Potencia de salida LNA (dBm)
-100	-68
-90	-58
-80	-48
-70	-38
-60	-28
-50	-18



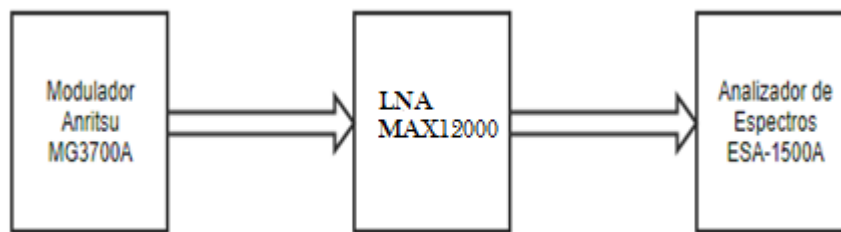
**Figura 56** Respuesta de la etapa de LNA

Como se observa, el dispositivo de LNA con el filtro pasabanda presenta una ganancia constante en su salida de 32 dB lo cual es beneficioso para el proyecto en curso ya que permitirá captar señales de muy baja potencia.

#### 4.2.2. Evaluación del producto de intermodulación de tercer orden en LNA

##### MAX12000

Se analizaron los productos de intermodulación de 3er orden por ser estos los próximos productos de mayor potencia después de las frecuencias de armónicos que también se encuentran presentes cuando se realiza la mezcla de dos o más señales de radiofrecuencia. Así para esta evaluación se implementó el escenario expuesto en la figura 57 con los siguientes parámetros:



**Figura 57** Escenario de prueba de productos de intermodulación de 3er orden

Se configuró el equipo Anritsu MG3700 para generar dos señales en cuadratura a 5 y 9 MHz y obtener una señal modulada a 1616MHz. Como se expuso en el capítulo 2 las frecuencias de los productos de intermodulación de 3er orden se obtienen de la siguiente ecuación:

$$IM3_1 = 2 * f_1 - f_2$$

$$IM3_1 = 2 * 1621MHz - 1625MHz$$

$$\mathbf{IM3_1 = 1617MHz}$$

$$IM3_2 = 2 * f_2 - f_1$$

$$IM3_2 = 2 * 1625MHz - 1621MHz$$

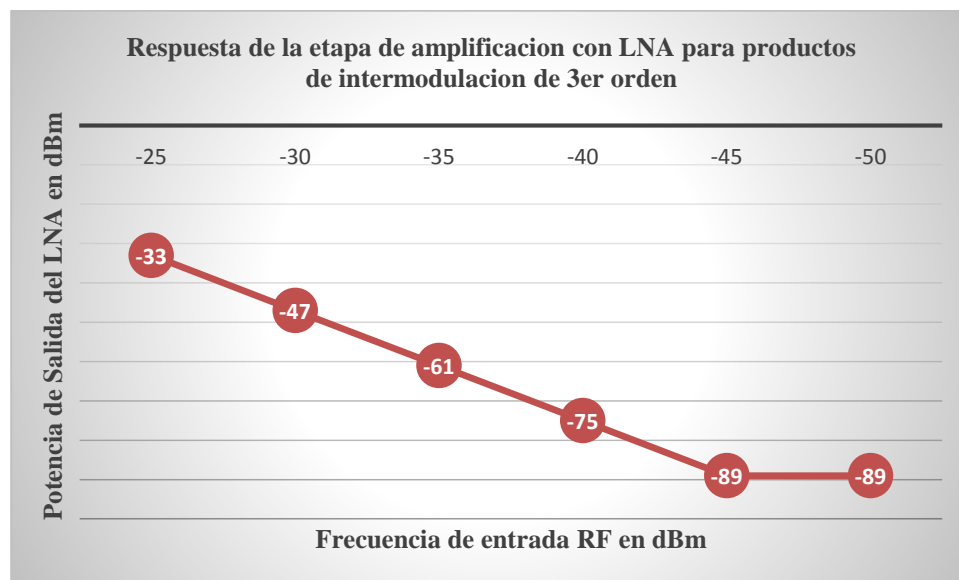
$$\mathbf{IM3_2 = 1629MHz}$$

Se obtuvo así los siguientes valores de potencia para el producto de intermodulación de tercer orden para las frecuencias antes calculadas (1617 MHz y 1629 MHz) en donde se puede apreciar la respuesta del amplificador de baja potencia para estas frecuencias parasitas:

**Tabla 7**

*Datos de pruebas de productos de intermodulación en LNA*

Potencia de Entrada RF (dBm)	Potencia de salida LNA (dBm) 3er producto de intermodulación 1617MHz y 1629MHz
-25	-33
-30	-47
-35	-61
-40	-75
-45	-89
-50	-89



**Figura 58** Respuesta de LNA para productos de intermodulación de 3er orden

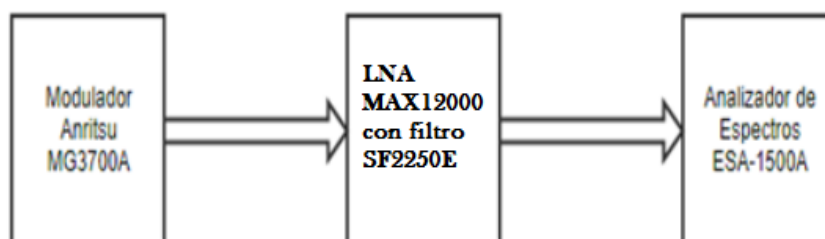
Así al observar los datos obtenidos se puede asegurar que en el LNA MAX12000 utilizado en el actual proyecto los productos de intermodulación de tercer orden presentan una atenuación mayor a 35 dB para señales de RF con potencia de entrada igual o menor a -40dBm, así aseguramos que en el sistema a implementar estos productos no ocasionarán problemas en la señal en esta etapa



de amplificación y filtrado ya que las señales que intervienen en la entrada bordean los -100dBm de potencia.

#### 4.2.3. Obtención y evaluación del ancho de banda del filtro SAW pasa banda SF2250E

EL ancho de banda es un parámetro importante en todo filtro pasa banda ya que dependiendo de la aplicación se necesita eliminar las frecuencias no deseadas del sistema que se está elaborando. Para determinar el ancho de banda de este filtro SAW SF2250F se han tomado en cuenta dos criterios, el ancho de banda a -3dB y a -10dB. Se procedió a montar el escenario de la figura 59 para obtener los valores de la prueba:



**Figura 59** Escenario de prueba del ancho de banda para el filtro SF2250E

Para esta prueba se realizó un barrido de frecuencia, comprendido entre 1560MHz hasta 1660MHz y se tomaron en cuenta los valores de potencia en donde esta se reducía -3dB y -10dB. Así se obtuvieron los siguientes datos expuestos en la Tabla 8:

**Tabla 8***Datos de pruebas de productos de intermodulación en LNA*

	Frecuencia de corte mínima $F_{c_{min}}$	Frecuencia de corte máxima $F_{c_{max}}$	Ancho de Banda $B_w$
@-3db	1602MHz	1626MHz	24MHz
@-10db	1584 MHz	1648MHz	64MHz

Como se aprecia en los datos obtenidos, el ancho de banda obtenido en relación a -3dB es de 24 MHz el cual es un ancho de banda bastante estrecho y que a su vez contiene las frecuencias de interés para el actual proyecto de detección, estas frecuencias de interés de la banda Iridium se ubican entre 1616 MHz hasta 1626.5 MHz. Esta prueba constata que la elección del filtro SAW SF2250E fue una elección apropiada para las características y requerimientos del sistema de detección implementado.

#### 4.2.4. Determinación del factor de calidad Q del filtro SAW pasabanda

##### SF2250E

Este parámetro de factor de calidad de un filtro exhibe la eficacia del mismo y que tan beneficioso resulta para las especificaciones de un sistema o proyecto de telecomunicaciones, se la calcula a partir de la fórmula que relaciona la frecuencia central  $f_0$  con la de su ancho de banda  $B_w$ , la cual es la siguiente:

$$Q = \frac{f_0}{B_w}$$

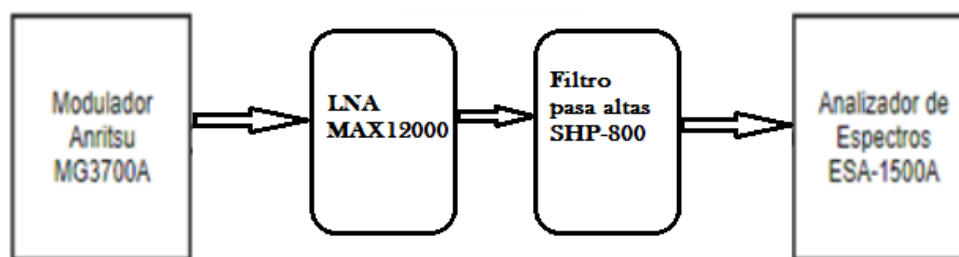
$$Q = \frac{1615MHz}{24MHz}$$

$$Q = 67,29$$

Este alto factor de calidad es una característica de los filtros SAW ya que al estar formados por estructuras piezoeléctricas se comportan como un circuito resonante muy estable. Este factor de calidad a su vez es ideal para nuestro sistema asegurándonos que solo se capten las señales de interés ya que se está usando un filtro de tan alta selectividad.

#### 4.2.5. Determinación de las pérdidas ocasionadas por el filtro pasa-altas SHP-800

En este escenario de la Figura 60 se utilizó el LNA MAX12000 con el filtro pasa banda incorporado y en su salida el filtro pasa altas SHP-800, posteriormente se analizó su respuesta a la salida del mismo:



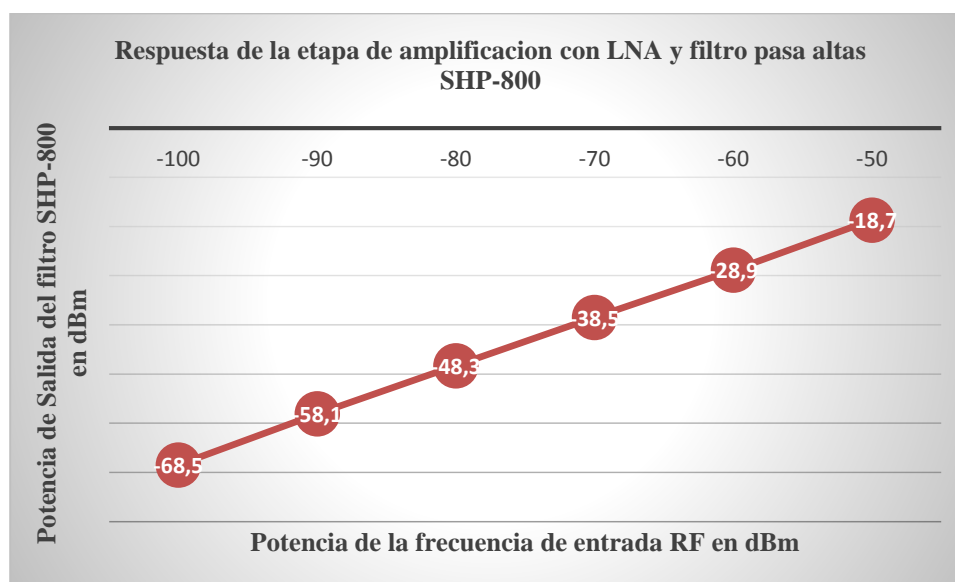
*Figura 60* Escenario para pruebas de Funcionamiento del LNA y filtro pasa altas

