

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE SISTEMA DE  
COMUNICACIONES PARA UN SATÉLITE TIPO CUBESAT

ANDRÉS FELIPE PÉREZ RUEDA  
CARLOS ANDRÉS ESTUPIÑAN PARRA

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍA FÍSICO-MECÁNICA  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2022

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE SISTEMA DE  
COMUNICACIONES PARA UN SATÉLITE TIPO CUBESAT

ANDRÉS FELIPE PÉREZ RUEDA  
CARLOS ANDRÉS ESTUPIÑAN PARRA

Tesis de grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director  
PhD. Homero Ortega Boada.

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍA FÍSICO-MECÁNICA  
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA,  
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA

2022

## CONTENIDO

	pág.
INTRODUCCIÓN	14
1. OBJETIVOS	19
1.1. OBJETIVO GENERAL	19
1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
2. FUNDAMENTACIÓN TEORICA	20
2.1. ¿QUÉ ES UN CUBESAT?	20
2.2. RADIOS PARA CUBESATS	21
2.3. COMUNICACIONES DIGITALES Y SDR	23
2.4. MODULACIÓN PASA BANDAS Y LA ENVOLVENTE COMPLEJA	23
2.4.1. Modulación QPSK	26
2.4.2. Modulación GMSK	27
2.5. TELEMETRÍA Y TELECOMANDO (TM/TC)	31
2.5.1. Protocolo	32
2.5.2. HDLC	33
2.5.3. AX.25	33
2.5.4. Campo Flag	34
2.5.5. AX.25 Transfer Frame Header	35
2.5.6. Campo de Información	36
2.5.7. Frame-Check Sequence (FCS)	36
2.6. FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN UN CANAL INALÁMBRICO	37
2.6.1. Fenómeno de desvanecimiento	38
2.6.2. Atenuaciones por condiciones atmosféricas	41

2.6.3. Centelleos troposféricos e ionosféricos	45
2.6.4. Desviaciones de fase y frecuencia	46
2.6.5. No linealidades	49
2.7. CUADRO NACIONAL DE ATRIBUCIÓN DE BANDAS DE FRECUENCIA EN COLOMBIA (CNABF)	51
3. SOFTWARE Y HARDWARE	54
3.1. GNU RADIO	54
3.2. HACKRF ONE	55
3.3. ANTENAS	59
4. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON ESQUEMA DE MODULACIÓN QPSK	62
4.1. CANAL SIMULADO	62
4.1.1. Diseño y simulación del transmisor	63
4.1.2. Formación de pulsos y modulación QPSK	64
4.1.3. El canal	68
4.1.4. El receptor	69
4.1.5. Sincronización de reloj	69
4.1.6. Control automático de ganancia AGC	74
4.1.7. El ecualizador	77
4.1.8. Costas Loop	82
4.1.9. Demodulación	84
4.2. IMPLEMENTACIÓN CON HACKRF ONE	85
4.2.1. Transmisor QPSK	86
4.2.2. Receptor QPSK	87
5. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON ESQUEMA DE MODULACIÓN GMSK	91
5.1. CANAL SIMULADO	91
5.2. IMPLEMENTACIÓN CON HACKRF ONE	93

6. GENERACIÓN DE LAS TRAMAS HDLC	96
6.1. QPSK	96
6.2. GMSK	101
7. Bit Error Rate	105
8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	115
8.1. CONCLUSIONES	115
8.2. LÍNEAS FUTURAS	117
BIBLIOGRAFIA	119
APÉNDICES	125
A. GUÍA PROPUESTA PARA PRÁCTICAS PEDAGÓGICAS Y DE INVESTIGACIÓN	126
A.0.1. TEMA 1. FAMILIARIZACIÓN CON EL HACKRF ONE Y GNU RADIO	126
A.0.2. TEMA 2. CORRIGIENDO LAS AFECCIONES DE UN CANAL INALÁMBRICO	131
A.0.3. TEMA 3. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON TRAMAS HDLC	144
A.0.4. TEMA 4. TEMAS PROPUESTOS POR LA GUÍA PARA INVESTIGACIÓN	148
B. SCRIPT DE MATLAB PARA REALIZAR COMPARACIÓN DE CURVAS DE BER EN MODULACIONES DIGITALES SOBRE EL CANAL AWGN	149

## LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 2.1. Espectro señal en paso banda y banda base	24
Figura 2.2. Diagrama de constelación para la modulación QPSK	27
Figura 2.3. Diagrama de Bloques para la generación de la señal con modulación GMSK	28
Figura 2.4. PSD para una señal modulada con GMSK. Tomado de Tsai Kuang, Lui Gee, 1999	30
Figura 2.5. Protocolos de comunicación más usados en misiones con pequeños satélites desde 2008 - 2017. Tomado de A. Kleinschrodt, A. Freimann, et al. 2017	32
Figura 2.6. Diagrama básico de una transmisión inalámbrica	39
Figura 2.7. Radiación de una antena isotrópica. Tomado de José Antonio, 2017	39
Figura 2.8. Representación de efectos atmosféricos en las ondas electromagnéticas. Tomado de S. Peredo, 2004	42
Figura 2.9. Absorción en la atmósfera vs frecuencia en función de la intensidad de precipitaciones. Tomado de S. Peredo, 2004	43
Figura 2.10. Mapa de las zonas hidro-meteorológicas, con su cuadro explicativo que refleja la Intensidad de la lluvia excedida en mm/h. Tomado de C. Rosado, 2002	44
Figura 2.11. Geometría para un enlace satelital. Tomado de S. Peredo, 2004	45
Figura 2.12. Representación del efecto generado por las desviaciones de fase	47
Figura 2.13. Representación del efecto generado por las desviaciones de frecuencia	48

Figura 2.14. Representación del efecto multitrayectoria	50
Figura 3.1. Transceptor de radio definido por software Hack RF One. Tomado de Great Scott, 2021	55
Figura 3.2. Diagrama de bloques HackRF One. Tomado de Great Scott, 2022	58
Figura 3.3. Patrón de radiación de la antena TL-ANT2405CL. Tomado de TP-LINK, 2011	60
Figura 4.1. Flujograma canal Simulado QPSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor	63
Figura 4.2. Diagrama de ojo de la envolvente compleja con FIR RRC en el transmisor	66
Figura 4.3. Envolvente compleja QPSK con un FIR RRC	68
Figura 4.4. Espectro señal modulada en QPSK	68
Figura 4.5. Símbolos de un mensaje digital en el tiempo luego de atravesar un filtro RRC. Tomado de Wiki GNU Radio, 2021	70
Figura 4.6. Gráfica en el dominio del tiempo de un símbolo y su señal derivada. Tomado de Wiki GNU Radio, 2021	71
Figura 4.7. Constelaciones en el receptor en un entorno simulado	73
Figura 4.8. Diagrama esquemático general de un control automático de ganancia.	75
Figura 4.9. Curvas de la Densidad Espectral de Potencia teóricas, en color <b>rojo</b> de una señal afectada por un canal inalámbrico, en color <b>azul</b> respuesta teórica de su ecualizador y en color <b>negro</b> suma de ambas señales. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017	77
Figura 4.10. Respuesta al impulso de un ecualizador fijo, es decir un sistema lineal e invariante en el tiempo. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017	78
Figura 4.11. Respuesta el impulso de un ecualizador adaptativo. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017	79

Figura 4.12. Montaje para pruebas del sistema de comunicaciones	85
Figura 4.13. Flujograma Transmisor QPSK para el HackRF One	86
Figura 4.14. Representación de la señal RF modulada en QPSK	87
Figura 4.15. Flujograma para el receptor QPSK usando el HackRF One	88
Figura 4.16. Proceso de sintonización para eliminar la componente de continua introducida por el HackRF One	89
Figura 4.17. Constelaciones en el receptor bajo un canal inalámbrico real	90
Figura 5.1. Flujograma canal simulado GMSK el cual incluye los bloques ne- cesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor	92
Figura 5.2. Espectro señal modulada en GMSK para dos BT diferentes	93
Figura 5.3. Interfaz gráfica canal simulado para el esquema de modulación GMSK	94
Figura 5.4. Flujograma para el transmisor GMSK usando el HackRF One	94
Figura 5.5. Flujograma para el receptor GMSK usando el HackRF One	95
Figura 5.6. Interfaz gráfica del receptor GMSK	95
Figura 6.1. Flujograma para canal Simulado QPSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor	96
Figura 6.2. Bits codificados en NRZI sin y con Bit Stuffing.Tomado de Yang, Li-Qun, et al. 2020	98
Figura 6.3. Interfaz gráfica canal simulado QPSK con tramas HDLC	100
Figura 6.4. Flujograma para el transmisor QPSK usando el HackRF One	100
Figura 6.5. Flujograma para el receptor QPSK usando el HackRF One	101
Figura 6.6. Interfaz gráfica del receptor QPSK, donde se evidencia el mensaje recibido	101
Figura 6.7. Conversión del mensaje recibido de hexadecimal a ASCII	102

Figura 6.8. Flujoograma canal Simulado GMSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor	102
Figura 6.9. Interfaz gráfica de la simulación con esquema de modulación GMSK, donde se evidencia el mensaje recibido	103
Figura 6.10. Interfaz gráfica del transmisor GMSK, donde se evidencia el mensaje transmitido.	103
Figura 6.11. Interfaz gráfica del receptor GMSK, donde se evidencia el mensaje recibido	104
Figura 7.1. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN	107
Figura 7.2. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquema de modulación GMSK con diferentes valores de BT en presencia de un canal AWGN. Tomado de J. Torres, H. Paz, 2008	108
Figura 7.3. Comparación de la densidad espectral de potencia para modulaciones GMSK con diferentes valores de BT en presencia de un canal AWGN. a) GMSK BT= 1, b) GMSK BT= 0,5, c) GMSK BT= 0,3, d) DB-PSK, Tomado de J. Torres, H. Paz, 2008	109
Figura 7.4. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN. Tomado de V. Chauhan, K. Manoj, et al. 2011	110
Figura 7.5. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal de desvanecimiento de Rayleigh de 4 trayectorias. Tomado de V. Chauhan, K. Manoj, et al. 2011	111
Figura 7.6. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN. Tomado de A. Gaysin, V. Fadeev, 2017	113

Figura 7.7. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal de desvanecimiento de Rice. Tomado de A. Gaysin, V. Fadeev, 2017	114
Figura A.1. Flujograma para la recepción de señales en modulación FM	128
Figura A.2. Flujograma para la transmisión de señales en modulación FM	129
Figura A.3. Flujograma y su interfaz para el estudio del bloque Polyphase Clock Sync, las imágenes en la interfaz denotan la constelación antes y después de atravesar un canal inalámbrico. Adaptado de Wiki GNU Radio, 2021	133
Figura A.4. Flujograma e interfaz para el estudio del bloque Linear Equalizer, las imágenes en la interfaz denotan la constelación y el espectro previamente habiendo realizado sincronización en el tiempo, antes y después de atravesar un ecualizador lineal basado en algoritmo CMA. Adaptado de Wiki GNU Radio, 2021	135
Figura A.5. Flujograma e interfaz para el estudio del bloque Costas Loop, las imágenes en la interfaz denota la constelación previamente sincronizada y ecualizada, antes y después de atravesar un canal inalámbrico con fuertes desviaciones de frecuencia. adaptado de Wiki GNU Radio, 2021	138
Figura A.6. Interfaz obtenido para el flujograma 4.1 en el cual se simula un sistema de comunicación digital con canal inalámbrico y modulación QPSK141	
Figura A.7. Interfaz obtenido para el flujograma 4.1 en el cual se simula un sistema de comunicación digital con canal inalámbrico y modulación GMSK142	
Figura A.8. Flujograma para el transmisor con generación de tramas HDLC para una modulación GMSK	146
Figura A.9. Flujograma para el receptor con generación de tramas HDLC para una modulación GMSK	146

## LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 2.1. Tabla de verdad QPSK con codificación Gray	27
Tabla 2.2. Ancho de banda respecto a BT en banda base para GMSK. Tomado de Tsai Kuang, Lui Gee, 1999	29
Tabla 2.3. HDLC Frame	33
Tabla 2.4. Construcción de la trama U	34
Tabla 2.5. Estructura de la trama UI. Tomado de F. George, S. Billeter, M. Richard, 2015	34
Tabla 2.6. Trama "Destination Address"	35
Tabla 2.7. Trama "Source Address"	36
Tabla 3.1. Potencia de Transmisión HackRF One.	56
Tabla 4.1. Parámetros del sistema	66
Tabla 4.2. Parámetros de los bloques Constellation Object y Constellation Modulator de GNU Radio	67
Tabla 4.3. Parámetros y valores para el bloque Polyphase Clock Sync	73
Tabla 4.4. Parámetros y valores para el bloque AGC3	76
Tabla 4.5. Parámetros de los bloques Constellation Object y Constellation Modulator de GNU Radio	82
Tabla 4.6. Parámetros y valores para el bloque Costas Loop	84
Tabla 5.1. Parámetros del sistema con modulación GMSK	91

## RESUMEN

**TÍTULO:** DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE SISTEMA DE COMUNICACIONES PARA UN SATÉLITE TIPO CUBESAT \*

**AUTORES:** ANDRÉS FELIPE PÉREZ RUEDA, CARLOS ANDRÉS ESTUPIÑAN PARRA \*\*

**PALABRAS CLAVE:** GNU RADIO, RADIO DEFINIDA POR SOFTWARE, CUBESAT, RF.

### DESCRIPCIÓN:

Los satélites artificiales son objetos de creación humana que orbitan la Tierra a diferentes distancias y son de gran importancia para la sociedad debido a que permiten recibir y transmitir información con una amplia cobertura. Estos satélites se conforman de diferentes subsistemas, uno de ellos y quizás el más importante es el sistema de comunicaciones con el cual el satélite se comunica con una estación terrena para la transmisión y recepción de información.

El trabajo de investigación plantea el diseño e implementación de un prototipo de sistema de comunicación con enfoque a un satélite tipo CubeSat en donde como principal característica es que incorpora la tecnología de la Radio Definida por Software (SDR). Se toman en cuenta los principales fenómenos de propagación presentes en un radioenlace inalámbrico, como lo pueden ser las desviaciones de fase, frecuencia, ruido, multitrayectoria, entre otras.

Se comienza el diseño a nivel de canal simulado usando el software de código abierto GNU Radio el cual provee de bloques de procesamiento digital de señales especializados para radio, los cuales se usaran en conjunto con librerías externas que serán de ayuda para combatir los desafíos que implica transmitir sobre un canal inalámbrico, así como para la implementación del protocolo HDLC y las transformaciones de la señal de radio que corresponden a los esquemas de modulación QPSK y GMSK ampliamente usadas en sistemas de radio para misiones con pequeños satélites.

Una vez implementado el sistema usando cada esquema de modulación en un entorno simulado se procede a la implementación con el transceptor de radio HackRF One con el cual se realizarán pruebas en tierra con el objetivo de validar los resultados de la simulación.

---

\* Trabajo de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: PhD. Homero Ortega Boada.

## ABSTRACT

**TITLE:** DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE SISTEMA DE COMUNICACIONES PARA UN SATÉLITE TIPO CUBESAT \*

**AUTHORS:** ANDRÉS FELIPE PÉREZ RUEDA, CARLOS ANDRÉS ESTUPIÑAN PARRA \*\*

**KEYWORDS:** GNU RADIO, SOFTWARE DEFINED RADIO, CUBESAT, RF.

### DESCRIPTION:

Artificial satellites are objects of human creation that orbit the Earth at different distances and are of great importance to society because they allow receiving and transmitting information with a wide coverage. These satellites are made up of different subsystems, one of them and perhaps the most important is the communications system with which the satellite communicates with a ground station for the transmission and reception of information.

The research work proposes the design and implementation of a prototype communication system focused on a CubeSat type satellite, whose main characteristic is that it incorporates Software Defined Radio (SDR) technology. The main propagation phenomena present in a wireless radio link, such as phase deviations, frequency, noise, multipath, among others, are taken into account.

The design is started at the simulated channel level using the open source software GNU Radio which provides specialized digital signal processing blocks for radio, which will be used in conjunction with external libraries that will help to combat the challenges of transmitting over a wireless channel, as well as for the implementation of the HDLC protocol and the transformations of the radio signal that correspond to the QPSK and GMSK modulation schemes widely used in radio systems for small satellite missions.

Once the system has been implemented using each modulation scheme in a simulated environment, we proceed to the implementation with the HackRF One radio transceiver with which ground tests will be performed in order to validate the simulation results.

---

\* Bachelor Thesis

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: PhD. Homero Ortega Boada.

## INTRODUCCIÓN

La radio definida por software (SDR) representa una evolución en las comunicaciones. La SDR es una tecnología emergente que a lo largo de los últimos años ha logrado una contribución masiva a las telecomunicaciones actuales reduciendo costos y tiempo de desarrollo a los diseños de sistemas de radio frecuencia, el SDR abre las puertas a todas las personas con conocimientos en programación y procesamiento digital de señales (DSP) a proponer nuevas soluciones y mejoras a los sistemas de comunicaciones ya existentes, esto debido a su alta flexibilidad y adaptabilidad frente a su contra-parte la tradicional radio analógica.

Un mismo dispositivo (hardware) que implementa la tecnología SDR puede ser usado para el diseño de numerosos sistemas de comunicación completos con sus propios esquemas de modulación, codificación, velocidades de transmisión y frecuencias <sup>1</sup>. Características que son adaptables y reconfigurables considerando diferentes tipos de situaciones y aplicaciones, esto gracias a que la implementación del hardware de radio incluye el establecimiento de los parámetros de filtrado como las frecuencias centrales a la cual la señal RF<sup>2</sup> se transmitirá, así como las transformaciones digitales en cuadratura, y ajuste de velocidad de transmisión mediante procesos de muestreo ascendente y descendente, todo esto configurable mediante software.

En el ámbito satelital recientemente se ha optado en muchos casos por usar SDR como subsistema de comunicaciones con razones investigativas y experimentales

---

<sup>1</sup> Géza Kolumbán, Tamás István Krébesz y Francis C.M. Lau. "Theory and application of software defined electronics: Design concepts for the next generation of telecommunications and measurement systems". En: *IEEE Circuits and Systems Magazine* 12 (2 2012), págs. 8-34. DOI: 10.1109/MCAS.2012.2193435.

<sup>2</sup> Radio Frecuencia

<sup>3</sup>. En el año 2021 el primer satélite comercial completamente basado en SDR fue lanzado, el Eutelsat Quantum, según ellos este revolucionario enfoque puede resumirse en pocas palabras: flexibilidad, flexibilidad en cobertura, potencia, frecuencia y ancho de banda. Cada una de estas características pueden configurarse en órbita a lo largo de la vida útil del satélite con el fin de servir eficazmente a las aplicaciones y garantizar un uso óptimo de los recursos en todo momento <sup>4</sup>. No es necesario irse tan lejos para evidenciar esto, hoy la Universidad Sergio Arboleda, la Universidad Industrial de Santander (UIS), la Universidad del Valle y la Fuerza Aérea Colombiana (FAC), con financiación del Ministerio de Ciencias están realizando el proyecto “Análisis y estudio de factibilidad para una misión de satélite tipo CubeSat de 3 unidades” y buscan, en cinco años aproximadamente, contar con un instrumento satelital de diseño propio que llevará como carga útil una cámara multiespectral capaz de observar el territorio en el rango visible e infrarrojo cercano, aportando información para el monitoreo y vigilancia del territorio, el cuidado del medio ambiente y la prevención y atención de desastres naturales, el cual tiene como objetivo contar con un subsistema de comunicación que este basado en SDR.

Cuando se habla de un sistema de comunicación para un CubeSat se piensa en un enlace punto a punto donde los que se pretenden comunicar serán el satélite en órbita y una estación terrena, cuando el enlace que se hace es de estación terrena - satélite se le llama enlace de subida, y cuando es satélite - estación terrena se le llama enlace de bajada, generalmente el tipo de información que se transmite en un enlace de bajada es la telemetría del satélite, como lo son nivel de la batería, datos de los sensores etc. y en un enlace de subida, telecomandos, los cuales son

---

<sup>3</sup> Eslam Ahmed Elbeh Nariman A. Salam Bauomy. “Design of SDR Simulation for Wireless Communication between Ground Station and CubeSat Implemented by LabVIEW”. En: (2020).

<sup>4</sup> Eutelsat Quantum. *Eutelsat Quantum*. [Online] disponible: <https://www.eoportal.org/satellite-missions/eutelsat-quantumeop-quick-facts-section>. 2019.

instrucciones para que el satélite interprete y realice alguna acción <sup>5</sup>.

El fin del proyecto consiste en implementar un sistema base de radiodifusión, con el cual se pueda posteriormente implementar una capa de aplicación que pueda ser usada para el monitoreo de un CubeSat, así como los servicios que este pueda ofrecer.

La radio definida por software consta de dos grandes componentes el hardware y el software, para este proyecto se utilizó el software GNU Radio el cual es un kit de herramientas de desarrollo de software que brinda bloques de procesamiento digital de señales, especializado para diseño de sistemas RF <sup>6</sup>, este puede ser usado tanto con Hardware como en un entorno de simulación, el hardware usado será el Hack RF One el cual es un periférico de radio definido por software capaz de transmitir o recibir señales de radio <sup>7</sup> y será el responsable de realizar la transmisión y la recepción en nuestro sistema. Es importante siempre en sistemas de este tipo empezar con un canal simulado antes de pasar a la implementación real con el hardware, esto, debido a los diferentes fenómenos de propagación propios de un canal inalámbrico real, los cuales en su mayoría son desafiantes, y en un entorno de simulación es posible aislar cada uno de estos fenómenos y tratarlos por separado para al final llegar a una solución que sea óptima y pueda ser implementada sin mayor problema.

Para que el transmisor y el receptor hablen el mismo idioma es necesario de un estándar o protocolo que imponga algunas características en la forma como se trans-

---

<sup>5</sup> Matías Javier, Soriano Arce, Ana y Vidal Pantaleoni. "DISEÑO DE UN ENTORNO DE PRUEBAS PARA UN SISTEMA DE COMUNICACIONES EMBARCADO EN SATÉLITE". En: (2016).

<sup>6</sup> GNU Radio. *GNU Radio, The free open software radio ecosystem*. [Online] disponible: <https://www.gnuradio.org/about/>. 2022.

<sup>7</sup> Great Scott Gadgets. *HackRF One*. [Online] disponible: <https://greatscottgadgets.com/hackrf/one/>. 2021.

mite la información, el común denominador en las misiones satelitales con CubeSats es el protocolo AX.25<sup>8</sup> el cual extiende del estándar HDLC<sup>9</sup> y que se hablará con profundidad más adelante, este se implementa directamente en GNU Radio con ayuda de una librería externa llamada gr-satellites.

Debido a las características en términos de Probabilidad de error, ancho de banda, eficiencia espectral y robustez ante el ruido, dos de los esquemas de modulación más usados en misiones con CubeSats son GMSK y QPSK<sup>8</sup> por lo cual estos son implementados en GNU Radio. En términos de simular los fenómenos de propagación propios de un canal inalámbrico como lo son el ruido blanco gaussiano, las no linealidades o las desviaciones en fase y frecuencia se usó un bloque de la librería base de GNU Radio “Channel model” el cual permite simular estos fenómenos. A la hora de la recepción se hacen necesarias algunas técnicas post canal como lo pueden ser la ecualización o la sincronización en tiempo para poder recuperar satisfactoriamente la información de la señal modulada. Una vez la señal ya modulada, esta pasa a la decodificación, validación y recuperación del mensaje que se encuentra en las tramas HDLC, para obtener el mensaje que está siendo transmitido. Posteriormente a la validación del sistema en un entorno simulado, se procede a utilizar el transceptor HackRF One, para la implementación de nuestro sistema sobre un canal inalámbrico real.

En este proyecto se logra no solo el entendimiento de los desafíos y retos al momento de diseñar e implementar un sistema de comunicación inalámbrico, si no que abre las puertas a la profundización, investigación y desarrollo de sistemas de comunicación propios y de bajo costo, contruidos sobre la tecnología SDR, que permitan

---

<sup>8</sup> Alexander Kleinschrodt, Andreas Freimann, Steffen Christall, Maximilian Lankl y Klaus Schilling. “Advances in Modulation and Communication Protocols for Small Satellite Ground Stations”. En: (2017).

<sup>9</sup> High-Level Data Link Control, control de enlace de datos de alto nivel

a Colombia y especialmente a la UIS a incorporarse en la carrera mundial por la conquista del espacio, siendo este campo uno de los más importantes en el mundo.

## **1. OBJETIVOS**

### **1.1. OBJETIVO GENERAL**

- Diseñar e implementar un prototipo de un sistema de comunicaciones satelital usando radio definida por software a fin de realizar pruebas en tierra orientado a un futuro nano satélite colombiano que se desarrolla en el marco del proyecto “Análisis de la misión y el estudio de factibilidad para un 3U misión de satélite tipo CubeSat”.

### **1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Seleccionar el tipo de modulación y arquitectura a usar.
- Diseñar e implementar la transmisión y la recepción usando un canal simulado que considere el efecto de los fenómenos de propagación en la señal recibida.
- Implementar la solución que combina software y hardware y pruebas de funcionalidad.
- Diseñar una guía para prácticas de investigación y pedagógicas.

## 2. FUNDAMENTACIÓN TEORICA

Este capítulo busca sentar las bases necesarias para facilitar la lectura de los demás capítulos del libro. En este sentido resulta importante comenzar por comprender las necesidades de comunicación que pueden llegar a tener los primeros satélites hechos en Colombia. Describir los conceptos teóricos en que se apoya el proyecto, así como los conceptos esenciales es el siguiente paso. Pero en este capítulo también se realiza un avance al diseño al identificar restricciones necesarias como las bandas de frecuencias a usar, los protocolos a respetar entre otros requerimientos.

### 2.1. ¿QUÉ ES UN CUBESAT?

Cuando nos referimos a un CubeSat nos referimos a un estándar para un nanosatélite el cual tiene la forma de un cubo de dimensiones de 10x10x10 cm, si este solo consta de un cubo se le llama CubeSat 1U que hace referencia a que es de una unidad, existen CubeSats 2U,3U, etc. Cada unidad de un CubeSat pesa aproximadamente 1 kg, estos nanosatélites normalmente orbitan en la órbita LEO entre 350 y 700 Km de altitud <sup>10</sup>, principalmente son diseñados e implementados para aplicaciones como: IOT <sup>11</sup>, investigación, monitoreo y exploración del territorio terrestre. Se han vuelto populares entre investigadores debido a los bajos costos de manufactura con respecto a los satélites convencionales lo que permite la implementación y prueba de nuevas tecnologías en el espacio, en el año 2020 hubo más de 2500 CubeSats tanto en uso como en proceso de desarrollo <sup>10</sup>.

---

<sup>10</sup> Easychair Preprint et al. *Communication Optimization Approach for S-Band LEO CubeSat Link Budget*. 2020.

<sup>11</sup> Internet de las cosas

## 2.2. RADIOS PARA CUBESATS

Tradicionalmente, los sistemas de comunicación requerían un hardware específico para implementar su funcionalidad, a fin de mantener los bajos costos de producción, estos sistemas contaban solo con el hardware necesario para realizar las tareas para las que fueron diseñados, como resultado estos sistemas a menudo eran difíciles de modificar y/o actualizar, hoy en día la tecnología SDR ha evolucionado hasta tal punto que muchos de los codificadores, moduladores, filtros y decodificadores usados en esos sistemas de comunicaciones pueden ser implementados en software <sup>12</sup>.

La elección de trabajar con un radio definido por software se debe a que este es homólogo a un transceptor en el que idealmente todos los aspectos de su operación son determinados usando un hardware de propósito general, y su configuración está bajo el control del software que lo rige. Esta solución permite una económica y eficiente interoperabilidad entre las bandas estándar de frecuencias <sup>13</sup>. Además, dentro de las principales ventajas de usar radio definido por software frente a un radio analógico convencional es que su diseño es flexible, poco complejo y de fácil acceso a comparación de los radios analógicos comerciales, los cuales son extremadamente complejos y costosos.

Originalmente los sistemas de comunicaciones desarrollados por radioaficionados para nanosatélites (CubeSats) han operado generalmente en las bandas VHF (Very High Frequency) y UHF (Ultra High Frequency) a velocidades de transmisión por

---

<sup>12</sup> L. Howard Pollard‡ Alexander M. Wyglinski† Craig Kief Steven J. Olivieri† Jim Aarestad‡ y R. Scott Erwin. "Modular FPGA-Based Software Defined Radio for CubeSats". En: (2012).

<sup>13</sup> Christopher P. Bridges Mamatha R. Maheshwarappa. "Software Defined Radios for Small Satellites". En: ().

debajo de los 10 kbps <sup>10</sup>. El artículo <sup>14</sup> muestra que la mayoría de nanosatélites tipo CubeSats no obtienen más de unos pocos MB descargados durante el transcurso de una misión. Más recientemente se han desarrollado sistemas en UHF y SHF (Super High Frequency) de mayor velocidad.

La aparición de estos pequeños satélites se debe en gran parte a que se ha potenciado el desarrollo de sistemas embebidos de los productos comerciales disponibles en el mercado también conocido como COTS <sup>15</sup>. Los componentes COTS presentan muchas ventajas cuando se quiere construir un CubeSat, algunas de estas son la herencia de vuelo, la simplicidad en la comunicación con las computadoras a bordo (OBC) mediante el protocolo I2C, y por el soporte del protocolo AX.25 ampliamente usado por la comunidad de radioaficionados como estándar de comunicación entre el CubeSat y la estación terrena y del cual se hablará más adelante.