Se fijó la frecuencia de referencia en 1616MHz y se inició la prueba desde los -100dBm hasta los -50dBm con un intervalo de 10Mhz. Se obtuvieron así los siguientes datos:

**Tabla 9**

*Datos de pruebas de nivel de potencia en la salida del filtro pasa altas SHP-800*

Potencia de entrada RF (dBm)	Potencia de salida filtro SHP-800 (dBm)
-100	-68.5
-90	-58.1
-80	-48.3
-70	-38.5
-60	-28.9
-50	-18.7



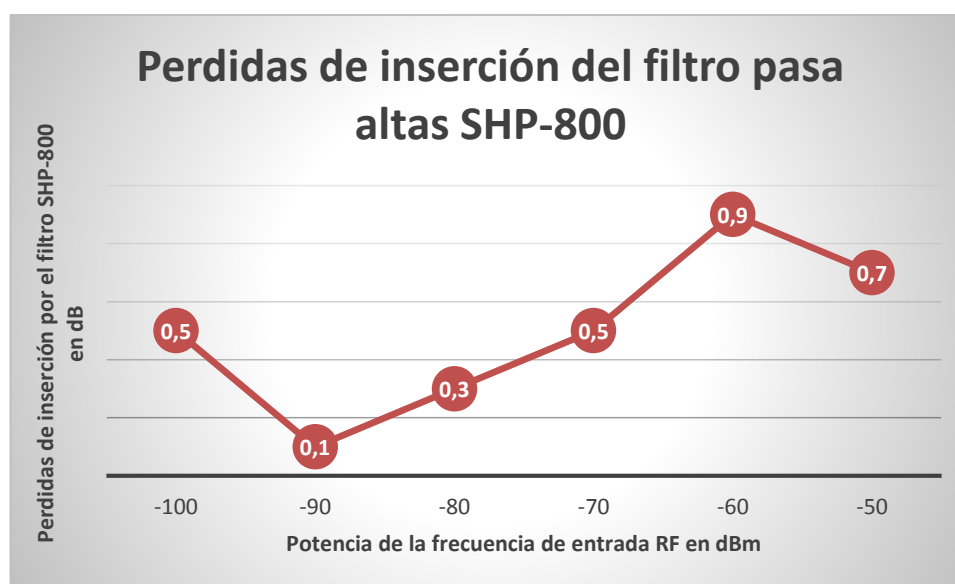
**Figura 61** Respuesta de la etapa de LNA con filtro pasa altas SHP-800

Como se observa, el dispositivo de LNA con el filtro pasa altas ya no presenta una ganancia constante en su salida de 32 dB sino que esta varía hasta un mínimo de 31.1dB, este continua siendo un buen nivel de ganancia apto para el sistema de detección realizado. Para detallar las pérdidas añadidas por este filtro pasa altas se procedió a realizar la diferencia entre la ganancia del LNA sin filtro pasa altas y con este filtro, hallándose así los datos de la Tabla 10 a continuación:

**Tabla 10**

*Datos de pérdidas añadidas por el filtro pasa altas SHP-800*

Potencia de Entrada RF (dBm)	Pérdidas añadidas por el filtro SHP-800 (dB)
-100	0.5
-90	0.1
-80	0.3
-70	0.5
-60	0.9
-50	0.7



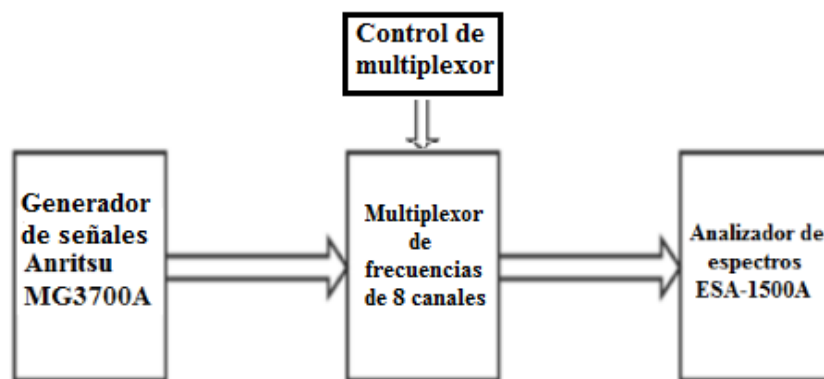
*Figura 62. Pérdidas añadidas por el filtro pasa altas SHP-800*

Como se aprecia en la figura 62 las pérdidas si bien fluctúan entre un valor mínimo de 0.1dB y un máximo de 0.9 dB, este rango de pérdidas se encuentra dentro del rango normal y permitido para un filtro pasa altas de alta frecuencia, con lo que la potencia de la señal a su salida no se verá afectada de una forma perceptible.

### 4.3. Pruebas de funcionamiento del Multiplexor de 8 canales de RF 8PST

#### 4.3.1. Evaluación de las pérdidas de inserción en cada canal del multiplexor de 8 canales de RF

Para estas pruebas se utilizó el escenario de la figura 63, se alimentó al multiplexor con una señal desde el Generador y mediante el circuito de control de multiplexación se obtuvo la respuesta de salida asociada a cada canal del dispositivo:



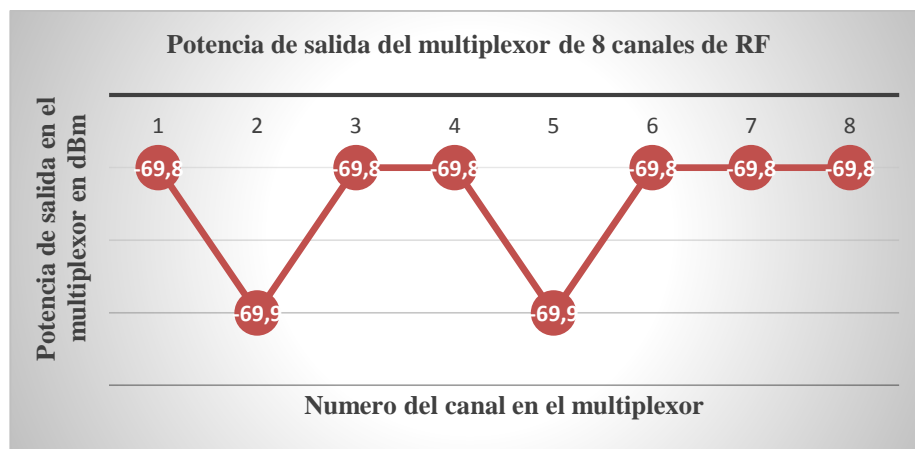
*Figura 63* Escenario para pruebas del Multiplexor de 8 canales de RF

Se fijó la frecuencia de referencia en 1616MHz y con -70dBm de potencia, obteniéndose así los siguientes datos:

**Tabla 11**

*Datos de pruebas del nivel de potencia en la salida del multiplexor de 8 canales de RF 8PST*

Numero de canal del multiplexor	Potencia de salida del multiplexor(dBm)
1	-69.8
2	-69.9
3	-69.8
4	-69.8
5	-69.9
6	-69.8
7	-69.8
8	-69.8



**Figura 64** Respuesta de la etapa de multiplexación

Como se observa en la figura 64, el dispositivo de multiplexación al inyectarle una frecuencia con potencia de -70dBm presenta una salida constante que oscila entre los -69.8 dBm y los -69.9dBm estos valores son óptimos para poder ser utilizados por el sistema de detección y posicionamiento del presente trabajo.

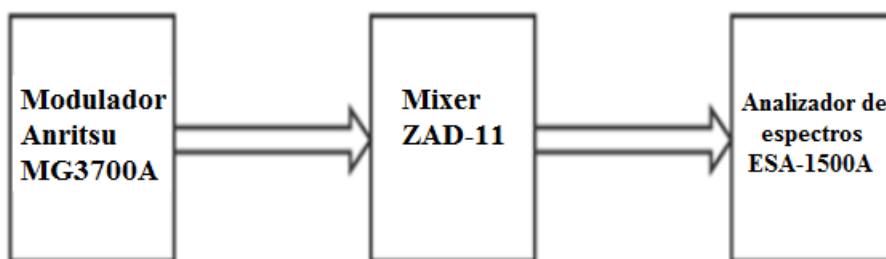
Así las pérdidas que se pueden apreciar si bien fluctúan entre un valor mínimo de 0.1dB y un máximo de 0.2 dB, son lo bastante bajas como para ser tomadas como despreciables por el

sistema, con lo que la potencia de la señal a su salida no se verá afectada de una forma perceptible.

#### 4.4. Pruebas de Funcionamiento del Mixer ZAD11

##### 4.4.1. Evaluación de la señal de salida obtenida en el Mixer ZAD-11

En esta etapa del sistema de detección a implementar el objetivo que se busca es el de bajar la frecuencia de la señal captada por la antena y que atraviesa la etapa anterior de LNA, desde 1616 MHz hasta los 900 MHz para que esta pueda ser procesada en la siguiente etapa con el downconverter seleccionado.