El Helium 100 series radios (He-100) son transceptores COTS que proveen a CubeSats un sistema de comunicaciones para ser usados en ambientes extremos como lo puede ser la órbita LEO<sup>16</sup> <sup>17</sup>, estos radios cuentan con una selección de frecuencias y potencias de salida variables, son compatibles con estaciones terrenas de radioaficionados estándar capaces de comunicarse a 1200 bps, 9600 bps, o a una tasa de bits más alta utilizando la modulación GMSK. Estos para comunicarse usan el subconjunto del protocolo AX.25 <sup>17</sup> de tramas de información no numeradas (UI), este radio es el que se pretende usar en el CubeSat que está siendo desarrollado

---

<sup>14</sup> Elizabeth Devito Scott Palo Darren O'connor y Steve Bundick Gary Crum Serhat Altunc Thomas Winkert Rick Kohnert Scott Schaire. *Expanding CubeSat Capabilities with a Low Cost Transceiver*.

<sup>15</sup> Componente comercial salido del estante, en ámbitos de las tecnologías de la información se traduce como producto de caja, sus siglas significan Commercial Off-The-Shell

<sup>16</sup> Órbita baja terrestre

<sup>17</sup> AstroDev. *AstroDev Helium Radios*.

por la fuerza armada de Colombia y las universidades aliadas.

### **2.3. COMUNICACIONES DIGITALES Y SDR**

Las comunicaciones analógicas están siendo reemplazadas en su mayoría por su contra parte, las comunicaciones digitales, esto es debido a los grandes beneficios que esta ofrece, ya sea en términos de rendimiento, adaptabilidad, incluso costos. La tendencia en las ciencias de la computación y en la ingeniería en general es que el hardware y el software estén completamente separados, es decir, no importa la aplicación que pretenda usar, esta no debe estar ligada a un hardware específico, la tecnología que permite esta característica en las comunicaciones digitales es la radio definida por software.

Radio definida por software es un sistema de radio basada en software que ofrece flexibilidad para entregar sistemas altamente reconfigurables, este enfoque permite probar e implementar fácilmente diferentes tipos de características para el sistema de comunicación como el protocolo o el tipo de modulación, todo con el mismo conjunto de hardware y software como un USRP <sup>18</sup>, y GNU Radio respectivamente, sin embargo toda la ejecución del concepto de la radio definida por software está inherentemente limitada por la capacidad de los componentes del hardware que se utilicen.

### **2.4. MODULACIÓN PASA BANDAS Y LA ENVOLVENTE COMPLEJA**

Consideremos una señal paso banda que puede ser o no una señal RF  $x(t)$  con una ancho de banda  $2B$ , centrada en una frecuencia  $f_c$  donde su transformada de Fourier se muestra al lado izquierdo de la figura 2.1 para la representación de esa

---

<sup>18</sup> Universal software peripheral

señal en BB <sup>19</sup> tiene que cumplirse que la mitad del ancho de banda en RF no puede ser mayor que la frecuencia central  $B \leq f_c$

Para obtener la envolvente compleja de  $x(t)$  esta señal es descompuesta en dos componentes así:

$$\tilde{x}(t) = x_I + jx_Q(t). \quad (1)$$

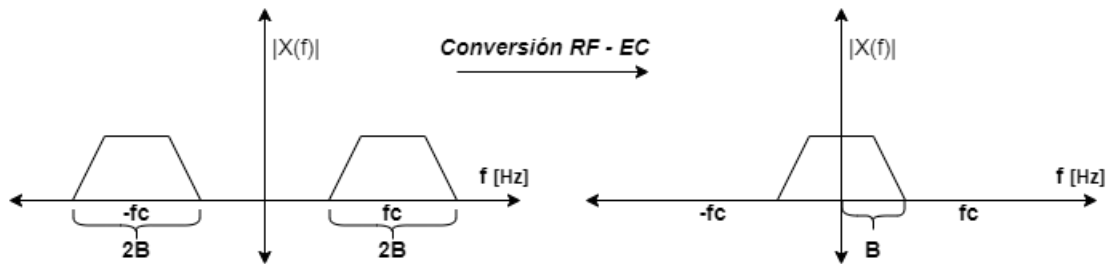
o en su representación exponencial como:

$$x(t) = R[\tilde{x}(t)\exp(j\omega_c t)]. \quad (2)$$

Así en el dominio del tiempo la expresión más genérica para una onda senoidal modulada en versión paso bandas y para su correspondiente versión banda base son las que se muestran a la izquierda y a la derecha respectivamente en la expresión 3 <sup>20</sup>.

$$A(t)\cos[2\pi f_c + Q(t)] \xrightarrow{\text{Conversion-RF-EC}} A(t)e^{jQ(t)}. \quad (3)$$

Figura 2.1. Espectro señal en paso banda y banda base



En el dominio de la frecuencia esta conversión resulta en el espectro de la señal

<sup>19</sup> Banda base

<sup>20</sup> Homero Ortega Boada y Oscar Mauricio Reyes Torres. *Comunicaciones Digitales basadas en radio definida por software*. 2017.

centrado en  $f = 0$ , con un ancho de banda  $B$  que es la mitad del ancho de banda (BW) de la señal RF en paso banda como se muestra en la figura 2.1

La envolvente compleja ofrece las siguientes características <sup>1</sup>:

- A excepción de la frecuencia central  $f_c$ , la envolvente compleja  $\tilde{x}(t)$ , dada en BB contiene toda la información disponible en la señal RF paso bandas.
- La señal RF puede ser reconstruida en su totalidad sin ningún tipo de distorsión desde su envolvente compleja.
- La envolvente compleja asegura la mínima frecuencia de muestreo alcanzable en el procesamiento de la señal digital.
- El precio a pagar por la representación en BB y la mínima frecuencia de muestreo es que la EC no es una señal real sino compleja, y todo su análisis tiene que girar en torno a dicha afirmación.

Para incorporar los conceptos de modulación digital con la envolvente compleja y como estos pueden funcionar en un equipo que implemente Radio definida por Software, hay que entender dos conceptos claves, primero Señal modulada en pasa banda: esto hace referencia a la señal portadora analógica, senoidal de frecuencia  $f_c$  la cual tiene codificado un mensaje  $m(t)$  que podría estar contenido en su fase, frecuencia, amplitud o incluso en una combinación de estos, esta señal puede ser representada en el tiempo como en 4 <sup>20</sup>.

$$y(t) = B(t)\cos(2\pi[f_c + f(t)]t + \varphi t). \quad (4)$$

Ahora para llevar este concepto a la radio definida por software, hay que enfocarse en como generar esa señal modulada en su versión banda base y esto es en efecto la envolvente compleja.

$$y_{CE}(t) = 2B(t)e^{j\varphi(t)}. \quad (5)$$

Visto desde esta perspectiva de la EC el mensaje no estaría modificando directamente parámetros de una onda portadora senoidal sino de la propia envolvente compleja de dicha onda portadora o dicho de otra manera la onda portadora en versión banda base.

**2.4.1. Modulación QPSK** Quadrature Phase Shift Keying es un tipo de modulación por desplazamiento de fase en la cual se modifica la envolvente compleja en base a la tabla de verdad 2.1 o en su representación en diagrama de constelaciones representado en la figura 2.2.

En este caso se tienen 4 puntos en el diagrama de constelación espaciados entre si  $90^\circ$ , a cada punto en la constelación se le asigna un símbolo binario de dos bits por símbolo que pueden estar codificados de diferente manera, lo más común es usar código de gray en lugar del binario tradicional debido a que este último incrementa innecesariamente la probabilidad de pérdida de Bits (BER) <sup>20</sup>.

Figura 2.2. Diagrama de constelación para la modulación QPSK

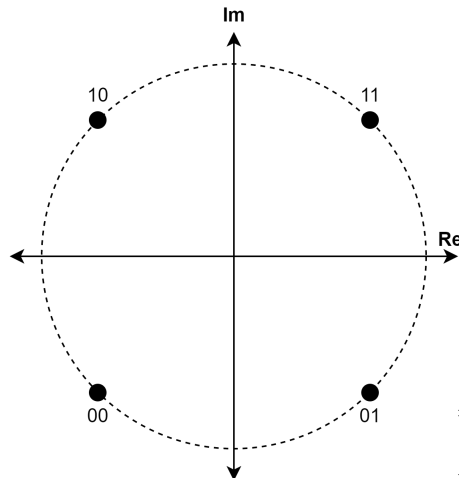


Tabla 2.1. Tabla de verdad QPSK con codificación Gray

Símbolo	bits	EC	I	Q
0	00	$Ae^{j0/4}$	-0.7071	-0.7071
1	01	$Ae^{j1/4}$	0.7071	-0.7071
2	10	$Ae^{j2/4}$	0.7071	0.7071
3	11	$Ae^{j3/4}$	-0.7071	0.7071

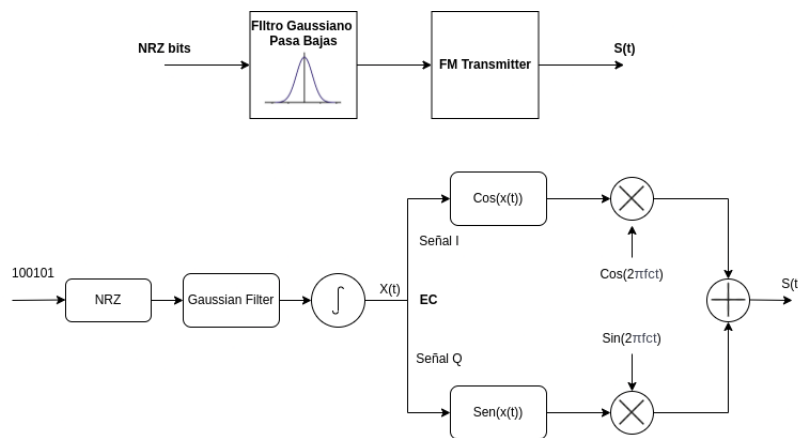
En comparación con los esquemas de modulación que transmiten un bit por símbolo, QPSK es ventajoso en términos de eficiencia de ancho de banda. Por ejemplo, imagine una señal de banda base analógica en un sistema BPSK. BPSK utiliza dos cambios de fase posibles en lugar de cuatro y, por lo tanto, solo puede transmitir un bit por símbolo. La señal de banda base tiene una frecuencia determinada y, durante cada período de símbolo, se puede transmitir un bit. Un sistema QPSK puede usar una señal de banda base de la misma frecuencia, pero transmite dos bits durante cada período de símbolo. Por lo tanto, su eficiencia de ancho de banda es (idealmente) mayor por un factor de dos.

**2.4.2. Modulación GMSK** La modulación por desplazamiento mínimo (MSK) es un tipo de modulación por desplazamiento de frecuencia de fase continua. Sin embargo, en lugar de pulsos cuadrados como utiliza OQPSK, MSK codifica cada bit

como una media senoide <sup>21</sup>, lo que da lugar a una señal de módulo constante (señal de envolvente constante), que reduce los problemas causados por la distorsión no lineal.

La modulación gaussiana por desplazamiento mínimo (GMSK) es una versión modificada de la MSK, esta implementa un filtro gaussiano utilizado para reducir el ancho de banda en banda base antes de la modulación <sup>21</sup>. Este filtro gaussiano suaviza la trayectoria de la fase de la señal MSK, limitando así las variaciones de frecuencia instantáneas. El resultado es una señal modulada en FM con un ancho de banda menor, el ancho de banda dependerá de BT que es el producto del ancho de banda del filtro gaussiano con el periodo del Bit, en la figura 2.4 se puede observar el efecto de disminuir este BT y cómo afecta este al espectro en banda base.

Figura 2.3. Diagrama de Bloques para la generación de la señal con modulación GMSK



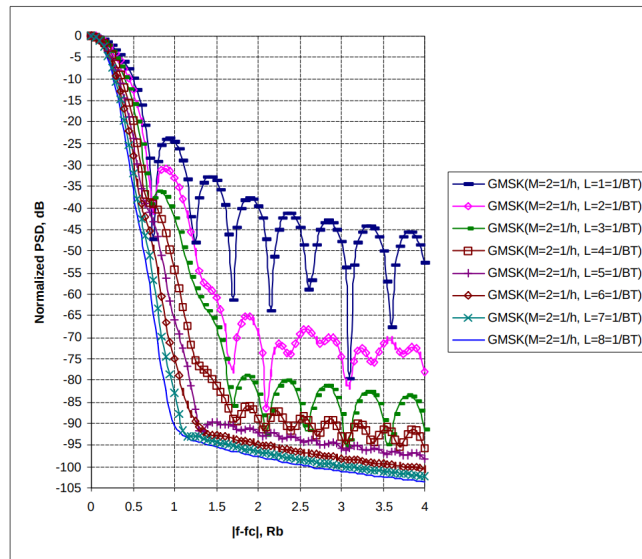
<sup>21</sup> Tsai Kuang y Lui Gee. "BINARY GMSK: CHARACTERISTICS AND PERFORMANCE". En: (1999).

Tabla 2.2. Ancho de banda respecto a BT en banda base para GMSK. Tomado de Tsai Kuang, Lui Gee, 1999

<b>BT</b>	<b>60-dB W(Rb)</b>	<b>0.99- Ancho de Banda (Rb)</b>
1	1.7	0.58
1/2	1.48	0.52
1/3	1.27	0.47
1/4	1.06	0.43
1/5	0.94	0.4
1/6	0.83	0.37
1/7	0.77	0.35
1/8	0.72	0.33

Como es de esperarse la reducción del ancho de banda que provee el filtro no es a cambio de nada, ya que el filtro gaussiano difumina los pulsos individuales en el tren de pulsos. Como consecuencia de esto en el tiempo, los pulsos adyacentes interfieren entre sí generando lo que comúnmente se denomina interferencia inter-símbolo o ISI.

Figura 2.4. PSD para una señal modulada con GMSK. Tomado de Tsai Kuang, Lui Gee, 1999



Este tipo de modulación es muy usada en comunicaciones móviles, y satelitales debido a:

- Alta eficiencia espectral.
- Buena eficiencia en términos de potencia debido a su envolvente constante.
- Reduce la interferencia con otras señales que estén en canales de frecuencia adyacentes debido a las características de su espectro.

Aun así y como ya se mencionó está también trae consigo algunas desventajas como que causa interferencia íter-símbolo por lo que se hace necesario un método de sincronización, y que esta puede requerir más potencia de transmisión en comparación algunos esquemas de modulación similares.

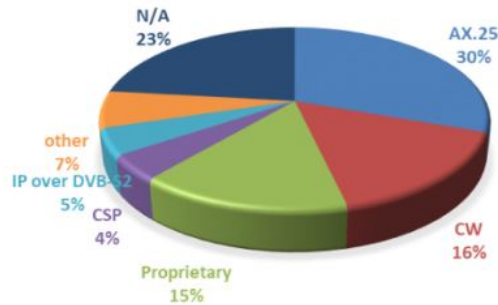
## **2.5. TELEMETRÍA Y TELECOMANDO (TM/TC)**

En el ámbito satelital la telemetría es un conjunto de datos que se encargan principalmente del seguimiento y monitoreo del estado del satélite mediante la recopilación, procesamiento y transmisión de información de los distintos subsistemas de este por medio del uso de sensores como acelerómetros, termómetros, giroscopios etc. Además de esto, también se encarga de determinar la ubicación y órbita del satélite para esto se utilizan tonos puros con el fin de medir la frecuencia de Doppler o bien secuencias pseudoaleatorias para medir el retardo sufrido <sup>5</sup>.