*Figura 65* Escenario para pruebas del Mixer ZAD-11

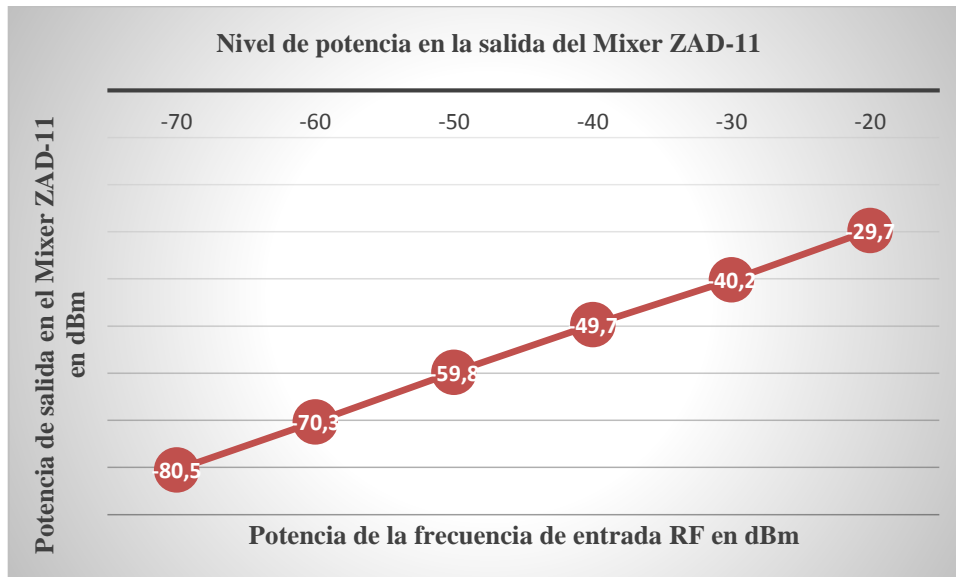
Para el análisis de la señal de salida en la etapa del mixer ZAD-11 se armó el escenario de la figura 65, aquí se fijó la frecuencia de referencia  $F_{LO}$  en 1616MHz, frecuencia de RF  $F_{RF}$  en 1716MHz para así obtener la señal de IF a 900 MHz y se inició la prueba desde los -70dBm hasta los -20dBm con un intervalo de 10Mhz. Se obtuvieron así los siguientes datos de la Tabla 12:



**Tabla 12**

*Datos de la potencia de la señal de salida del mixer ZAD-11*

Potencia de Entrada RF (dBm)	Potencia en la salida del Mixer ZAD-11 (dBm)
-70	-80.5
-60	-70.3
-50	-59.8
-40	-49.7
-30	-40.2
-20	-29.7



**Figura 66** Potencia de salida en el Mixer ZAD-11

Al analizar los datos obtenidos y la gráfica de la figura 66, se puede constatar que la potencia de salida ya disminuida a 900MHz se mantiene constante sin embargo que esta presenta una disminución en la potencia en alrededor de 10dBm, así el valor máximo alcanzado en potencia a la salida fue de -49.7 dBm y -29.7 dBm y un valor máximo de -80.5dBm.

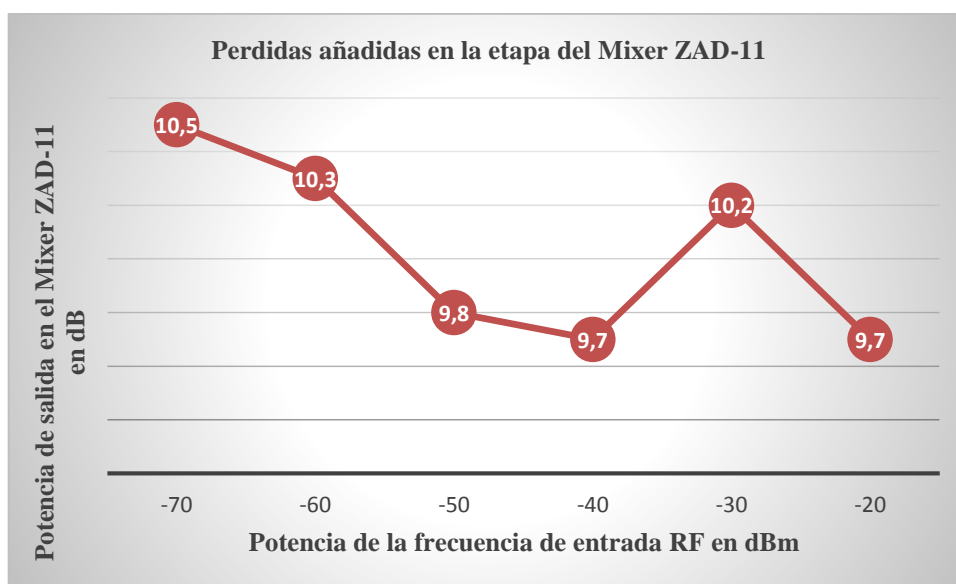
#### 4.4.2. Evaluación de las pérdidas ocasionadas por el Mixer ZAD-11

Para detallar las pérdidas añadidas por el mixer ZAD-11 se procedió a realizar la diferencia entre la potencia de la señal de salida con la señal de entrada al mixer, hallándose así los datos de la Tabla 13 a continuación:

**Tabla 13**

*Datos de pérdidas añadidas por el mixer ZAD-11*

Potencia de Entrada RF (dBm)	Pérdidas añadidas por el filtro SHP-800 (dB)
-100	10.5
-90	10.3
-80	9.8
-70	9.7
-60	10.2
-50	9.7



**Figura 67** Pérdidas añadidas por el mixer ZAD-11

Como se aprecia en la figura 67 las pérdidas que se añaden en esta etapa del mixer ZAD-11 son bastante perceptibles y afectan directamente al diseño del sistema de detección, se obtiene un nivel de pérdidas máximo de 10.5dB y un mínimo de 9.7 dB, este nivel de pérdidas es debido a que la frecuencia seleccionada se encuentra en el límite de operación del mixer, así las pérdidas que son normalmente de unos 6 o 7 dB son aumentadas unos 4 dB adicionales. Sin embargo, al poseer este mixer se procederá a utilizarlo en el actual proyecto para no aumentar en costos de operación y estas pérdidas que añade serán solventadas en la etapa siguiente con el debido amplificador, así la señal que se encuentra atravesando el sistema de detección no se verá afectada ni atenuada.

#### 4.5. Pruebas de funcionamiento de VCO mini-circuits

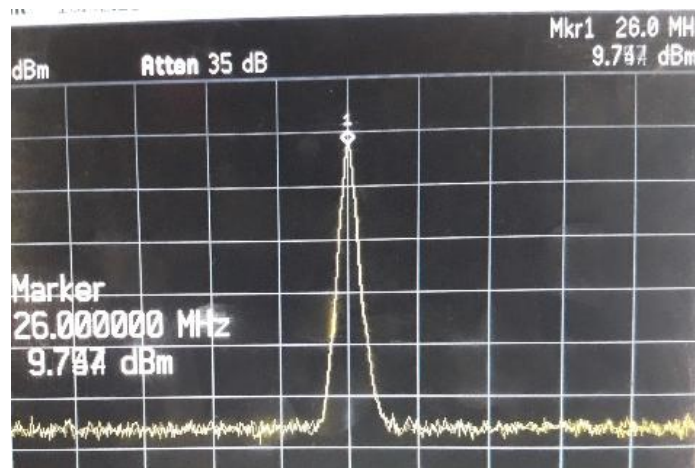
##### 4.5.1. VCO mini-circuits ZOS-50

Para la puesta en prueba del oscilador se alimentó con 12 [V] al  $V_{cc}$  y al  $V_{tune}$  se lo energizó con 2.78 [V], como se observa en la figura 68.



*Figura 68* Alimentación del ZOS-50

Posteriormente se visualizó la frecuencia obtenida como se muestra en la figura 69 con 9.7 dB de ganancia que se encuentra dentro de los parámetros ideales para el funcionamiento del puerto REFIN del ADRF6807.



*Figura 69* Frecuencia de 26 MHz obtenida del ZOS-50

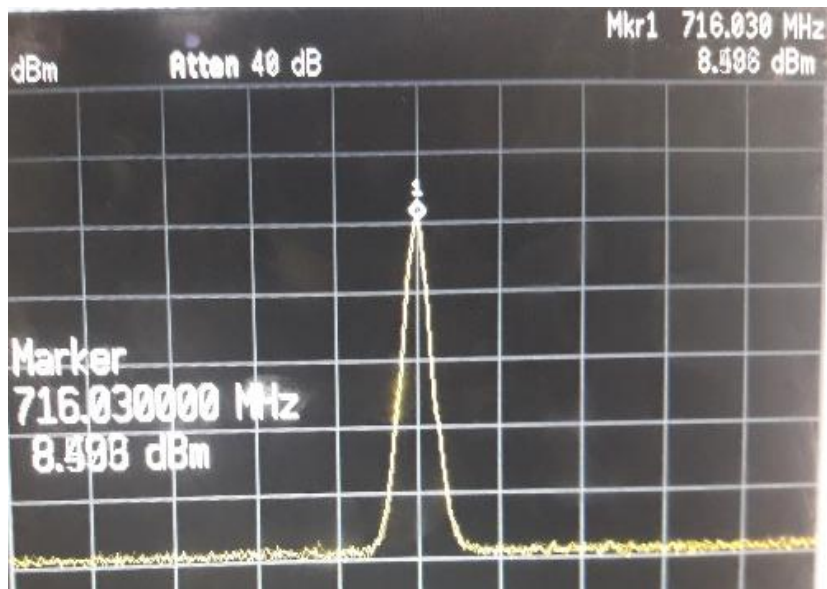
#### 4.5.2. VCO mini-circuits ZOS-765

Para la puesta en prueba del oscilador se alimentó con 12 [V] al  $V_{cc}$  y al  $V_{tune}$  se lo energizó con 12.62 [V], como se observa en la figura 70.



*Figura 70* Alimentación del ZOS-765

Posteriormente se visualizó la frecuencia obtenida como se muestra en la figura 71 con 8 dB de ganancia que se encuentra dentro de los parámetros ideales para el funcionamiento del puerto L del mixer ZAD-11 el cual opera hasta los 13dB.

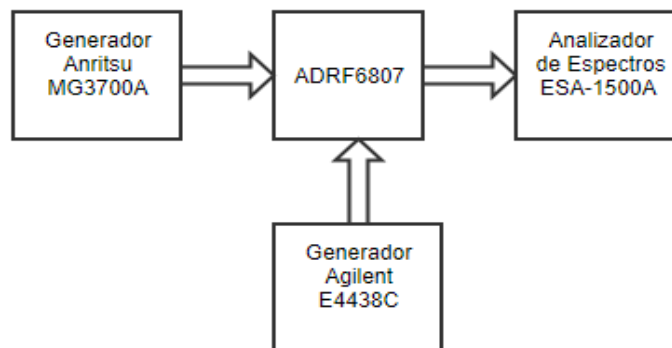


*Figura 71* Frecuencia de 716 MHz obtenida del ZOS-765

#### 4.6. Pruebas de Funcionamiento del Downconverter ADRF6807

##### 4.6.2. Evaluación de los parámetros de ganancia del downconverter

Con el fin de evaluar las pérdidas producidas por el ADRF6807 se planteó el escenario de la figura 72:



*Figura 72* Escenario para las pruebas del ADRF6807

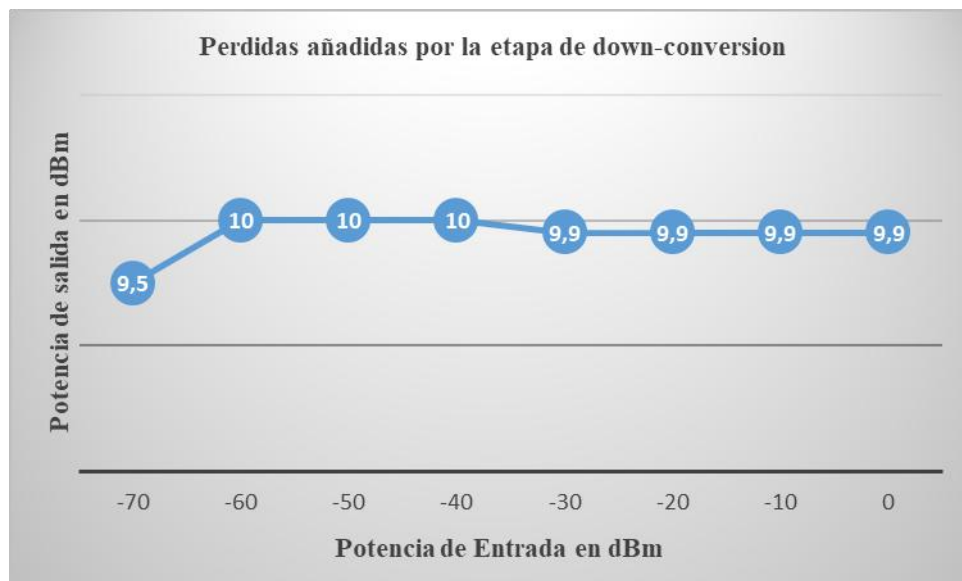
En el escenario de la figura 72 se dispone de dos generadores los cuales se encuentran sincronizados, el generador Anritsu es el encargado de generar 910 MHz que ingresa al puerto

REFIN del ADRF6807, mientras que el generador Agilent genera 26 MHz que ingresa al puerto REFIN con el fin de obtener 900 MHz por medio del PLL y VCO interno que dispone el demodulador, posteriormente el ADRF6807 realiza la resta de las dos frecuencias obteniendo 10 MHz en fase y cuadratura.