Todos los datos recopilados por medio de sensores o estatus de los subsistemas del satélite son digitalizados, procesados y ordenados por medio de un protocolo que generalmente es el protocolo AX.25 (ver figura 2.5) ampliamente utilizado en sistemas de comunicación satelitales, luego de esto la información es modulada y transmitida en una señal de radiofrecuencia RF, posteriormente en la parte receptora en tierra que generalmente se le denomina el Ground Station o estación terrena, recibe la señal RF transmitida por el satélite, la demodula, decodifica y obtiene la información, este tipo de sistemas son bastante comunes y es esencial que cumplan ciertas características para su funcionamiento, por ejemplo, debido a larga distancia del enlace el ancho de banda de la señal transmitida suele ser bajo, para esto generalmente se usan modulaciones digitales cuya información venga contenida en la fase o la frecuencia como pueden ser las modulaciones PSK (Modulación por Desplazamiento de fase) o FSK (Modulación por Desplazamiento de frecuencia), esto es así debido a que este tipo de modulaciones son más inmunes al ruido y consumen un menor ancho de banda.

Los sistemas TM/TC no son exclusivos de los satélites pero ciertamente estos son dependientes de ellos y son necesarios si se busca tener un correcto funcionamiento del mismo. Las funciones de estos sistemas en un satélite se pueden resumir en los siguientes puntos:

Figura 2.5. Protocolos de comunicación más usados en misiones con pequeños satélites desde 2008 - 2017. Tomado de A. Kleinschrodt, A. Freimann, et al. 2017



- Proporcionar la telemetría y telecomandos del satélite y de la carga útil que este contiene.
- Monitorear la trayectoria, órbita y funcionamiento del satélite, en caso de que algo falle podrá arreglarse con algún telecomando si es que el satélite lo permite.
- Proporcionar la información necesaria para lo que fue diseñado el satélite, si por ejemplo el satélite fue equipado con una cámara para obtener imágenes satelitales, este sistema sera el responsable de la captura y transmisión de la imagen tomada.

**2.5.1. Protocolo** Un protocolo de comunicación es un conjunto de reglas establecidas y completamente conocidas por los dispositivos que se quieren comunicar por medio de una red de comunicación, ya sea inalámbrica o por cable, este conjunto de reglas abarca desde la sintaxis o semántica de los datos transmitidos hasta la sincronización y estrategias de detección y corrección de errores.

**2.5.2. HDLC** El control de enlace de datos de alto nivel (HDLC) es una capa de enlace de datos orientada a los bits (segunda capa del modelo OSI<sup>22</sup>) que se utiliza principalmente para conectar un dispositivo con otro. HDLC no especifica la semántica completa de los campos de la trama y hay diferentes implementaciones para ellos. Este sí define cómo se transmiten los bytes, y cómo se delimita una trama. Cada trama está delimitada por un byte de bandera (0x7E) y la bandera de fin marca también el comienzo de la siguiente trama, si la hay, lo que significa que entre dos tramas consecutivas sólo aparece un byte de bandera.

Tabla 2.3. HDLC Frame

Flag	Address	Control	message	FCS	Flag
0x7E	8bits	8-16 bits	8xN bits	16 o 32 bits	0x7E

Una trama HDLC generalmente está conformada como se muestra en la tabla 2.3, los datos suelen transmitirse en octetos de bits o un byte. El FCS utiliza un CRC-CCITT de 16 bits o un CRC-32 de 32 bits calculado sobre toda la trama, excluyendo las banderas delimitadoras de la trama. La longitud y el significado del contenido de los demás campos no están definidos en la especificación HDLC. Esto permite que diferentes estándares definan diferentes semánticas y longitudes de estos campos tal como lo hace AX.25, se profundizara más acerca de esto a continuación.

**2.5.3. AX.25** El protocolo AX.25 es el protocolo más usado por radio aficionados en cuanto a sistemas satelitales se refiere <sup>23</sup>, está principalmente basado en HDLC y es una extensión del protocolo X.25 <sup>8</sup>, las transmisiones de radio basadas en

<sup>22</sup> Open Systems Interconnection model

<sup>23</sup> Yasir M.O. Abbas y Kenichi Asami. "Design of software-defined radio-based adaptable packet communication system for small satellites". En: *Aerospace* 8 (6 jun. de 2021). DOI: 10.3390/aerospace8060159.

paquetes se envían en pequeños bloques llamadas tramas, cada trama está compuesta por varios grupos más pequeños llamados campos, y a su vez cada campo está formado por un octeto que es número binario de 8 bits, que cumple una función específica, AX.25 por lo general consta de tres tipos de tramas llamadas: tramas de supervisor (S frame), tramas no numeradas (U frame) y tramas de información (I frame)<sup>24</sup>.

Todos los campos se transmiten LSB-First a excepción de la trama FCS que se transmite en MSB-First. En misiones espaciales con CubeSats se usa más que todo la trama llamada Unnumbered Information (UI), la cual se compone estructuralmente de la trama no enumerada U (Ver tabla 2.4), que se complementa con la trama I formado la trama UI, del protocolo AX.25, esta se muestra en la Tabla 2.4, esto es debido a la facilidad en su implementación y funcionalidad que ofrece.

Tabla 2.4. Construcción de la trama U

Flag	Address	Control	Info	FCS	Flag
01111110	112/224 Bits	8/16 Bits	N*8 Bits	16 Bits	01111110

Tabla 2.5. Estructura de la trama UI. Tomado de F. George, S. Billeter, M. Richard, 2015

Flag	AX.25 Transfer Frame Header (128 bits)				Information Field	Frame-Check Sequence	Flag
	Destination Address	Source Address	Control Bits	Protocol Identifier			
01111110	56	56	8	8	0-2048	16	01111110

**2.5.4. Campo Flag** Este campo es un número específico que se ubica al principio y al final de cada trama, su propósito principal es determinar el fin de una trama y el

<sup>24</sup> Florian George, Stephane Billeter y Muriel Richard. *AX.25 Telemetry and Telecommand Transfer Frames Format*. 2015.

comienzo de la otra, este campo se compone de un octal o que es lo mismo 8 bits los cuales generalmente son '01111110' o en su representación hexadecimal '0x7E', surgiría un problema si en algún otro campo de la trama llega a aparecer esta secuencia, para prevenir este problema se aplica una técnica llamada Bit stuffing que consiste en que el transmisor monitorea constantemente los campos posteriores a la bandera y si encuentra un grupo de 5 bits continuos en '1' inserta automáticamente un '0' posterior al quinto bit en '1' que encontró, y el receptor se encargará de hacer el proceso inverso, al encontrar una secuencia de 5 bits continuos en '1' el bit en '0' que está justo después del quinto bit en '1' es descartado.

**2.5.5. AX.25 Transfer Frame Header** La trama AX.25, llamada Transfer Header contiene la información necesaria para la identificación del destino y la fuente del enlace. La dirección de destino o Destination Address, se compone de 7 caracteres de 8 bits cada uno (Ver tabla 2.6), seis designados al 'callsign ( Palabra utilizada en radiocomunicaciones para designar a uno de los participantes (indicativo).)' y uno para el SSID del destino, cada campo del callsign puede estar relleno de seis letras en mayúscula, números o espacios cada uno de ellos en ASCII, si el callsign no contiene los 6 caracteres los sobrantes se deben rellenar con ceros. El SSID (Secondary Station Identifier) es un número entero de 4 bits que se encarga de identificar a una o varias estaciones que utilizan el mismo indicativo (callsign), este se ubica en los bits del 3 al 6 mientras que los demás bits tienen un valor fijo (Ver tabla 2.6).

Tabla 2.6. Trama "Destination Address"

Callsign (48 bits)		SSID
C1	C6	
X X X X X X X 0	... X X X X X X X 0	0 1 1 SSID 0

Cada carácter del callsing (C1, C2, ..., C6) se desplaza un bit a la izquierda y el LSB se establece en 0

La dirección de origen o Source Address (ver tabla 2.7) se compone del callsign y el SSID de la fuente, por ejemplo en el enlace satelital ascendente (uplink) la dirección de origen sería la estación terrena y la dirección de destino sería la del satélite con el que se pretende comunicar, en el caso de un enlace descendente (downlink) la dirección de origen sería la del satélite y la dirección de destino sería la de la estación terrena.

Tabla 2.7. Trama "Source Address"

Callsign (48 bits)		SSID
C1	C6	
X X X X X X X 0	... X X X X X X X 0	0 1 1 SSID 1

En general el campo de dirección de destino y de origen son similares lo único que cambia en su estructura es el último bit del SSID el cual para el campo de destino es '1' y para el de origen es '0' <sup>24</sup>.

El campo llamado Control Bits, identifica el tipo de trama que se está transmitiendo, para una trama UI este valor siempre estará configurado en '00000011'.

Protocol Identifier será quien identifica el protocolo, este valor sera '11110000' o (0xF0) en Hex.

**2.5.6. Campo de Información** Contiene la información que se desea transmitir en las tramas AX.25 y puede contener de 0 a 256 Bytes.

**2.5.7. Frame-Check Sequence (FCS)** Es un número de 16 bits que es calculado por el transmisor de la trama, la finalidad de este es verificar que la trama no haya sido corrompida por el medio y los efectos de propagación que este tenga. Este

número será nuevamente calculado por el receptor a medida que le lleguen tramas, si en algún caso estos números no coinciden, la trama correspondiente será desechada y se hará una petición de retransmisión para dicha trama, generalmente la opción para generar este FCS es un CRC (Cyclic Redundancy Check) calculado usando una función polinomial  $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ .

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1. \quad (6)$$

## **2.6. FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN UN CANAL INALÁMBRICO**

En muchas ocasiones, notamos que cuando se dan condiciones climáticas adversas, como lo son lluvias fuertes, presencia de niebla y demás, se entorpece y desmejora la calidad de los servicios de telecomunicaciones que se tienen en el hogar, inclusive en algunos casos se pierde la conexión por completo.

Esto obedece a los efectos que los fenómenos de propagación, que influyen fuertemente en los enlaces principalmente inalámbricos. Cuando se hace referencia a los enlaces satelitales, podemos hacernos una idea de la magnitud de la situación, ya que primero que todo estos se encuentran bastante distantes, tanto que no los tenemos a la vista, además la tierra se encuentra en movimiento todo el tiempo, el clima varía constantemente, hay influencia de los rayos solares entre otros efectos que entrarían en juego, por lo que esto llega a convertirse en un tema bastante interesante. En la siguiente sección se estudiarán algunos de los efectos más comunes que podemos tener presentes en los enlaces inalámbricos satelitales.

Para comenzar, la señal emitida por la estación terrena debe llegar hasta el receptor con potencia necesaria para garantizar una comunicación adecuada a pesar del efecto de las pérdidas, la introducción de ruido en su propagación y recepción. Es decir la relación de potencia de portadora al ruido simbolizada como C/N debe ser mayor a la mínima requerida que está definida por la sensibilidad del receptor, para

el caso de señales digitales su relación equivalente es  $E_b/N_0$ , llamada energía por bit de información transmitido entre la densidad del ruido.

En términos generales el proceso que sucederá es el siguiente:

En la estación terrena se encuentra principalmente el amplificador de potencia y la antena que irradia la señal que se desea transmitir, cuando la señal llega al satélite, se encuentra con una antena receptora y posteriormente un amplificador de bajo ruido comúnmente llamado LNA.

Tanto en el enlace de subida como de bajada la señal sufrirá una atenuación muy importante debido a la propagación en el espacio libre, también absorción en la atmósfera, por lluvia, por errores de apuntamiento o desalineación entre los ejes de las antenas de transmisión y recepción. Asimismo dentro del ancho de banda utilizado se recibirán interferencias de radiofrecuencia además de otras fuentes de ruido.

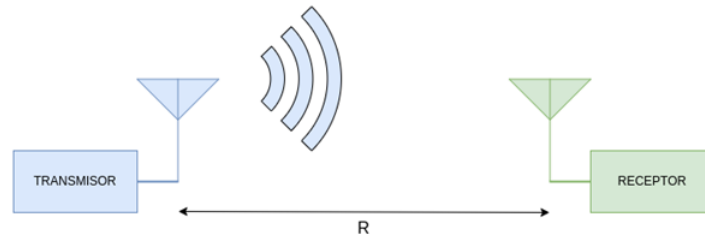
**2.6.1. Fenómeno de desvanecimiento** Es bien sabido que cuando una señal se propaga a través de un medio, está sufre algún tipo de atenuación y pérdida en su potencia con la cual fue inicialmente transmitida, este efecto se vuelve aún más notable cuando el medio por el que se propaga la onda contiene más obstáculos u otras imperfecciones que se opongan al paso de la señal.

El modelo más básico que representa la atenuación de una señal que viaja en el espacio es llamado Atenuación por Propagación en Espacio Libre conocido como FSPL <sup>25</sup>. En este efecto solamente se parte de la suposición de tener únicamente dos antenas, una antena transmisora y una antena receptora dentro de una porción vacía del espacio, separadas entre sí una distancia  $R$  que para el caso se dará en metros, de forma similar a la que se muestra en la figura 2.6.

---

<sup>25</sup> Atenuación en el espacio libre, sus siglas en inglés traducen Free-space path loss

Figura 2.6. Diagrama básico de una transmisión inalámbrica



Si la antena transmisora fuese isotrópica en vez de directiva, la potencia de transmisión  $P_t$  se repartiría uniformemente en un frente de onda esférico, donde  $r$  es la distancia desde la antena,  $F_d$  es denominado la densidad de flujo de potencia. En la imagen 2.7, se observa brevemente una representación de la forma teórica en que se irradiaría la potencia.

Figura 2.7. Radiación de una antena isotrópica. Tomado de José Antonio, 2017



A continuación se realizará una breve explicación para mostrar el origen de dicho fenómeno de propagación, todo esto partiendo desde el punto de vista de una transmisión básica e ideal, utilizando conceptos básicos sobre antenas y otros efectos físicos.

Dicho lo anterior, es claro que la potencia de transmisión se ve distribuida en toda el área superficial del círculo, como se muestra en la ecuación 7 .

$$Fd = \frac{Pt}{4\pi r^2} \left[ \frac{Watts}{m^2} \right] \quad (7)$$

Donde:

$Fd$  corresponde a la densidad de flujo de potencia.

$Pt$  corresponde al valor de la potencia irradiada.

$r$  es la distancia entre la antena del receptor y el transmisor.