**Tabla 14**

*Datos de pérdidas añadidas por el ADRF6807*

Potencia Entrada(DBm)	Perdidas añadidas por la etapa de downconversión (dB)
-70	9,5
-60	10
-50	10
-40	10
-30	10,9
-20	10,9
-10	10,9
0	10,9



**Figura 73** Pérdidas añadidas por el ADRF6807

Como se observa en la figura 73 el ADRF6807 tiene un promedio de 10 dB de pérdidas en su etapa de down-conversion, es algo que se debe tener en cuenta al momento de montar el sistema por completo.

#### **4.7. Pruebas de funcionamiento del Sistema Completo**

Las pruebas del sistema que se ha desarrollado en el presente documento deben cumplir sus dos objetivos fundamentales, estos son los de detección y que brinden datos que informen sobre el posicionamiento de la fuente transmisora. Por lo cual se han realizado dos pruebas independientes que corroboren estos aspectos mencionados, en cada una de las pruebas realizadas se expone los escenarios y condiciones planteados para la recolección de datos, estos datos son a su vez analizados y graficados de acuerdo a la información que representan, además se exponen capturas de los resultados en los equipos de laboratorio utilizados.

##### **4.7.1. Evaluación de los parámetros de salida**

###### **4.7.1.1 Ganancia total del sistema**

Al haber estudiado cada parte del sistema por separado y observado las ganancias en cada una de ellas, se procedió a montarlo para comprobar su funcionamiento, en la siguiente tabla se muestra las ganancias y pérdidas por etapa:

**Tabla 15***Ganancias y Pérdidas de cada etapa del sistema*

<b>LNA MAX12000</b>	<b>G1=32 dB</b>
<b>SHP-800</b>	L1=0.9 dB
<b>8PST</b>	L2=0.2 dB
<b>Mixer ZAD-11</b>	L3=10.5 dB
<b>ADRF6807</b>	L4=10 dB

Por lo tanto, la ganancia total del sistema está dada por la siguiente ecuación:

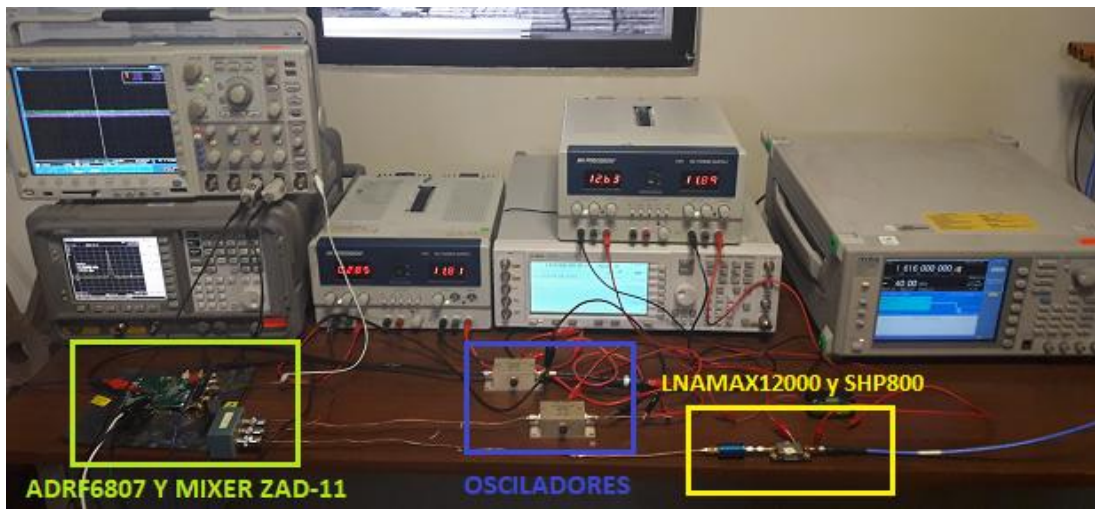
$$G_t = G_1 - L_1 - L_2 - L_3 - L_4 \quad (4.1)$$

$$G_t = (32 - 0.9 - 0.2 - 10.5 - 10)dB$$

$$G_t = 10.4 dB$$

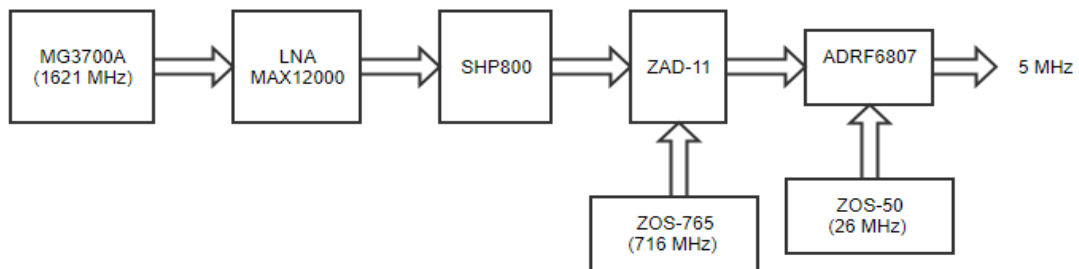
Hay que tener en cuenta que la ganancia del sistema es de 10.4 dB en las peores condiciones, en la figura 74 se muestra el sistema ensamblado completamente en el laboratorio:





**Figura 74** Sistema completo en el laboratorio

Para comprobar la ganancia total del sistema se buscó obtener una frecuencia intermedia de 5 MHz, los equipos se configuraron como se observa en la figura 75.



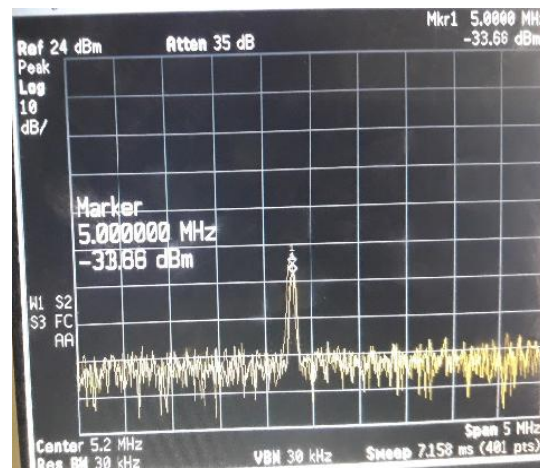
**Figura 75** Diagrama de bloques del sistema

En el generador MG3700A se configuró una señal RF de 1621 MHz con una potencia de -43 dBm, obteniendo a la salida del ADRF6807 una frecuencia de 5 MHz con -33 dBm de potencia, aplicando la fórmula se obtiene:

$$P_{rx} = P_{tx} + G_t \quad (4.2)$$

$$P_{rx} = (-43 + 10.4)dBm$$

$$P_{rx} = -32.6 dBm$$

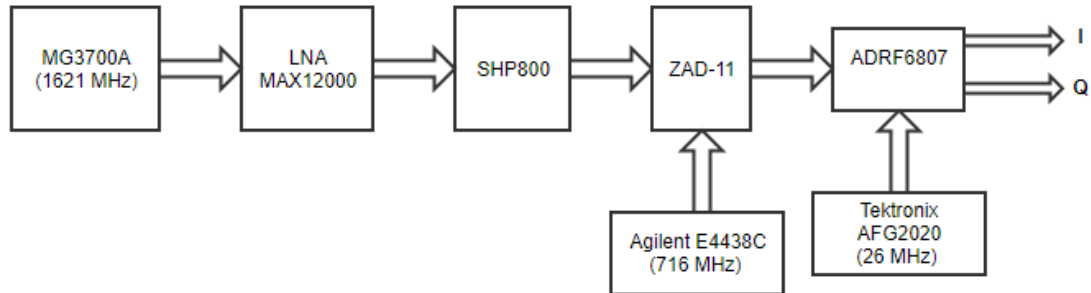


**Figura 76** Señal de 5 MHz obtenida en la modulación

Como se observa en la figura 76 efectivamente se obtiene una potencia de recepción de -33.6dBm lo cual difiere solamente en 1dB de la potencia esperada por el sistema que es de -32.6dBm lo cual se encuentra dentro del rango admisible.

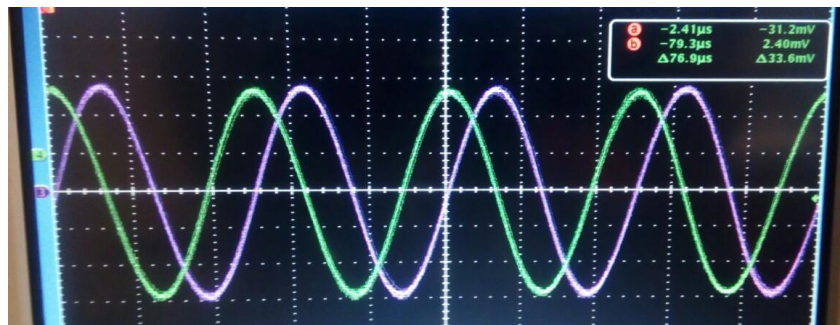
#### 4.7.1.2 Obtención de la fase y cuadratura del sistema

Para realizar la obtención de la fase y cuadratura del sistema y tener una interpretación correcta de la señal, es necesario que todos los osciladores se encuentren sincronizados por lo tanto se utilizó los generadores de señales disponibles en el laboratorio, ya que, si no se lo hiciera de dicha forma, se requiere que en la parte del procesamiento de se reconstruya la señal y posteriormente se empleen algoritmos de sincronización en fase y en frecuencia si se lo requiera. A continuación, se muestra en la figura 77 el diagrama de bloques del sistema:



**Figura 77** Diagrama de bloques del sistema con los osciladores sincronizados

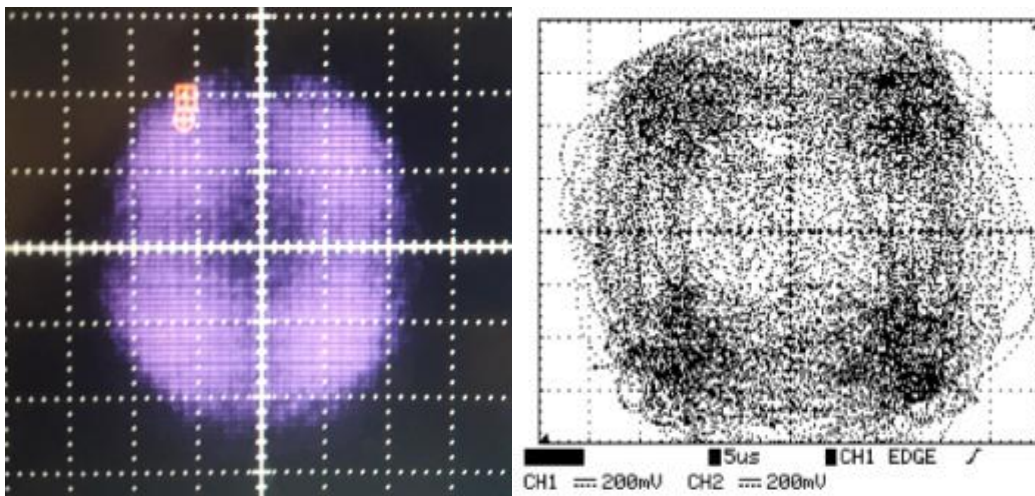
Se obtuvo una frecuencia intermedia de 10 MHz con el objetivo se observar la fase y cuadratura, posteriormente se procedió a utilizar el osciloscopio Tektronix MSO 4104 y a conectar dos puntas de osciloscopio en las salidas IOUT\_SE y QOUT\_SE del ADRF6807.



**Figura 78** Señal de 10 MHz en fase y cuadratura

En la figura 78 se observa la señal de 10 MHz en seno y coseno, verificándose que efectivamente el demodulador funciona correctamente.

Al observar que el sistema opera de acuerdo a lo esperado, se procedió a cargar una modulación QPSK que se encuentra disponible en el Anritsu MG3700A en el paquete CDMA2000\_1xEVDO y el patrón de forma de onda cargado es el RVS\_153\_6kbps\_Rx y se modulo a una frecuencia de 1620MHz para así obtener el diagrama de constelación.



*Figura 79* Comparación del diagrama de constelación QPSK

**Fuente: (BUITRÓN, 2010)**

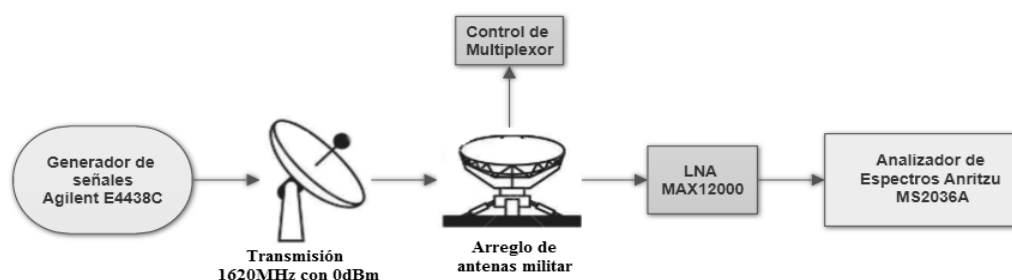
Como se observa en la figura 79 las transiciones que tiene esta modulación son todos los posibles caminos que un símbolo tomaría, los puntos del diagrama se ven redondeados, porque es necesario que un símbolo se repita uno a continuación de otro alrededor de sí mismo. De igual forma se comparó con los resultados de la tesis de Pablo Raza que se encuentra en los repositorios de la Espe el cual utilizó dicha modulación con los parámetros I/Q que ofrece el MG3700A y lográndose verificar que se obtiene el mismo resultado.

#### **4.7.2. Pruebas finales para verificar las capacidades de posicionamiento del transmisor.**

Se procedió a realizar 4 pruebas de campo para poder visualizar como el sistema ayuda en la detección de un transmisor el cual se encuentra operando en la frecuencia de la banda de la constelación Iridium de 1620MHz, estas pruebas fueron realizadas en un espacio abierto el cual se encuentra ubicado en la cancha de fútbol de la Universidad de las Fuerzas Armadas que cuentan con una extensión de 70m de ancho por 100m de largo y se ubican frente al polideportivo.

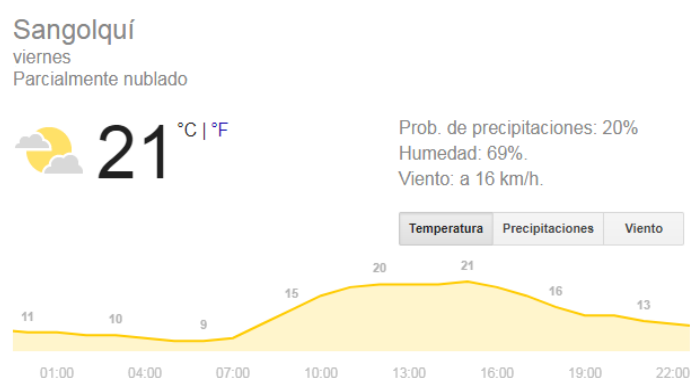
#### 4.7.2.1. Descripción del escenario planteado para las pruebas de posicionamiento.

En este escenario se procedió a llevar los equipos y dispositivos al área de la universidad mencionada anteriormente, por facilidades de logística y transporte se realizaron las mediciones de potencia de recepción para la determinación de la posición del emisor únicamente con: el arreglo de antenas del ejército, la etapa de multiplexación de las frecuencias del arreglo de antenas y la etapa de amplificación y filtrado del LNA MAX12000, tal y como se indica en la figura 80; se trabajó con una potencia de transmisión de 0 dBm y a una frecuencia de 1620 MHz.



**Figura 80** Escenario de pruebas del sistema para posicionamiento

Se trabajó con una distancia distinta para las diferentes pruebas entre las antenas variando entre 24 y 18 de metros, la hora seleccionada para las pruebas fue desde las 11 am y se las realizaron con una temperatura ambiente de 21° y un clima parcialmente nublado como se indica en los datos del tiempo de la figura 81:



**Figura 81** Clima de Sangolquí durante las pruebas de posicionamiento

**Fuente: (Channel, 2017)**



**Figura 82** Montaje del sistema para las pruebas de posicionamiento

#### **4.7.2.2. Pruebas y análisis del sistema para la determinación del posicionamiento del transmisor.**

##### **Prueba 1**

En esta prueba se trabajó con una distancia de 24 metros entre la antena receptora y transmisora, además se alineó el centro de la antena número 0 del arreglo con el Sur magnético mediante la brújula del celular y se ubicó la antena transmisora a  $107^\circ$  como se indica en la figura 83:



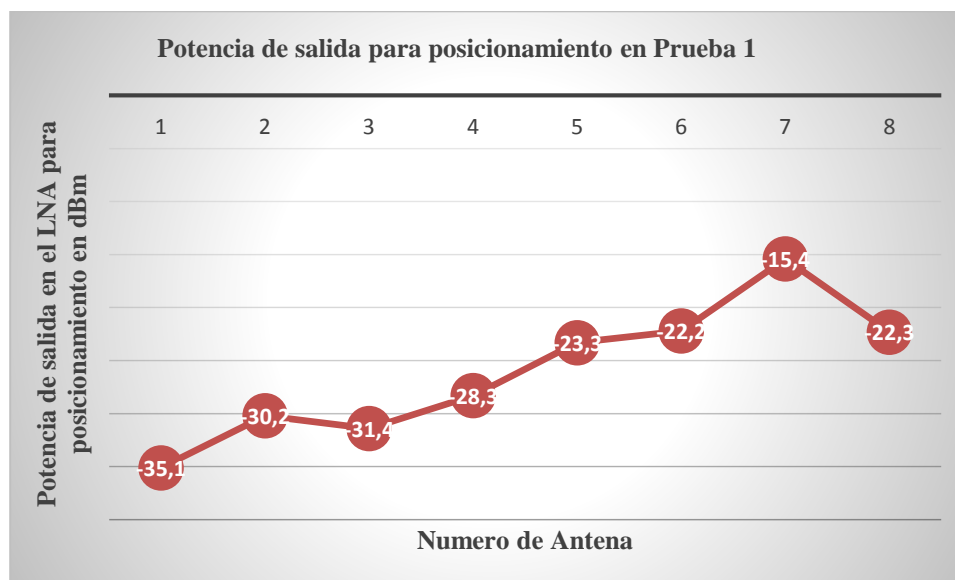
**Figura 83** Posición en grados de la antena transmisora en prueba 1, 2 y 3

Se procedió a transmitir y mediante el circuito de control del multiplexor del arreglo de antenas se obtuvieron los siguientes datos de potencia recibida en cada antena después de pasar por la etapa de amplificación del LNA MAX12000:

**Tabla 16**

*Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en prueba 1*

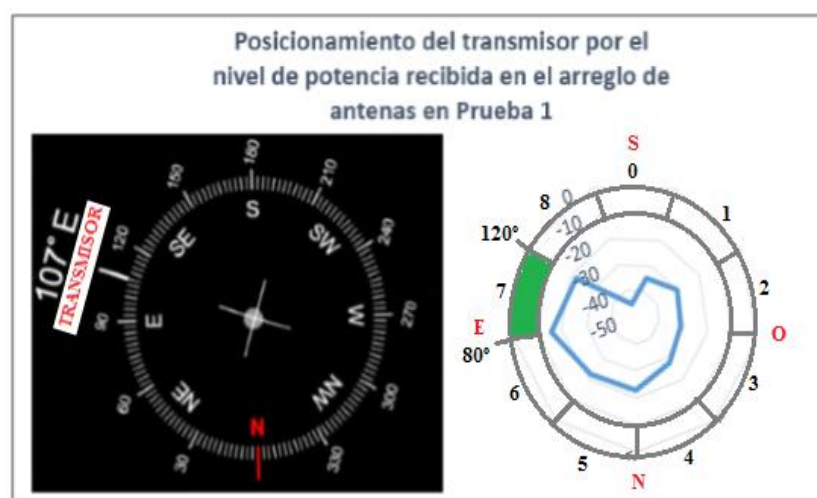
<b>Numero de Antena</b>	<b>Potencia de salida LNA (dBm)</b>
<b>0</b>	Sin conexión
<b>1</b>	-35.1
<b>2</b>	-30.2
<b>3</b>	-31.4
<b>4</b>	-28.3
<b>5</b>	-23.3
<b>6</b>	-22.2
<b>7</b>	-15.4
<b>8</b>	-22.3



**Figura 84** Potencia de salida para posicionamiento en prueba 1

Como se observa en la gráfica de la Figura 84, se obtiene un nivel máximo de potencia de -15.4 dBm en la antena número 7 del arreglo, a su vez que en las antenas más próximas (6 y 8) el nivel cae alrededor de 6.8 dBm y 4.9 dBm respectivamente lo cual es beneficioso para poder tratar dicha señal para posicionamiento del transmisor, se observa además como la relación entre la potencia y la localización de la antena es directamente proporcional, es decir que la potencia recibida en cada antena decaerá linealmente conforme se aleja de la señal del transmisor, obteniendo así que la antena que apunta hacia la dirección del transmisor sea claramente identificable, para tener una mejor visión del fenómeno se indica en la figura 85 hacia qué dirección apuntaría la antena con los datos capturados:





**Figura 85** Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 1

Como se aprecia en el gráfico radial de la figura 85, al poseer la antena número 7 la mayor potencia de señal recibida, se puede identificar así que el transmisor se encuentra en la dirección angular que la antena 7 cubre, es decir entre los ángulos  $80^\circ$  y  $120^\circ$ , tal y como se observa esta zona abarca la posición de la cual se realizó la transmisión, misma que fue ubicada a los  $107^\circ$ , comprobándose así que el arreglo de antenas del sistema cumple con su objetivo de posicionamiento de un transmisor que opere en el rango de frecuencias de trabajo.