Ahora hay que tener en cuenta que la antena receptora, captura una sección de potencia  $Pr$  directamente proporcional al área efectiva de recepción  $Ae$ , tal como se muestra en la ecuación 8

$$Pr = Fd * Ae [Watts] \quad (8)$$

Donde:

$Ae$  es el área efectiva que capta la antena receptora

El área efectiva para una antena isotrópica está definida en la ecuación 9

$$Ae = \frac{\lambda^2}{4\pi} = \frac{c^2}{4\pi f^2} [m^2] \quad (9)$$

Donde:  $\lambda$  es la longitud de la onda propagada.

$c$  es la velocidad de la luz

$f$  es la frecuencia de la onda propagada

Por lo tanto la potencia captada en el receptor y teniendo en cuenta las ganancias que puedan tener las antenas en caso de ser directivas y no omnidireccionales, será equivalente a

$$Pr = Fd * Ae = \frac{Pt * Gt}{4\pi * r^2} * \frac{Gr * \lambda^2}{4\pi} = PIRE * Gr * \left( \frac{\lambda}{4\pi * r} \right)^2 [Watts] \quad (10)$$

Donde:

$G_t$  y  $G_r$  corresponden a las ganancias de las antenas de transmisión y de recepción respectivamente.

$PIRE = P_t * G_t$ : Potencia Isotrópica Radiada Efectiva.

Si de la ecuación 10 nos concentramos en el factor que se encuentra entre paréntesis, es decir en el término que está elevado al cuadrado, nos encontramos que este se conoce como la ganancia debido a la propagación en el espacio libre, es decir que al hallar su inverso multiplicativo se hallará el factor que exprese las pérdidas de la propagación en espacio libre que se buscaban evidenciar. Cabe resaltar que las pérdidas por espacio libre son generalmente las más notables al realizar radio enlaces de larga distancia como los satelitales

$$FSLP = \left( \frac{4\pi * r * f}{c} \right)^2 [Watts] \quad (11)$$

Donde

$c$  corresponde a la velocidad de la luz

$r$  es la distancia entre la antena del receptor y el transmisor

$f$  es la frecuencia de la señal propagada

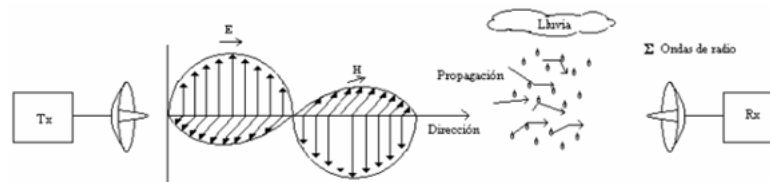
Como se puede observar en la ecuación, las pérdidas son directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de la onda que se está transmitiendo así como a la distancia que separa al transmisor del receptor.

**2.6.2. Atenuaciones por condiciones atmosféricas** Las atenuaciones de este tipo hacen referencia a las pérdidas en la señal que pueden general los efectos como la absorción, atenuaciones por lluvia, la presencia de nieve, niebla o granizo entre otras. Todos estos efectos están acompañados de variables como la altura

sobre el nivel del mar que posee la estación terrena, el ángulo de elevación de su antena, la densidad del vapor que contiene el aire entre otras.

En la imagen 2.8 se puede observar como una señal electromagnética que se propaga por un medio inalámbrico con efectos atmosféricos puede sufrir atenuaciones y desviaciones en su trayectoria inicial.

Figura 2.8. Representación de efectos atmosféricos en las ondas electromagnéticas. Tomado de S. Peredo, 2004



Para cuantificar los valores de este efecto es necesario conocer la atenuación que existe en el medio, para este caso se toman las gráficas del apéndice A del libro <sup>26</sup> que derivan de varias recomendaciones de la UIT.

Estos efectos se encuentran presentes todo el tiempo, y en general se suelen hacer más notables a medida que se aumenta la frecuencia de las ondas que se transmiten tal como se muestra en la figura 2.9.

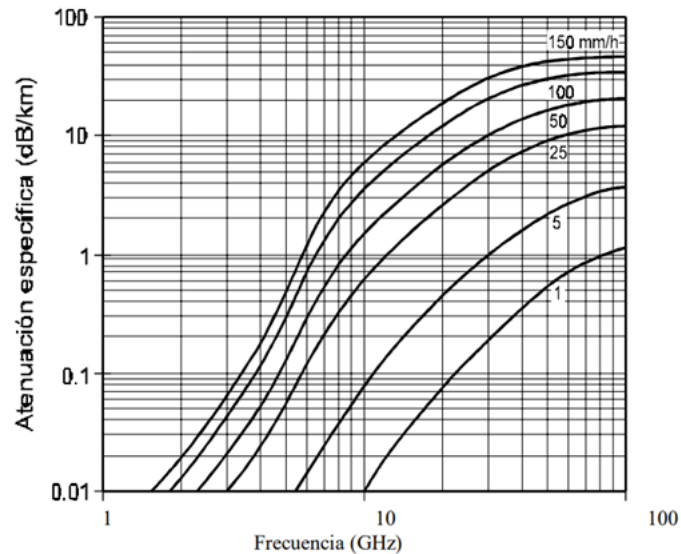
Las curvas de atenuación dependen directamente de la cantidad litros por metro cuadrado de precipitación que es lo mismo que la cantidad de milímetros de lluvia (mm) y para el caso de la figura 2.9 las unidades son de intensidad de precipitación por lo tanto estas se dan en mm/h.

Existen varias gráficas para este fenómeno, sin embargo según varios autores se concluye que puede notar que para frecuencias menores a 10 GHz las pérdidas no resultan ser tan críticas para este rango de frecuencias. Sin embargo existen tres

---

<sup>26</sup> C. Rosado. *Comunicación por satélite: principios, tecnologías y sistemas*. Colección Textos Politécnicos. Serie Telecomunicaciones. Limusa, 2002.

Figura 2.9. Absorción en la atmósfera vs frecuencia en función de la intensidad de precipitaciones. Tomado de S. Peredo, 2004



puntos de frecuencias muy importantes en los cuales la atenuación se hace demasiado fuerte debido a que en sí nos encontramos con las frecuencias de resonancia de los principales elementos y compuestos que conforman el aire, como lo son el oxígeno y el vapor de agua.

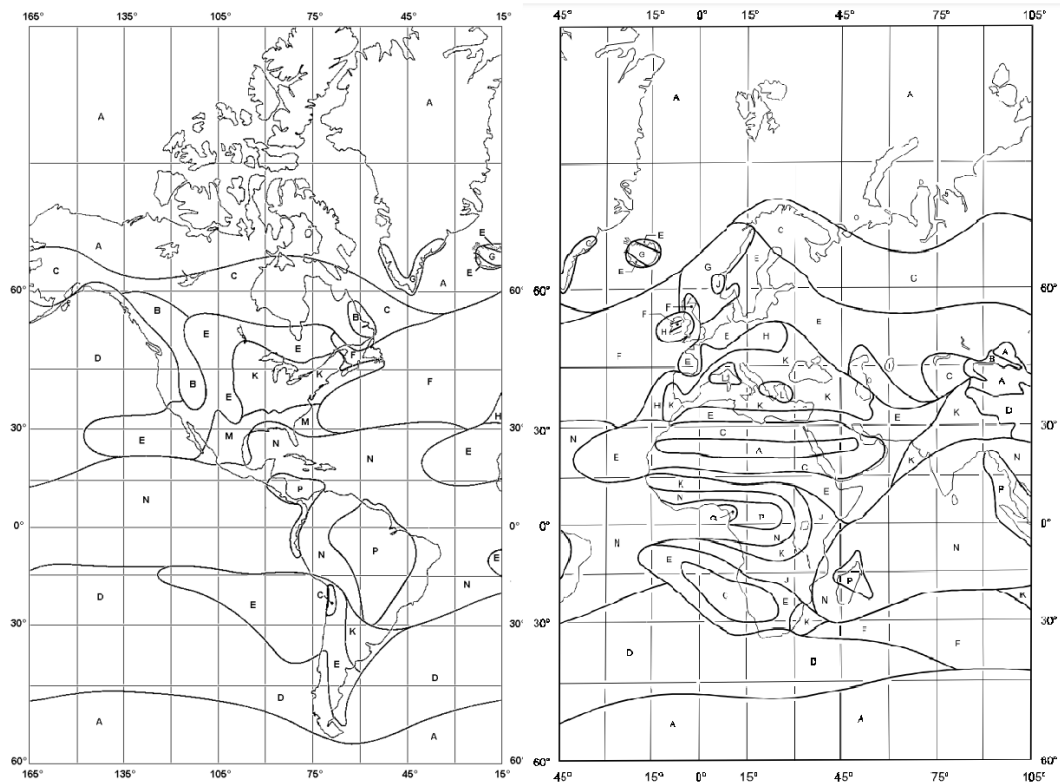
En el capítulo 3 de <sup>27</sup> se observa la respectiva gráfica en donde se ve a frecuencias aproximadas a los 22.2 GHz, 53.5 GHz y 65.2 GHz una notable pérdida de potencia, por lo que se ha decidido no tener en cuenta estas bandas de frecuencias para efectos de comunicaciones satelitales

El mapa que refleja las precipitaciones del mundo se muestra en la figura 2.10 con su respectiva tabla explicativa son fuente del Apéndice A de <sup>26</sup>, en este documento se pueden encontrar mas detalles al respecto.

---

<sup>27</sup> Sergio Peredo Álvarez. "Software para análisis del presupuesto de enlace para comunicaciones vía satélite". En: *Universidad de las Américas Puebla* (2004).

Figura 2.10. Mapa de las zonas hidro-meteorológicas, con su cuadro explicativo que refleja la Intensidad de la lluvia excedida en mm/h. Tomado de C. Rosado, 2002



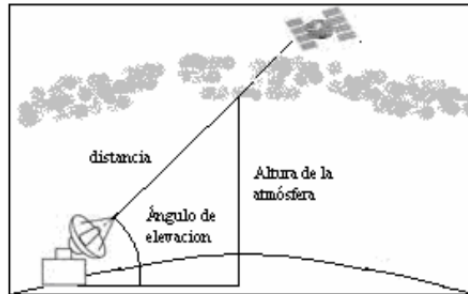
Porc. de tiempo	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
1.0	<0.1	0.5	0.7	2.1	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5	12	24
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34	49
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170

Con estos valores ya es posible calcular el índice de atenuación según la región que se desee estudiar, este índice lo llamaremos  $\alpha_{0.01}$  y se encuentra en unidades  $dB/Km$ , según <sup>28</sup> se recomienda utilizar el factor para el 0.01 % del tiempo.

<sup>28</sup> Unión Internacional de Telecomunicaciones UIT. *Recomendación UIT-R P.618-13 (12/2017) – Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas de telecomunicación Tierra-espacio.* 2017.

Para calcular la atenuación total producida se debe multiplicar este valor por la longitud que debe recorrer la señal desde la estación terrena hasta el satélite, tal como lo muestra la figura 2.11

Figura 2.11. Geometría para un enlace satelital. Tomado de S. Peredo, 2004



Suponiendo que el sistema se encuentra a una altura del nivel del mar, la distancia de altura de la atmósfera será de 10 Km.

$$d_{luzvia} = \frac{10}{\text{sen}(\beta)} [Km] \quad (12)$$

Donde:  $d_{luzvia}$  corresponde a la longitud de la trayectoria recta entre la antena transmisora el satélite.

$\beta$  corresponde al valor del ángulo de elevación de la antena .

Finalmente la atenuación total se muestra en la ecuación 13 será el producto del índice de atenuación según la región  $\alpha_{0.01}$ , con la distancia recorrida de la señal hallada en la ecuación 12.

$$A_{0.01} = \alpha_{0.01} * d_{luzvia} [dB] \quad (13)$$

**2.6.3. Centelleos troposféricos e ionosféricos** A medida que cambia la altura encontramos variaciones en la densidad de la atmósfera así como turbulencias

que traen como consecuencia variaciones en el índice de refracción de este medio y ocasionando así algo muy similar al efecto multitrayectoria. Este efecto es dependiente de la estación climática local, la frecuencia y el ángulo de elevación, la técnica empleada para mostrar el efecto del centelleo troposférico proviene de la recomendación UIT-R P.618-8 <sup>28</sup>.

Para el caso del centelleo ionosférico, este es considerablemente dependiente de las fases del ciclo de las manchas solares, la hora del día y en resumen a la afeción de rayos solares sobre la atmósfera, el mayor efecto atenuante se tiene para frecuencias muy bajas, con menor intensidad de 1 a 6 GHz, es prácticamente inexistente en frecuencias mayores, en el cuadro 2 de la recomendación UIT-R P.618-8 <sup>28</sup>, se puede observar valores correspondientes al desvanecimiento por centelleo ionosférico para frecuencias menores a 1 GHz.

Estos dos tipos de centelleos tienen en común el darse en ocasiones esporádicas y durante muy corto tiempo, por lo que es usual que en condiciones de cielo despejado no afecten los enlaces y estos se mantengan protegidos con los márgenes reservados para las condiciones de lluvias.

Otros efectos de pérdidas en la propagación relacionado con enfoque, incoherencia del frente de onda, atenuación debida a tormentas de arena y polvo se puede encontrar en <sup>28</sup>.

En <sup>29</sup> se encuentra un estudio real de la afeción de estos factores atmosféricos en los enlaces satelitales, en el que se concluye que dichos efectos tienen un bajo efecto para una población ubicada en Bolivia ya que se produjeron atenuaciones por debajo del 2 %.

#### **2.6.4. Desviaciones de fase y frecuencia**

---

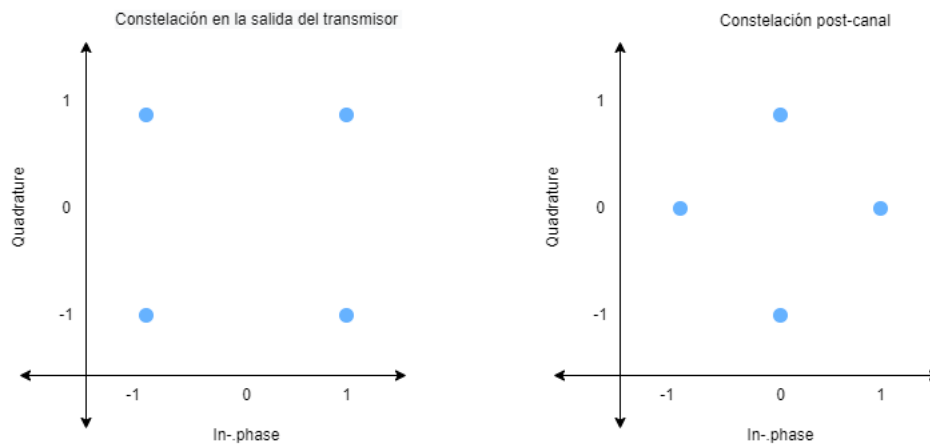
<sup>29</sup> Rossio Molina. "Estudio de los factores atmosféricos que influyen en la degradación de calidad de un enlace satelital". En: 4 (dic. de 2010), págs. 553-567.

### 2.6.4.1 Desviaciones de fase

También conocida como desviación angular, hace referencia al desfase que existe entre una señal transmitida y una señal recibida, este es un fenómeno casi obligatorio para señales que atraviesan un canal inalámbrico, o dispositivos electrónicos como circuitos de radio que se tengan en la recepción y/o transmisión.

En caso de suponer que el canal no agrega desviaciones de fase, es muy poco probable que la fase del oscilador local del Down-converter esté en fase con la del oscilador que genero la señal recibida, por lo que de igual manera se tendrán desviaciones de fase con respecto a la señal transmitida.

Figura 2.12. Representación del efecto generado por las desviaciones de fase



En el caso de analizar desde el punto de vista de los diagramas de constelación, podemos observar en la imagen 2.12 inicialmente la constelación de una modulación QPSK en el transmisor y posteriormente su constelación al atravesar un canal. Para el caso el canal añade únicamente afecciones de desviaciones de frecuencia de cuarenta y cinco grados, nótese como la constelación resultada rotada, para lograr una modulación correcta esto debe ser corregido y lograr que la constelación vuelva a su posición original.

$$Z(t) = S(t) * e^{j\theta} \quad (14)$$

En donde:

$S(t)$  es la Envolvente Compleja de la señal que el transmisor entrega al canal.

$\theta$  es el desfase que introduce el canal.

$Z(t)$  es la salida del canal.

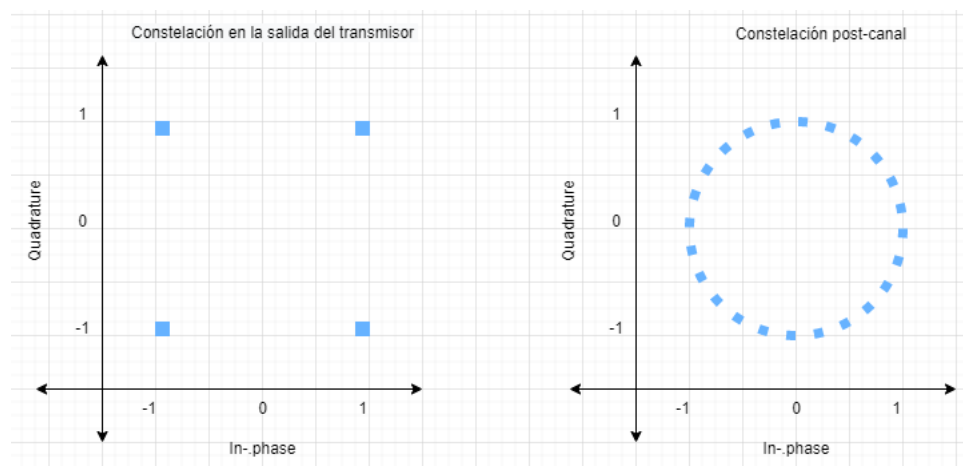
El modelo matemático que representa a una desviación angular es equivalente a realizar el producto de la señal modulada con una exponencial compleja, en donde su ángulo equivale a la fase con la que se quiere representar dicha desviación, tal como se muestra en la ecuación 14.

#### 2.6.4.2 Desviaciones de frecuencia

Las desviaciones de frecuencia dadas entre la señal que se usa en el receptor y la que finalmente llega a un receptor, es causada en su mayoría por el Efecto Doppler, que en pocas palabras es la variación en la frecuencia percibida por un emisor que se encuentra en movimiento.

También influye las imperfecciones existentes entre el oscilador local que tenga el transmisor y el receptor aunque generalmente estas variaciones suelen ser de muy pocos Hertz.

Figura 2.13. Representación del efecto generado por las desviaciones de frecuencia



Para este caso la constelación se observa como si girará constantemente, en la ima-

gen 2.13 se observa a la izquierda inicialmente la constelación de una modulación QPSK, posteriormente a la derecha se observa el comportamiento de una constelación afectada por un canal que añade efectos de desviaciones de frecuencia y además procesada por un ecualizador, es decir que la gran mayoría de sus puntos orbitan de forma cercana a un círculo de determinada amplitud.

$$Z(t) = S(t) * e^{j*2*\pi*\theta*f_{desv}*t} \quad (15)$$

En donde:

$S(t)$  es la Envolvente Compleja de la señal que el transmisor entrega al canal.

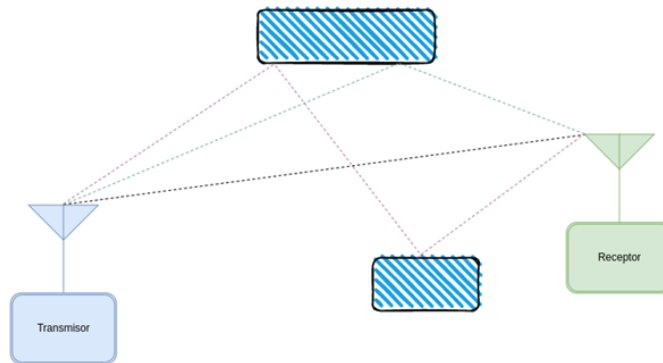
$f_{desv}$  es el desfase que introduce el canal.

$Z(t)$  es la salida del canal.

La forma de modelar las desviaciones de frecuencia, tal como lo muestra la ecuación 15 es equivalente a multiplicar la señal por una senoidal o exponencial compleja, tal como se observa en la ecuación, en donde la frecuencia de dicha senoidal es la desviación de frecuencia que introduce el canal, por ende la constelación de la señal afectada se observará rotando en sentido a favor o en contra de las manecillas del reloj según si es negativa o positiva la frecuencia respectivamente.

**2.6.5. No linealidades** Uno de los efectos que añade más no linealidades al sistema, es el efecto multitrayectoria, este consiste en las múltiples rutas que puede tomar una señal para llegar a su destino y finalmente ser captada por el receptor, debido a que entre el trayecto desde el transmisor hasta el receptor pueden haber objetos que reflejen la señal, estas se desvían y pueden tomar caminos más largos, por lo que dichas señales tomarán más tiempo y se llegarán en diferentes momentos al receptor dependiendo de la longitud total de su trayectoria, la suma de estas señales retrasadas puede ocasionar interferencias del tipo constructiva y también destructiva.

Figura 2.14. Representación del efecto multitrayectoria



En la imagen se observa una breve ilustración en la que se muestra como una señal puede tomar diversas trayectorias para llegar al receptor y sufrir varias reflexiones con objetos del entorno, y por ende recibir la misma información en instantes de tiempo distintos, ya que la señal que recorrió el trayecto mas corto, necesitará menor tiempo para llegar al receptor y a la inversa.

Este tipo de afecciones se ven reflejadas en que algunas frecuencias o rangos de frecuencias se muestran en la densidad espectral de potencia (PSD) amplificadas o atenuadas en el receptor con respecto a la PSD que se originó en el transmisor.

En la sección Multipath de <sup>30</sup>, podrá encontrar una explicación fundamentada en GNU Radio como herramienta de simulación de este efecto, sin embargo en la figura 4.9 se encuentra más detalle del tema.

Para combatir estos efectos se suele utilizar un ecualizador, el cual se encarga de nivelar en amplitud las frecuencias de la PSD en el receptor, es decir opera de forma similar a un ecualizador estéreo, por lo que se encarga de aumentar o disminuir las ganancias de cierto rango de frecuencias.

En pocas palabras el trabajo que debe desempeñar el ecualizador será generar un

---

<sup>30</sup> Wiki GNU Radio. *Guided Tutorial PSK Demodulation*. [Online] disponible: [https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided\\_Tutorial\\_PSK\\_Demodulation](https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided_Tutorial_PSK_Demodulation). 2021.

efecto inverso al del canal, en el cual se amplifican las frecuencias que en el canal se atenuaron y viceversa, todo con el fin de terminar obteniendo una PSD plana similar a la que se transmitió.

## **2.7. CUADRO NACIONAL DE ATRIBUCIÓN DE BANDAS DE FRECUENCIA EN COLOMBIA (CNABF)**

El Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencia conocido comúnmente como CNABF, es usado para la administración y control del espectro radioeléctrico ya que establece la normatividad respecto a la atribución de espectro radioeléctrico en Colombia para los servicios de radiocomunicaciones así como la distribución de sus canales, en <sup>31</sup> se puede encontrar su versión más reciente que para la fecha es del año 2021.

Según la ANE <sup>32</sup> y siguiendo el CNABF, en la página 58 de <sup>31</sup> se evidencia que para banda S están destinadas las frecuencias desde 2025 hasta 2110 MHz para comunicación Tierra-espacio y viceversa, también se puede usar la banda desde 2200 hasta 2290 MHz, es decir que para este caso, se contarán con 90 MHz como máximo de ancho de banda para realizar la comunicación entre el satélite y la estación terrena.

Según las recomendaciones del UIT-R <sup>33</sup> incorporadas por referencia Edición 2020 <sup>34</sup> establece que las actividades de los servicios científicos espaciales en la banda

---

<sup>31</sup> Unión Internacional de Telecomunicaciones UIT. *Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias*. 2021.

<sup>32</sup> Agencia Nacional del Espectro

<sup>33</sup> Sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones

<sup>34</sup> Unión Internacional de Telecomunicaciones UIT. *Reglamento de Radiocomunicaciones Recomendaciones UIT-R incorporadas por referencia*. [Online] disponible: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.44.48.es.304.pdf>. 2020.

de 2200 a 2290 MHz son más vulnerables a la interferencia que las desarrolladas en la banda 2025 a 2110 MHz dadas las antenas de elevada ganancia de los satélites geoestacionarios de retransmisión de datos, por ende lo ideal es establecer las frecuencias de 2025 a 2110 MHz para comunicación tierra-espacio y espacio- tierra tal como lo establece el CNABF. Sin embargo las pruebas realizadas con el prototipo se hicieron en la banda de 2200 a 2290 MHz, esto debido a que a dicha frecuencia el hardware cuenta con una mayor respuesta como se mencionara en la sección de software y hardware ??.

El presente trabajo de investigación pretende contribuir con un prototipo de sistema de comunicación satelital que se pueda prestar para fines investigativos y pedagógicos, para el diseño del mismo se respetarán las normas del uso del espectro radioeléctrico. Para ello se recurre a la resolución número 0000105 del 27 de marzo de 2020 de la ANE <sup>35</sup>, en su capítulo 6 se expresan ciertas limitaciones para el manejo del rango de frecuencia de interés, posteriormente en CLM 23 del título 5 notas nacionales del CNABF se establece que para frecuencias mayores a 1GHz se haga cumplimiento al Artículo 21 del Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT <sup>36, 37</sup>, en dicho artículo se fijan los valores de PIRE <sup>38</sup> para aplicaciones espaciales y también se dan detalles sobre las limitaciones en potencia sobre las estaciones terrenas, además de limitaciones en potencia se tendrán en cuenta las respectivas limitaciones de ancho de banda y por ende limitaciones en la velocidad de trans-

---

<sup>35</sup> Agencia Nacional del Espectro ANE. *Resolución número 0000105 del 27 de marzo de 2020*. [Online] disponible: <https://www.ane.gov.co>. 2020.

<sup>36</sup> Unión Internacional de Telecomunicaciones

<sup>37</sup> Unión Internacional de Telecomunicaciones UIT. *Reglamento de Radiocomunicaciones. Artículos*. [Online] disponible: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1.43.48.es.301.pdf>. 2016.

<sup>38</sup> Potencia Isotrópica Radiada Equivalente

misión y recepción de los datos. También, se deben considerar los fenómenos y efectos de propagación en su forma más básica.

### **3. SOFTWARE Y HARDWARE**

El concepto de SDR se basa en dos componentes principales el hardware y el software, el principal objetivo es que un sistema de radio difusión sea flexible, adaptable y escalable en el tiempo, esto se logra teniendo un hardware que se encargue de la captura y digitalización de la señales de radiofrecuencia en la parte receptora a través de una antena, y de parte de la transmisión se encargue de producir una versión analógica de la señal digital que se genera en el software.

El hardware y el software son los elementos constitutivos de la radio definida por software y el uso correcto de estos deriva en sistemas de comunicaciones bastante flexibles, donde en el transmisor, receptor o su esquema de modulación y procesamiento de información pueden ser cambiados dinámicamente, además de las señales transmitidas y recibidas pueden ser usadas también para pruebas del mismo sistema de comunicación, estas pueden realizarse paralelamente a la propia comunicación de radio, es decir, sin interrumpir la comunicación. Esas son solo algunas de las ventajas que tiene el usar esta tecnología en sistemas de comunicación, lo que lo hace ideal para ejecutar proyectos científicos y de prueba en este campo.

#### **3.1. GNU RADIO**

En el apartado de software hay diversas opciones que están disponibles, básicamente lo que se busca es hacer uso del Digital signal processing DSP, hay varios lenguajes de programación que nos permiten esto de los cuales destacan Python, Matlab O incluso C++, luego hay diferentes aplicaciones como GNU Radio que son un conjunto de herramientas de desarrollo de software open source que proporciona bloques de procesamiento de señales para implementar SDR, haciendo uso o no de hardware tal como un USRP, el uso sin hardware se refiere a un entorno de simu-

lación gráfico de sistemas de radio llamado Graphical radio companion GRC que nos permite crear flujogramas de DSP enfocadas a señales de radio, en el caso de GNU Radio estos flujogramas son escritos en el lenguaje de Python mientras que los propios bloques de dicho flujograma son escritos en su mayoría en C++, esto debido a que la programación con Python no está muy optimizada para una ejecución rápida, por esta razón cada bloque es escrito en lenguaje de C++ que es muy popular por su rapidez, toda esta interfaz e implementación brinda ventajas para una instanciación y conexión de bloques que dan lugar a flujogramas complejos con un rendimiento óptimo. Cada bloque en GNU Radio brinda una utilidad desde simples operaciones aritméticas hasta complejas aplicaciones como filtrado digital, integrales, codificación de canal así como muchas otras aplicaciones en comunicaciones. Aunque ciertamente GNU Radio es uno de los entornos de desarrollo más populares, existen otros como Simulink de MATLAB o LabVIEW de National Instruments, elegir uno u otro dependerá netamente del desarrollador y si se quiere usar con hardware, de la compatibilidad y soporte que brinde el equipo que se use con cada uno de los entornos de desarrollo disponibles.

### 3.2. HACKRF ONE

Figura 3.1. Transceptor de radio definido por software Hack RF One. Tomado de Great Scott, 2021



Para realizar la implementación, se hizo uso del dispositivo de radio definido por software, HackRF One, el cual es un transceptor semiduplex, fabricado por Great Scott Gadgets. Cabe resaltar que el dispositivo incluye un cable con puerto USB tipo A y USB micro B, dicho cable es notablemente corto y en caso de utilizar uno más largo, dicho cable deberá incorporar su respectivo núcleo de ferrita para filtrar el ruido inducido, el sitio oficial del fabricante donde se puede encontrar más información se encuentra en <sup>7</sup>.