## **Prueba 2**

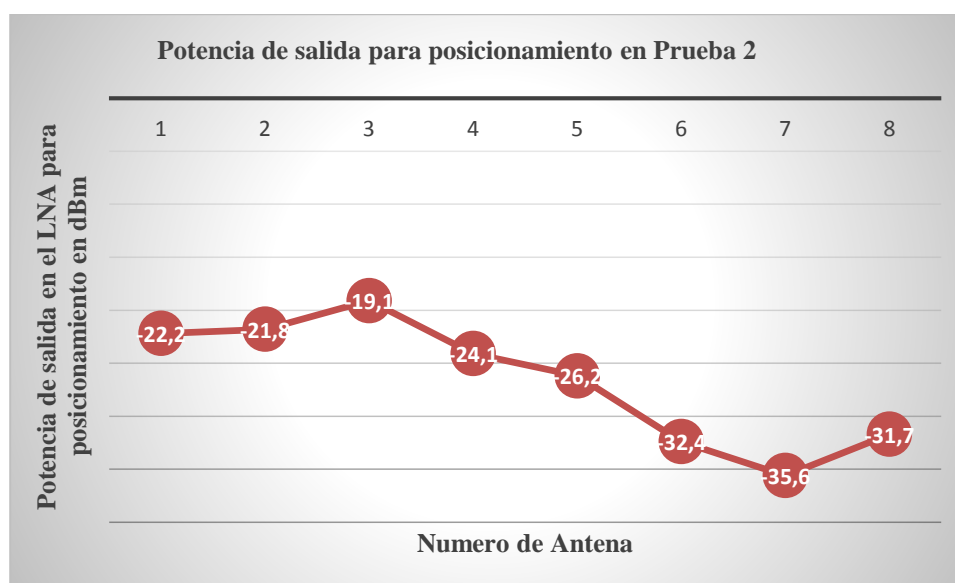
En esta prueba se trabajó con una distancia de 24 metros entre la antena receptora y transmisora, además se alineó el centro de la antena número 0 del arreglo con el Norte magnético mediante la brújula del celular y se ubicó la antena transmisora a  $107^\circ$  como se indicó en la figura 83:

Se procedió a transmitir y mediante el circuito de control del multiplexor del arreglo de antenas se obtuvieron los siguientes datos de potencia recibida en cada antena después de pasar por la etapa de amplificación del LNA MAX12000:

**Tabla 17**

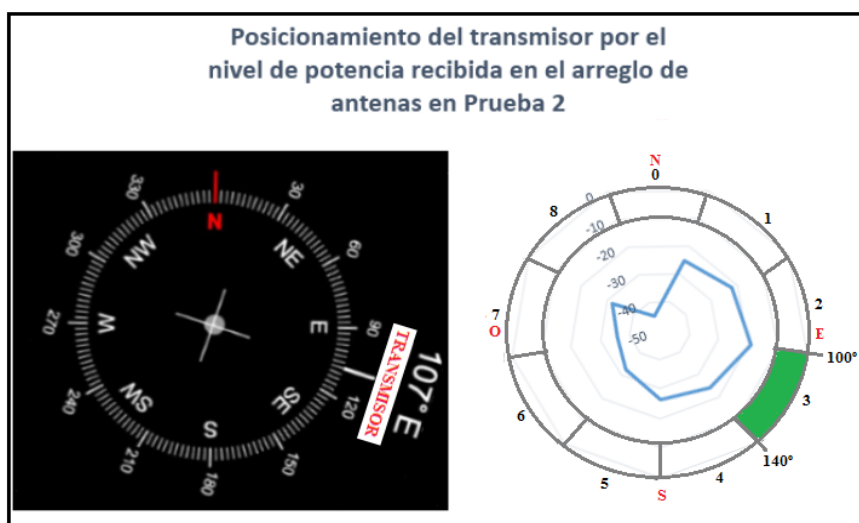
*Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 2*

Numero de Antena	Potencia de salida LNA (dBm)
0	Sin conexión
1	-25.2
2	-21.8
3	-19.1
4	-24.1
5	-26.2
6	-32.4
7	-35.6
8	-31.7



**Figura 86** Potencia de salida para posicionamiento en prueba 2

Como se observa en la gráfica de la Figura 86, se obtiene un nivel máximo de potencia de -19.1 dBm en la antena número 3 del arreglo, se aprecia que en las antenas número 2 el nivel cae alrededor de 2.7 dBm solamente, este valor pequeño de reducción de potencia es debido a que la señal del emisor si bien se encuentra en la zona de cobertura de la antena número 3, también se acerca al límite de dicha zona, obteniendo así poca diferencia de potencia entre ambas antenas. Se confirma además como la relación entre la potencia y la localización de la antena continúa directamente proporcional, es decir que la potencia recibida en cada antena decaerá linealmente conforme se aleja de la señal del transmisor, para tener una mejor visión del fenómeno se indica en la figura 87 hacia qué dirección apuntaría la antena con los datos capturados:



**Figura 87** Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 2

Se aprecia en el gráfico radial de la figura 87, que la antena número 3 es la que posee la mayor potencia de señal recibida, se puede identificar así que el transmisor se encuentra en la dirección angular que cubre esta antena 3, es decir entre los ángulos  $100^\circ$  y  $140^\circ$ , tal y como se observa esta zona abarca la posición de la cual se realizó la transmisión, misma que fue ubicada a

los 107°, se comprueba que al cambiar de posición el arreglo de antenas, el principio de posicionamiento por nivel de potencia no se ve alterado y cumple con su objetivo.

### Prueba 3

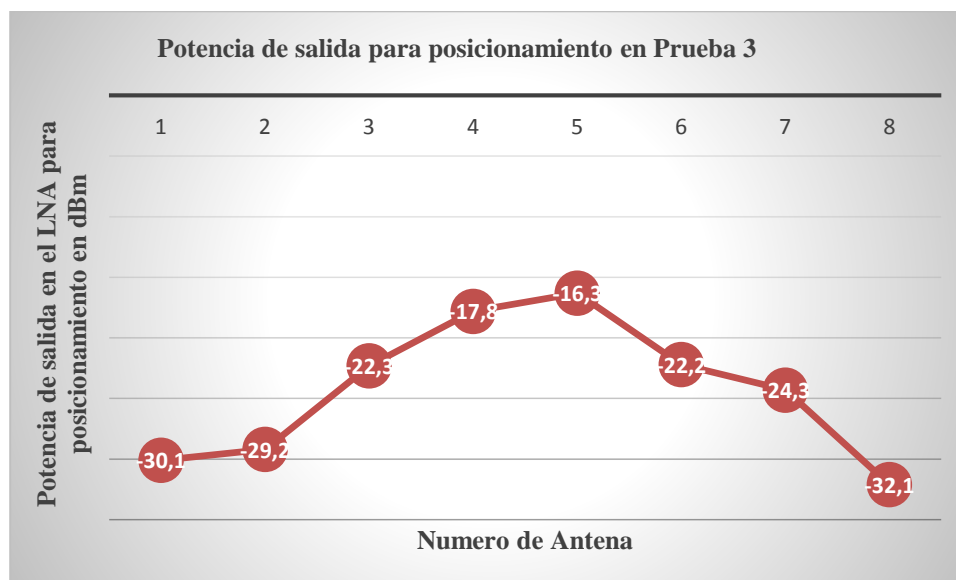
Para la prueba 3 se trabajó con una distancia de 24 metros entre la antena receptora y transmisora, además se ubicó el centro de la antena número 0 del arreglo en el lado más alejado respecto a la antena transmisora quedando así a los 287° mediante la brújula del celular y se dejó la antena transmisora a 107° como se indicó en la figura 83:

Se procedió a transmitir y mediante el circuito de control del multiplexor del arreglo de antenas se obtuvieron los siguientes datos de potencia recibida en cada antena después de pasar por la etapa de amplificación del LNA MAX12000:

**Tabla 18**

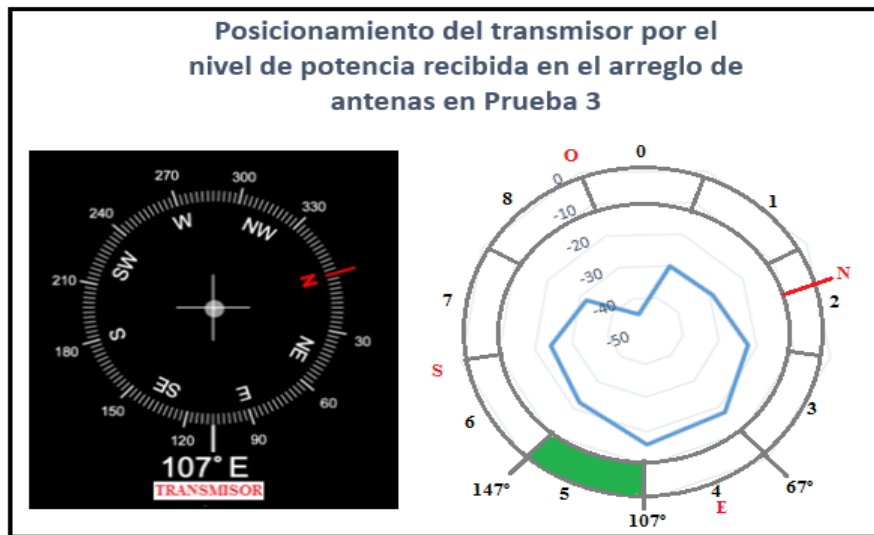
*Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 3*

Numero de Antena	Potencia de salida LNA (dBm)
0	Sin conexión
1	-30.1
2	-29.2
3	-22.3
4	-17.8
5	-16.3
6	-22.2
7	-24.3
8	-32.1



**Figura 88** Potencia de salida para posicionamiento en prueba 3

Se observa en la gráfica de la figura 88 que se obtiene un nivel máximo de potencia de -16.3 dBm en la antena número 5 del arreglo, sin embargo el nivel de la antena 4 al ser solo 1.5 dBm menor que el máximo obtenido nos informa que el transmisor se encuentra en el medio de ambas, es decir entre la antena 5 y la número 4, se aprecia que en las antenas más próximas (3 y 6) el nivel cae alrededor de 4.8 dBm y 5.9 dBm respectivamente, todos estos valores son adecuados para poder obtener el posicionamiento del receptor, cabe recalcar además que al hallarse esta señal de recepción en el límite entre dos antenas puede que la zona donde apunte el arreglo fluctúe entre las zonas de cobertura de estas dos antenas, para tener una mejor visión del fenómeno se indica en la figura 90 hacia qué dirección apuntaría la antena con los datos capturados:



**Figura 89** Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 3

Se aprecia en el grafico radial de la figura 89, que la antena numero 5 es la que posee la mayor potencia de señal recibida, sin embargo en este caso la señal de trasmisión se encuentra en el medio de las zonas de cobertura de la antena 4 y 5, dichas zonas comprenden de 67° a 107° para el caso de la antena 4 y de 107° a 147° para la antena 5, al tener ubicado el transmisor a los 107° la antena que obtenga la mayor potencia puede variar entre ambas antenas mencionadas, lo cual provocaría a su vez que las zonas a donde apunte el arreglo también se alternen entre las mismas.

#### **Prueba 4**

En esta prueba se trabajó con una distancia de 18 metros entre la antena receptora y transmisora, además se alineó el centro de la antena número 0 del arreglo con el sur magnético mediante la brújula del celular y se ubicó la antena transmisora a 55° como se indica en la figura 90:



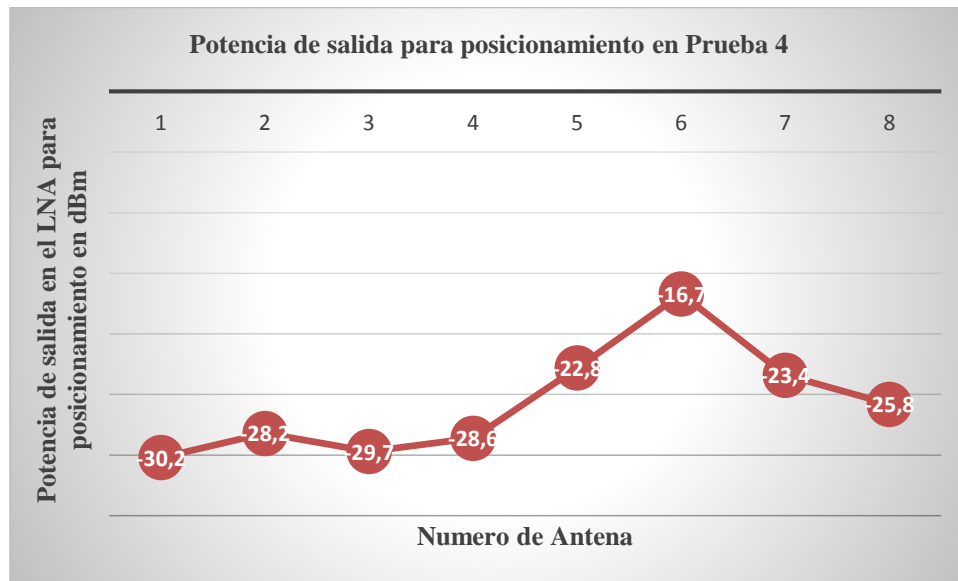
**Figura 90** Posición en grados de la antena transmisora en prueba 4

Se procedió a transmitir y mediante el circuito de control del multiplexor del arreglo de antenas se obtuvieron los siguientes datos de potencia recibida en cada antena después de pasar por la etapa de amplificación del LNA MAX12000:

**Tabla 19**

*Datos del nivel de potencia de salida para posicionamiento en Prueba 4*

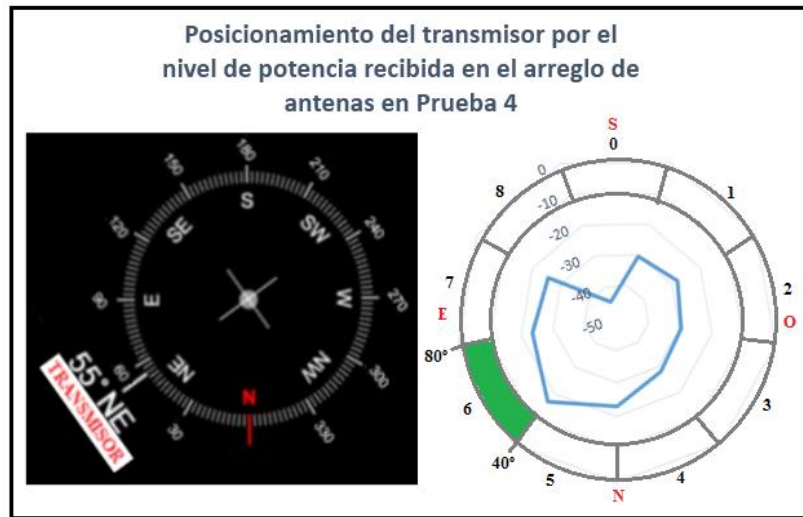
Numero de Antena	Potencia de salida LNA (dBm)
0	Sin conexión
1	-30.2
2	-28.2
3	-29.7
4	-28.6
5	-22.8
6	-16.7
7	-23.4
8	-25.8



**Figura 91** Potencia de salida para posicionamiento en prueba 4

Como se observa en la gráfica de la figura 91, se obtiene un nivel máximo de potencia de -16.7 dBm en la antena número 6 del arreglo, se aprecia que en las antenas más próximas (5 y 7) el nivel cae alrededor de 6.1 dBm y 6.4dBm respectivamente, esto provee de parámetros ideales para poder obtener el posicionamiento de dicha señal, para tener una mejor visión del fenómeno se indica en la figura 92 hacia qué dirección apuntaría la antena con los datos capturados:





**Figura 92** Posicionamiento del transmisor de acuerdo al nivel de potencia en Prueba 4

Se aprecia en el grafico radial de la figura 92, que la antena numero 6 es la que posee la mayor potencia de señal recibida, se puede identificar que el transmisor se encuentra en la dirección angular que cubre esta antena 6, es decir entre los ángulos  $40^\circ$  y  $80^\circ$ , tal y como se observa esta zona abarca la posición de la cual se realizó la transmisión, misma que fue ubicada a los  $55^\circ$ , se comprueba que al cambiar de posición la fuente de trasmisión se obtienen los mismos buenos resultados para identificar la zona de donde proviene, cumpliendo con el objetivo del proyecto.

## CAPITULO 5

### 5. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

#### 5.1. Conclusiones

Se desarrolló el sistema que permite mediante hardware la detección y posicionamiento de transmisores que operen en la banda de la constelación de Iridium, a su vez que se evaluaron las características técnicas tanto de cada etapa del proyecto como de su totalidad, asegurando así que las señales generadas por el sistema en fase y cuadratura sean óptimas para acoplarse a cualquier sistema próximo de procesamiento digital de señales.

El sistema cuenta con un multiplexor de 8 canales de RF de alta velocidad de conmutación y de pérdidas despreciables sobre la señal de trabajo, a continuación, posee una etapa de LNA y filtro SAW pasa banda que agrega un nivel de ganancia a la señal entrante de hasta 32dB lo cual compensa las pérdidas que generan las siguientes etapas, obteniendo a la salida total del sistema una ganancia de 10.4dB.

Una de las funciones principales del sistema desarrollado es el de posicionamiento, el cual como se constató mediante las pruebas realizadas, opera de manera óptima en un rango de 320° de trabajo, permitiendo identificar así la antena cuya zona de cobertura apunte lo más próximo al objetivo, en este caso el transmisor y aunque se posea un rango de 40° que el sistema no cubra por usar 8 de las 9 antenas del arreglo, esto puede compensarse y verse solucionado mediante algoritmos o software en trabajos futuros.

Se obtuvo el diagrama de constelación de una señal modulada en cuadratura poniendo en fase todos los osciladores locales de los equipos utilizados y se la comparó con su forma ideal, permitiendo concluir que el sistema funciona correctamente, igualmente se demostró el desfase

tanto en I y en Q con una frecuencia intermedia ya que permitía una mejor visualización en el osciloscopio. Además, se constató la ganancia total del sistema con los estudios previos a cada una de las etapas.

En base a la obtención del patrón de radiación de ambos tipos de antenas (dipolo tipo V y microstrip), se comprueba que la colocación o el reemplazo de las antenas de dipolo tipo V por unas de microstrip con plato parabólico en el arreglo de antenas traerá un mejor rendimiento al sistema de detección y posicionamiento ya que como se demostró en el presente trabajo, el lóbulo principal de la antena microlínea es más directivo, su ancho de haz de media potencia es  $16^\circ$  más angosto y al poseer un plato parabólico se añade una ganancia adicional de al menos 15 dB por sobre la ganancia de las antenas dipolo tipo V.

En los sistemas de comunicación, la sincronización del oscilador local es un aspecto crítico para los subsistemas de modulación y demodulación. La realización de esta tesis aportó un artículo sobre dicho tema en la que se demuestra que el rendimiento de las topologías downconverters analizadas depende en gran medida de los cambios de fase de los osciladores locales y que es necesario agregar etapas que ayuden a reducir y controlar el desplazamiento de fase de las etapas de modulación y demodulación. Para este trabajo la compensación de fase se lo deja para una etapa posterior que sería en el procesador digital de señales (PDS), que no se contempla en esta tesis.

## **5.2. Recomendaciones**

Para poder obtener resultados óptimos en la etapa final en la que se divide la señal en fase y cuadratura se recomienda tener un computador que cuente con el software de fábrica del ADRF6807 e inicializarlo.

Se recomienda sintetizar las frecuencias deseadas a partir de un solo oscilador local, además de ello que sean de alta precisión para que en una futura etapa no requiera realizar la sincronización en frecuencia, ya que existen osciladores que tienen un offset que afectan al rendimiento del sistema.

Se recomienda diseñar todas las etapas del proyecto y montarlas en un solo chip para evitar pérdidas en el sistema.

### **5.3. Líneas Futuras de Investigación**

Como trabajo futuro se plantea la etapa próxima al sistema presentado, la cual abarcaría el procesamiento digital de señales, la creación de un software de control y presentación de los resultados de posicionamiento a través de una interfaz amigable con el usuario final que se encargaría de operar el sistema entero.

Se propone que, para la creación de un segundo sistema de posicionamiento y detección, se diseñe una estructura que permita la colocación de un arreglo de 8 antenas de microlinea con plato parabólico ya que implican una fácil adecuación y poseen ganancias superiores.