### **Características, puertos y periféricos del HackRF One**

- Es capaz de transmitir o recibir en un rango de frecuencia de 1 MHz a 6 GHz, con una potencia máxima de hasta 15 dBm, según la frecuencia en la que se transmita, tal como se muestra en la tabla 3.1

Tabla 3.1. Potencia de Transmisión HackRF One.

<b>Rango de frecuencia [MHz]</b>	<b>Rango de potencia [dBm]</b>
10 - 2150	5 a 15
2150 - 2750	13 a 15
2750 - 4000	0 a 15
4000 - 6000	-10 a 0

- Este dispositivo tiene como máximo la capacidad de tomar 20 Millones de muestras por segundo.
- Posee puerto Micro USB tipo B, soporta USB 2.0 de alta velocidad, por el cual se comunica con el equipo portador del software por lo que la velocidad de muestreo que alcance depende del tipo de controlador USB 2.0 que tenga el computador al que se conecte, además que mediante este mismo puerto recibe su alimentación.

- Resolución de 8 bits, lo que se traduce en un muestreo de las señales con 8 bits para la componente en fase y 8 bits para la componente en cuadratura.
- Cuenta con varias etapas de ganancia configurables desde el software, 2 etapas de amplificación para transmisión y 3 etapas para la recepción.
- Permite la configuración por software el filtrado para señal en banda base, con un ancho de banda máximo de 28 MHz, y con una caída de 3dB al prolongarse hasta los 30 Mhz.
- Tiene conector SMA <sup>39</sup> hembra para la antena, cuya alimentación puede ser controlada por el software y será como máximo de 50 mA a 3.3 V, además de poseer conectores de este tipo, tanto de entrada como de salida, para poder sincronizar la señal de reloj con ánimo de reducir problemas de jitter.

Un análisis mucho más profundo sobre las características, capacidades y posibles mejoras a realizar en este transceptor se pueden encontrar en el trabajo <sup>40</sup>

A continuación en la imagen 3.2 se muestra el diagrama de bloques que representa el hardware del HackRF One

Según el diagrama de bloques mostrado para el HackRF One, podemos destacar las siguientes secciones del hardware.

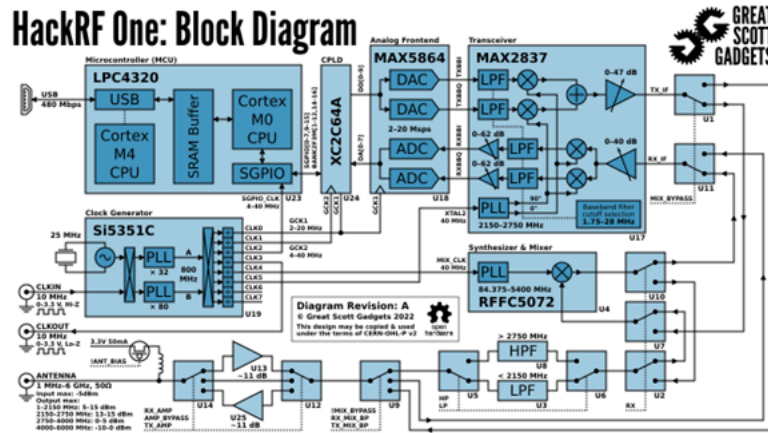
**Transceptor MAX2837:** Este transceptor fue diseñado para sistemas de banda ancha inalámbrica, con un rango de frecuencias que originalmente va desde 2.3 GHz hasta los 2.7 GHz, es decir que como receptor se encargara de recepción de RF a

---

<sup>39</sup> SubMiniature version A, tipo de conector roscado usado en cables coaxiales y aplicaciones de radiofrecuencia

<sup>40</sup> Jorge Rodríguez de Haro. *Análisis software y hardware del SDR HackRF One*. GranaSAT: Grupo de Electrónica Aeroespacial., nov. de 2017.

Figura 3.2. Diagrama de bloques HackRF One. Tomado de Great Scott, 2022



banda base, y como transmisor llevara la señal de banda base a RF, <sup>41</sup>.

**El ADC/DAC MAX5864:** es un convertor de bajo consumo será el encargado de realizar las conversiones de analógico a digital y viceversa. Posee un DAC <sup>42</sup> dual con una resolución de 10 Bits y un ADC <sup>43</sup> dual con una resolución de 8 Bits, <sup>44</sup>

**El Sintetizador y mezclador RFFC5072:** Este dispositivo sintetizador VCO <sup>45</sup> sera el encargado de realizar la generación de señales senoidales y conversión ascendente de las señales RF. Este dispositivo puede generar señales en su oscilador local con un rango de frecuencias que va desde los 85MHz hasta los 4200 MHz y un paso típico de 1,5 Hz. Con respecto al mezclador, su rango de frecuencias inicia desde los 30 MHz y se extiende hasta los 6000 MHz, siendo este el rango que puede tomar las señales RF en el HackRF One. Funciona con una fuente de alimentación

<sup>41</sup> maxim integrated. *Datasheet MAX2837*. 2015.

<sup>42</sup> Convertor de tipo analógico a digital

<sup>43</sup> Convertor de tipo digital a analógico

<sup>44</sup> maxim integrated. *Datasheet MAX8564*. 2017.

<sup>45</sup> Oscilador controlado por voltaje

que puede ir desde los 2,7 hasta los 3,3 voltios, <sup>46</sup>

### **3.3. ANTENAS**

#### **ANT500**

Una de las antenas más recomendadas por el fabricante del dispositivo Hack RF Great Scott Gadgets, es la ANT500. Esta antena es del tipo telescópica, que puede operar desde los 75 MHz hasta alcanzar 1Ghz, su largo total es variable desde los 20 hasta 88 centímetros, su resistencia es de 50 ohmios, por lo que está diseñada para sistemas con dicha impedancia característica. Debido a que la frecuencia máxima de trabajo de esta antena está muy por debajo de las frecuencias de trabajo, se utilizó única y exclusivamente para hacer pruebas dentro de la banda de 430 MHz a 440 MHz que está disponible para radioaficionados según la CNABF <sup>31</sup>.

#### **Antena dipolo omnidireccional de 2.4 GHz**

Según lo planteado en el proyecto, el sistema deberá transmitir en los rangos establecidos para la banda S, es decir entre 2 GHz y 4Ghz. En este rango de frecuencias es muy común la frecuencia de 2.4 GHz, ya que es muy utilizada para otros protocolos de comunicación como lo son el Wi-Fi, Bluetooth, entre otras. Por ello hay mayor facilidad de encontrar dispositivos para dicha frecuencia, por cuestiones de practicidad se utilizó una antena de un router, su referencia es TL-ANT2405CL <sup>47</sup>, dicha antena está pensada para operar principalmente en la banda de 2.4 GHz a 2.5 GHz sin embargo si se usa en frecuencias cercanas a esta banda también podrá transmitir aunque con algo menos de ganancia lo cual no es un impedimento debido a que las pruebas que se realizarán con el prototipo serán a corta distancia, es una

---

<sup>46</sup> qorvo. *Datasheet RFFC5072, 85 - 4200 MHz Wideband Synthesizer / VCO with Integrated 6 GHz RF Mixer.*

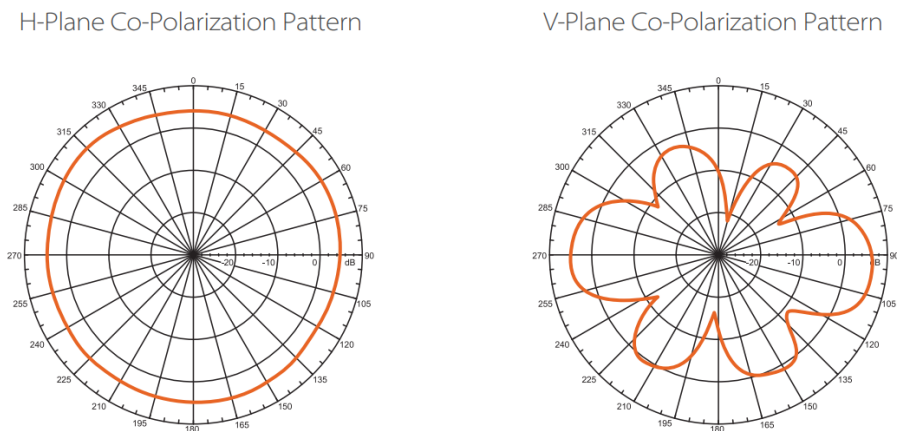
<sup>47</sup> TP-LINK. *TL-ANT2405CL 2.4GHz 5dBi Indoor Omni-directional Antenna.* 2011.

antena omnidireccional con una ganancia de 5dBi y 50 ohmios de impedancia al igual que el dispositivo SDR lo que permite un acople adecuado.

Debido a que el conector de la antena es RP-SMA <sup>48</sup> del tipo hembra, es necesario usar un adaptador para poder conectarla al dispositivo, en este caso el adaptador a utilizar fue de RP-SMA hembra a SMA macho.

La antena utilizada es de polarización lineal, la mayor desventaja que presenta el uso de este tipos de antenas es el efecto multitrayectoria debido a los rebotes e interferencias que puede haber en la señal transmitida, esto repercutirá en el procesamiento que se debe hacer con la señal al ser capturada por el receptor.

Figura 3.3. Patrón de radiación de la antena TL-ANT2405CL. Tomado de TP-LINK, 2011



Dicho en pocas y resumidas palabras, el patrón de radiación de la antena utilizada es similar al de una dona que se forma centrada en el eje de dicha antena, en la hoja de datos se puede observar la figura 3.3 en la que se muestra el patrón de radiación tanto para el eje horizontal como vertical.

Cabe resaltar que el tipo de antenas usadas en aplicaciones satelitales generalmen-

---

<sup>48</sup> Conector SMA descrito con anterioridad con la característica que su polaridad está invertida

te son de polarización circular, esto debido a que el satélite permanece en constante movimiento y es muy difícil mantener una alineación perfecta entre los planos de las antenas obteniendo las menores pérdidas.

Debido a lo expuesto en la tabla 3.1 con respecto a la potencia que es capaz de transmitir el dispositivo Hack RF One y a las antenas que se utilizaran, es conveniente realizar la transmisión de la información a la frecuencia lo más cercana posible a los 2400 MHz, por ello se utilizara la banda de 2200 a 2290 MHz en lugar de la banda de 2025 a 2110 MHz, ya que estas son las bandas disponibles para esta aplicación según el CNABF.

Otra de las razones para elegir esta banda es que según <sup>10</sup> se observa que la mayoría de los CubeSat que operan en banda S lo hacen en la banda de 2.2 GHz a 2.5 GHz.

**NOTA** La versión del software GNU Radio más actual hasta la fecha es la versión 3.10

Los equipos de cómputo utilizados para el proyecto tienen las siguientes especificaciones:

Para el transmisor: Procesador Intel Core i5 8250 U, memoria RAM de 12 GB, y sistema operativo Ubuntu 22.04 LTS.

Para el receptor: Procesador Intel Core i7 8700, memoria RAM de 8 GB, y sistema operativo Ubuntu 22.04 LTS.

## **4. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON ESQUEMA DE MODULACIÓN QPSK**

En este capítulo se explica detalladamente el proceso de diseño, simulación e implementación con Hardware del sistema de comunicaciones, usando un esquema de modulación QPSK, en el cual se analizan las diversas opciones con las que cuenta GNU Radio para la implementación de la modulación, demodulación, codificación, decodificación, técnicas para el tratamiento de la señal recibida afectada por los diversos fenómenos del canal y las soluciones que ofrece GNU Radio como lo pueden ser el Linear Equalizer, el Polyphase Clock Sync, Costas Loop entre otros.

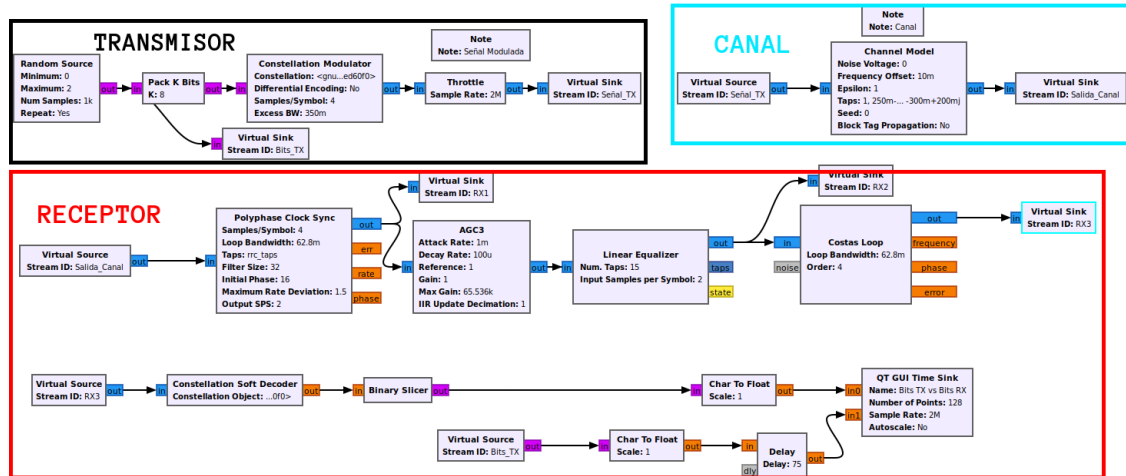
En el proceso de diseño se identificaron tres etapas claves para la realización de nuestro sistema, las cuales son:

1. Diseño y simulación del Transmisor.
2. Diseño y simulación del canal y Receptor.
3. Implementación del sistema (transmisor y receptor) usando el Hack RF One.

### **4.1. CANAL SIMULADO**

El Flujograma de GNU Radio el cual muestra la totalidad de los bloques usados en nuestro sistema en el entorno de simulación, y resaltado en colores los tres componentes claves, se muestra en la figura 4.1

Figura 4.1. Flujograma canal Simulado QPSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor



**4.1.1. Diseño y simulación del transmisor** El transmisor en un sistema de comunicaciones es el encargado de transmitir la información la cual puede ser un texto, una imagen, un documento, etc. toda esta información al ser digital es en esencia, bits, unos o ceros, por ende, la finalidad de este diseño para empezar es que sea capaz de transmitir unos y ceros los cuales serán modulados usando el esquema QPSK.