Al tratarse de un sistema cuya finalidad es de ponerse a operación en altamar, se plantea que para el diseño y la fabricación de la carcasa y del circuito de alimentación se realice un estudio de materiales para hallar así el que sea óptimo para soportar las características del clima de la costa ecuatoriana y sea a prueba de agua.

Se propone utilizar solo una etapa de down-conversion a una frecuencia intermedia y posteriormente digitalizarla, para que en el procesador digital de señales se realice la recuperación de portadora y posteriormente la obtención de la fase y cuadratura.

## CAPÍTULO 6

### 6. BIBLIOGRAFÍA

- Alan. (22 de Junio de 2015). *What's Your IQ – About Quadrature Signals*. Obtenido de Tektronix:  
<https://www.tek.com/blog/what%E2%80%99s-your-iq-%E2%80%93-about-quadrature-signals%E2%80%A6>
- AliExpress. (16 de 02 de 2017). *Bajo Ruido LNA 0.05-4G NF* . Obtenido de Ali Express:  
<https://es.aliexpress.com/item/Low-Noise-LNA-0-05-4G-NF-0-6dB-RF-amplifier-Signal-Receiver-FM-HF-VHF/32808971803.html?spm=a219c.search0301.4.100.HGcbqz>
- Angel Pinto, J. T. (28 de 03 de 2017). *Optimización de un arreglo circular de antenas con distribución continua de corriente de alimentación, utilizando pso* . Obtenido de [www.researchgate.net](http://www.researchgate.net):  
[https://www.researchgate.net/publication/315678672\\_optimizacion\\_de\\_un\\_arreglo\\_circular\\_de\\_antenas\\_con\\_distribucion\\_continua\\_de\\_corriente\\_de\\_alimentacion\\_utilizando\\_pso\\_particle\\_swarm\\_optimization\\_optimization\\_of\\_circular\\_antenna\\_array\\_feed\\_with\\_source](https://www.researchgate.net/publication/315678672_optimizacion_de_un_arreglo_circular_de_antenas_con_distribucion_continua_de_corriente_de_alimentacion_utilizando_pso_particle_swarm_optimization_optimization_of_circular_antenna_array_feed_with_source)
- Antinarcóticos, P. (2015). Análisis situacional del narcotráfico. "Una Perspectiva Policial". *Flacso Andes*, 77.
- Bahl, I. B. (1980). Microstrip Antennas. *IEEE*.
- Buitrón, P. F. (2010). *Laboratorio para telefonía celular utilizando el generador vectorial de señales anritsu mg3700a*. Sangolqui, Ecuador.
- Castellón, S. G. (16 de 04 de 2015). *Calculo de productos de Intermodulacion*. Recuperado el 18 de 09 de 2017, de DocSlide: <https://documents.tips/documents/calculo-de-productos-de-intermodulacion.html>
- Channel, T. W. (19 de 01 de 2017). *El tiempo Hoy*. Obtenido de The Weather Channel:  
<https://weather.com/es-EC/tiempo/hoy/l/ECXX4915:1:EC>
- Coimbra, E. (31 de 03 de 2011). *Tipos mas comunes de antenas*. Recuperado el 11 de 10 de 2017, de SlideShare: <https://es.slideshare.net/edisoncoimbra/65-tipos-mas-comunes-de-antenas>

- DeMartino, C. (2017). *Focus on: transmitters & receivers* . Obtenido de Microwaves & RF: [http://assets.penton.com/EloquaSupport/PentonDES/Focus\\_On\\_TransmittersandReceivers\\_MWRFeBook.pdf?elqTrackId=152f45f3e58648e19a6eeb2c2656f48a&elq=04187dc3453d4857a852ba61aa171cc1&elqaid=11069&elqat=1&elqCampaignId=&utm\\_rid=CPG05000006657055&utm\\_campaign=11](http://assets.penton.com/EloquaSupport/PentonDES/Focus_On_TransmittersandReceivers_MWRFeBook.pdf?elqTrackId=152f45f3e58648e19a6eeb2c2656f48a&elq=04187dc3453d4857a852ba61aa171cc1&elqaid=11069&elqat=1&elqCampaignId=&utm_rid=CPG05000006657055&utm_campaign=11)
- Derneryd, A. (1976). Linearly polarized microstrip antennas. *IEEE trans*, 846-851.
- Derneryd, A. (1978). A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element. *IEEE Trans*, 532-535.
- Deschamps, G. (1953). Microstrip microwave antennas. *Presented at the 3rd USAF Symp on Antennas*.
- Devices, A. (2012). *ADRF6807*. Obtenido de Analog Devices: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADRF6807.pdf>
- Ecuador, C. d. (20 de Octubre de 2008). *Instituto Oceanográfico de la Armada INOCAR*. Obtenido de Constitución de la República del Ecuador: [http://www.inocar.mil.ec/web/images/lotaip/2015/literal\\_a/base\\_legal/A.\\_Constitucion\\_republica\\_ecuador\\_2008constitucion.pdf](http://www.inocar.mil.ec/web/images/lotaip/2015/literal_a/base_legal/A._Constitucion_republica_ecuador_2008constitucion.pdf)
- Emmerich, N. (21 de Mayo de 2015). *El narcotráfico en la región y su impacto en Ecuador*. Obtenido de ALdea42: <http://aldea42.com/el-narcotrafico-en-la-region-y-su-impacto-en-ecuador/>
- Estado, F. G. (Agosto de 2015). *Frontera Maritima*. Obtenido de Fiscalía General del Estado: <https://www.fiscalia.gob.ec/images/perfil/criminologico19.pdf>
- Flores Asenjo, S. (17 de Mayo de 2016). *El Receptor Superheterodino*. Obtenido de Universidad Politecnica de Valencia: <http://hdl.handle.net/10251/64149>
- Golledge. (28 de 09 de 2017). *SAW Filter-RF*. Recuperado el 14 de 10 de 2017, de Golledge Products: <http://www.golledge.com/pdf/products/saw/gsrfs.pdf>
- Greig, D. a. (1952). Microstrip – a new transmission technology for the kilomegacycle range. *Proc. IRE*, vol. 40, 1644–1650.
- Hammer, P. V. (1979). A model for calculating the radiation field of microstrip antennas. *IEEE Trans*, 267–270.

- Hammerstad, E. M. (1980). Simulation of microwave components. *ELAB report STF44 F80127*.
- Hernández, L., Jato, Y., & Herrera, A. (24 de Septiembre de 2008). *Receptor SiGe de conversión directa para WLAN 802.11a*. Obtenido de Unican: <https://repositorio.unican.es/xmlui/bitstream/handle/10902/2685/Receptor%20SiGe.pdf?squence=1>
- Humana, M. d. (7 de Quito de 2016). *El territorio marítimo de Ecuador será 5,3 veces más extenso que el territorio nacional continental, una vez que entre en vigor el acuerdo con Costa Rica*. Obtenido de Ministerio de Relaciones Exteriores y Movilidad Humana: <http://www.cancilleria.gob.ec/el-territorio-maritimo-de-ecuador-sera-53-veces-mas-extenso-que-el-territorio-nacional-continental-una-vez-en-que-entre-en-vigor-el-acuerdo-con-costa-rica/>
- Itoh, T. (1974). Analysis of microstrip resonator. *IEEE Trans*, 946–952.
- Lo, Y. S. (1979). Theory and experiment on microstrip antennas. *IEEE Trans*, 137–145.
- Martínez, Á. (2000). *Diseño de un sistema de comunicaciones para satélite de órbita baja basado en modulaciones de fase continua*. Obtenido de Universidad Politécnica de Madrid: <http://oa.upm.es/792/1/09200031.pdf>
- Mini-Circuits. (2013). *Voltage Controlled Oscillator*. Obtenido de Mini-Circuits: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZOS-50+.pdf>
- muRata. (10 de 09 de 2017). *Saw components*. Recuperado el 14 de 10 de 2017, de muRata: <http://wireless.murata.com/eng/products/saw-components-for-non-mobile/filters/sf2249e.html>
- narcotráfico, E. c. (10 de 05 de 2017). *El crecimiento del narcotráfico*. Recuperado el 01 de 09 de 2017, de Plan V: <http://www.planv.com.ec/historias/sociedad/el-crecimiento-del-narcotrafico>
- Navas, C. (21 de 06 de 2017). *Ecuador decomisó 47,24 toneladas de droga en el primer semestre del 2017*. Recuperado el 11 de 09 de 2017, de El Universo: <http://www.eluniverso.com/noticias/2017/06/21/nota/6241642/ecuador-decomiso-4724-toneladas-droga-primer-semestre-2017>

- Pasternack. (11 de 08 de 2016). *Low noise wideband amplifiers*. Obtenido de Pasternack: <https://www.pasternack.com/3-db-20-ghz-low-noise-broadband-amplifier-14-db-gain-sma-pe15a3253-p.aspx>
- Pues, H. V. (1984). Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna. *IEE Proc*, 334-340.
- reception, M. t. (29 de 08 de 2016). *Modifying the outernet LNA for iridium reception*. Recuperado el 11 de 11 de 2017, de RTL-SDR.com: <https://www.rtl-sdr.com/modifying-the-outernet-lna-for-iridium-reception/>
- Ricaurte, F. (Mayo de 2016). *Análisis de las Actividades de Narcotráfico en el Mar Territorial y Litoral Ecuatoriano y su Incidencia en la Seguridad Ciudadana en las Provincias Costeras del Ecuador del 2009 al 2012*. Obtenido de Instituto de Altos Estudios Nacionales-IAEN: <http://docplayer.es/31859158-Republica-del-ecuador.html>
- Richards, W. L. (1979). Improved theory for microstrip antennas. *Electronics Letters*, 42-44.
- Rincón, G. (2016). Perspectiva Marítima Regional de la Dinámica Narcotraficante. *Revista Cimcon*, 29-31. Obtenido de <http://cimcon.armada.mil.co/sites/default/files/2%20REVISTA%20CIMCON%20Perspectiva%20Mar%C3%ADtima%20Regional%20de%20la%20Din%C3%A1mica%20Narcotraficante.compressed.pdf>
- Schweber, B. (24 de 10 de 2013). *Comprender los principios básicos de los amplificadores de potencia y de bajo ruido en diseños inalámbricos*. Recuperado el 10 de 09 de 2017, de Digikey electronics: <https://www.digikey.com/es/articles/techzone/2013/oct/understanding-the-basics-of-low-noise-and-power-amplifiers-in-wireless-designs>
- Threepwood, G. (26 de 06 de 2017). *Sistema de Satelites Iridium*. Recuperado el 14 de 10 de 2017, de YouBioit: <https://www.youbioit.com/es/article/15614/sistema-de-satelites-iridium>
- Tomasi, W. (2003). Factor de Ruido y Cifra de Ruido. En W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas* (págs. 42-43). México: Pearson Educacion.
- Vilafont, A. (09 de 11 de 2015). *Que es la intermodulación*. Obtenido de Radio-noticias: <http://www.radionoticias.com/articulos/que-es-la-intermodulacion-09112015.html>