Con el objetivo de definir en primera instancia parámetros y variables claves de todo sistema de radio digital, se precisa lo siguiente:

- Frecuencia de muestreo  $F_s = 2[MHz]$ , que hace referencia al número de muestras que se toman en un segundo.
- Muestras por símbolo  $Sps = 4$ , Sps define las muestras que se le asignarán a cada símbolo a transmitir.
- Bits por símbolo (bps), calculado con la ecuación 16, donde M representa los niveles de una señal M - aria, si la señal es Binaria, M sería igual a dos dado a

que solo tiene dos posibles niveles "1" o "0", para el caso de QPSK M es igual a 4 dando como resultado 2

$$bps = \text{Log}_2(M) \quad (16)$$

Con esos datos entonces podemos determinar la tasa de transferencia de símbolos con la expresión 17 dando como resultado 500[Kbauds].

$$R_s = \frac{F_s}{Sps} = \frac{2[M \frac{\text{muestras}}{s}]}{4[\frac{\text{muestras}}{\text{simbolo}}]} = 500[\text{Kbauds}] \quad (17)$$

$R_s$  representa entonces el número de símbolos que se transfieren en un segundo, para calcular la tasa de transferencia de bits es tan fácil como multiplicar  $R_s$  por bps dando como resultado  $1[M \frac{\text{bit}}{s}]$  ecuación 18.

$$R_b = R_s * bps = 1[M \frac{\text{bit}}{s}] \quad (18)$$

Para comenzar se hace necesario la generación de bits con el fin de tener datos para transmitir, esto lo logramos con el bloque Random Source el cual se puede ver en la figura 4.1 en la parte del transmisor, este bloque genera una secuencia aleatoria de bits los cuales usaremos en una primera instancia para las pruebas de nuestro transmisor QPSK en un entorno simulado.

**4.1.2. Formación de pulsos y modulación QPSK** En las comunicaciones digitales es necesario darle una forma a los bits con el objetivo de que la señal transmitida se adapte mejor a su propósito o al canal de comunicación, normalmente limitando el ancho de banda efectivo de la transmisión, este proceso es llamado la formación de pulsos y es logrado gracias a un filtro formador de pulsos (FIR), hay diversos tipos de FIR, el rectangular, Nyquist, el coseno alzado (RC) o el de raíz de coseno alzado (RRC) entre otros, para nuestro sistema se decidió usar un FIR del tipo RRC

este filtro es usado para que en conjunto con el filtro de acoplamiento el cual es un filtro RRC exactamente igual se logre mitigar el efecto del ruido blanco Gaussiano aditivo propio del canal (Fenómeno de propagación)<sup>20</sup>, la respuesta combinada, es decir, el producto de estos dos filtros, el FIR y el filtro de acoplamiento es la de un filtro coseno alzado (RC)  $H_{RC}(f) = H_{RRC}(f) * H_{RRC}(f)$  y el cual su ancho de banda viene dado por la ecuación 19.

$$W = R_s(0.5 + \frac{\alpha}{2}). \quad (19)$$

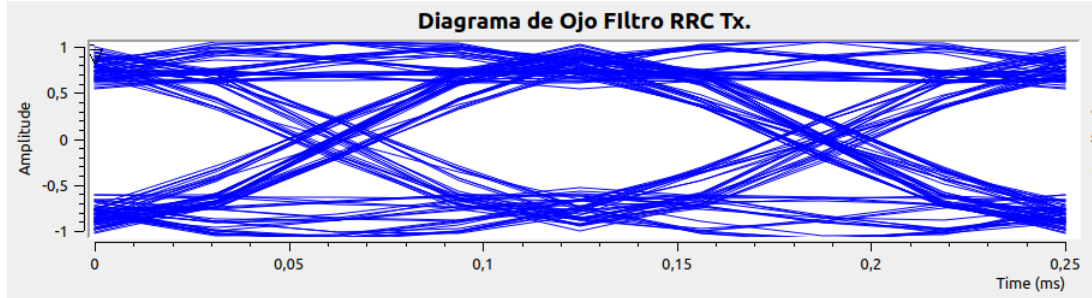
Donde:

- $R_s$  es la tasa de transferencia de símbolos.
- $\alpha$  Exceso de ancho de banda.

El filtro RRC es comúnmente usado debido a que como ya habíamos mencionado anteriormente logra mitigar el efecto del ruido blanco en un canal y esta característica es clave cuando la intención es realizar un radio-enlace inalámbrico como es nuestro caso, esto viene con la restricción de que se tiene que implementar obligatoriamente un filtro de acoplamiento en el receptor debido a que y como se puede ver en el diagrama de ojo mostrada en la figura 4.2, este no cuenta con un momento libre de interferencia ínter símbolo (ISI) en la parte transmisora, esto es un comportamiento esperado, al canal esto realmente no le importa, ya será función del receptor poder corregirlo y lograr una sincronización para recuperar satisfactoriamente la señal transmitida, se abordara este tema más adelante cuando hablemos de las técnicas usadas para el tratamiento de la señal recibida en el receptor.

Para la implementación de un filtro RRC en el dominio, GNU Radio provee un bloque que hace esto por nosotros y genera el los taps del filtro RRC automáticamente por lo cual no es necesario implementarlo en código.

Figura 4.2. Diagrama de ojo de la envolvente compleja con FIR RRC en el transmisor



Con la ecuación 19 se calcula el ancho de banda en banda base que ocupará la señal modulada, se eligió un  $\alpha$  de 0.35 debido a que no aumenta mucho el ancho de banda mínimo, y es un filtro que puede ser implementado en la realidad sin mayor problema, así el ancho de banda en banda base ( $W$ ) se calcula en 20.

$$W = 500E^3\left(0.5 + \frac{0.35}{2}\right) = 337.5[KHz]. \quad (20)$$

El ancho de banda de la señal RF viene dado por la expresión 21

$$BW = 2 * W = 2 * 337.5[KHz] = 675[KHz] \quad (21)$$

Para resumir los parámetros fundamentales para realizar un sistema de comunicaciones con un esquema de modulación QPSK se pueden ver en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Parámetros del sistema

	$F_s[\frac{muestras}{s}]$	<b>sps</b>	$W[KHz]$	$BW[KHz]$	$R_b[\frac{bits}{s}]$	$R_s[bauds]$
QPSK	2,000,000	4	337.5	675	1,000,000	500,000

Para realizar la modulación QPSK se usa el bloque Constellation Modulator (ver figura 4.1), este bloque pide como parámetros un Object Constellation, este objeto es el encargado de decirle a nuestro modulador que tipo de modulación queremos

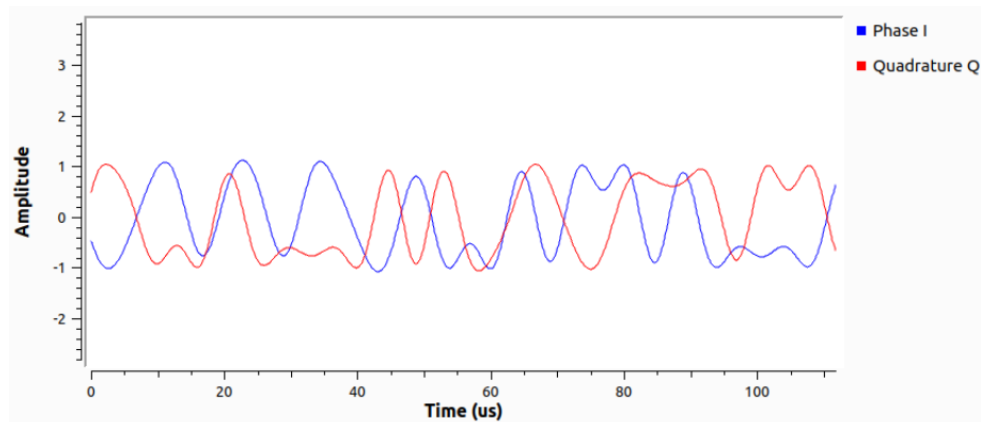
realizar y define tanto como los puntos en el diagrama (Constellation Points) como los respectivos símbolos que representan (Symbol Map), esto valores hacen referencia a la tabla de verdad que se puede ver en la Tabla 2.1 y en las cuales habíamos definido un tipo de codificación Gray para los símbolos, además de los puntos de constelación correspondientes a la modulación QPSK. Este bloque también requiere definir las muestras por símbolo (Samples/Symbol), y el exceso de ancho de banda, este último debido a que este se encarga también de realizar la formación de pulsos usando un FIR RRC como ya se había definido anteriormente, todos los parámetros y sus valores están resumidos en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Parámetros de los bloques Constellation Object y Constellation Modulator de GNU Radio

<b>Constellation Object</b>		<b>Constellation Modulator</b>	
ID	qpsk	Constellation ID	qpsk
Symbol Map	[0,1,2,3]	Differential Encoding	No
Constellation Points	Ver tabla 2.1	Sample/Symbol	4
Soft Decision Lut	auto	Excess BW	0.35

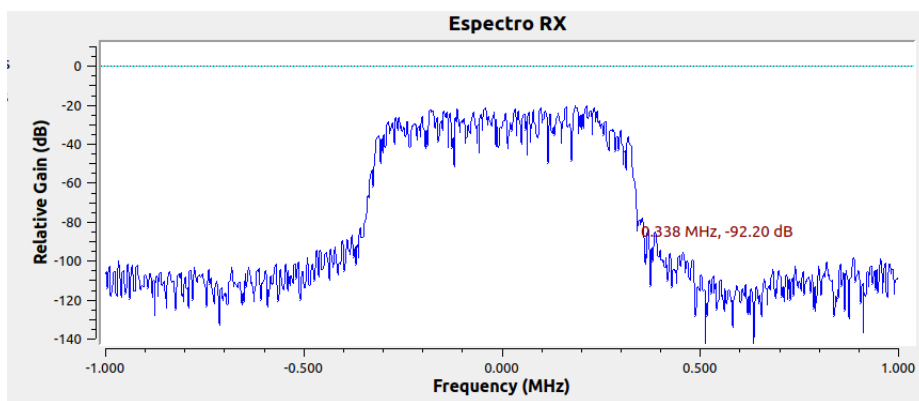
Al bloque Constellation Modulator entran cadenas de bytes por ende es necesario el bloque Pack K bits a su entrada con un valor de 8, y a su salida se tiene la señal compleja modulada en banda base o en otras palabras la envolvente compleja, esta señal en el tiempo se puede observar en la figura 4.3, recordemos que al ser compleja esta tiene su representación en fase (azul) y en cuadratura (roja), su forma es dada por el filtro formador de pulsos RRC que está representado en la ecuación tal.

Figura 4.3. Envoltura compleja QPSK con un FIR RRC



El ancho de banda en banda base calculado con las especificaciones dadas de 337.5 KHz podemos comprobar esto en la simulación viendo el espectro de la señal a la salida del bloque constellation modulator, este se puede ver en la figura 4.4 y como se puede evidenciar este coincide con el ancho de banda esperado calculado teóricamente.

Figura 4.4. Espectro señal modulada en QPSK



**4.1.3. El canal** Para Simular el canal, GNU Radio proporciona un bloque llamado Channel Model el cual permite evaluar, diseñar y testear nuestro sistema en presencia de ruido blanco Gaussiano, desviaciones de fase y frecuencia, y no linealidades de canal.

**4.1.4. El receptor** A este componente le entra la señal modulada en banda base afectada por los fenómenos de propagación propios de un canal inalámbrico, se mostrarán las técnicas para el tratamiento de la envolvente compleja, como los efectos de propagación afectan a la constelación y cómo estas técnicas intentan solucionarlo, además los bloques usados para demodulación y decodificación del mensaje enviado.

**4.1.5. Sincronización de reloj** Para comenzar el proceso de la recuperación de la información, se inicia por la sincronización de reloj, también conocida como timing, timing recovery o clock synchronization, para ello se hace uso de la técnica de recuperación de reloj polifásico, que se puede encontrar en *Multirate Signal Processing for Communications System* <sup>49</sup>

En este punto la información se recibe después de haber atravesado todo el proceso de transmisión y afrontar las condiciones del canal, por lo que los símbolos se verán con la forma que les dió el filtro RRC <sup>50</sup>. Vistos en el tiempo esto es equivalente a tener varias señales Sinc <sup>51</sup>, una cerca de otra, cabe resaltar que el mejor momento para muestrear es en el cual la función Sinc de interés tiene amplitud máxima y a su vez los lóbulos de las otras señales tienden cero, la figura 4.5 muestra esta situación descrita.

En esta figura se observan varios símbolos en el dominio del tiempo después de atravesar un filtro formador del tipo RRC, se puede observar que los lóbulos laterales de las funciones Sinc pueden interferir con los de otros símbolos

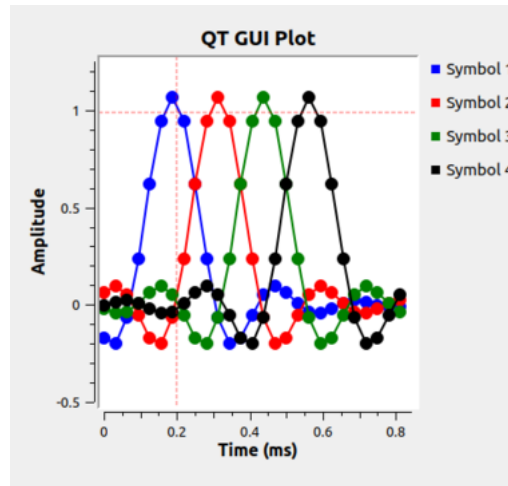
---

<sup>49</sup> harris, fred, Rice y Malinda. "Multirate digital filters for symbol timing synchronization in software defined radios". En: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 19 (ene. de 2002), págs. 2346 -2357. DOI: 10.1109/49.974601.

<sup>50</sup> Raíz de coseno alzado

<sup>51</sup> Señal seno cardinal

Figura 4.5. Símbolos de un mensaje digital en el tiempo luego de atravesar un filtro RRC. Tomado de Wiki GNU Radio, 2021



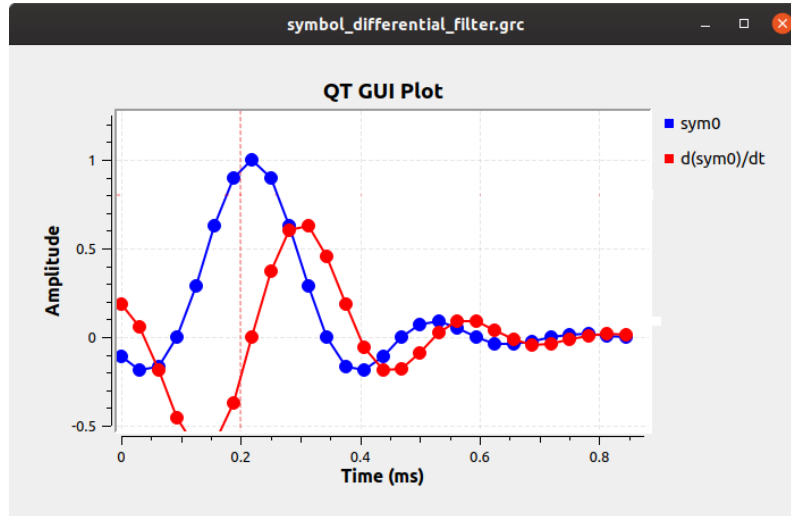
El Polyphase Clock Sync en términos generales, es un bloque que ofrece GNU Radio para realizar la sincronización de reloj para las señales PAM <sup>52</sup>, esto lo hace aplicando otro filtro también de forma RRC que es conocido como el filtro de acoplamiento y usando la derivada para seleccionar el mejor instante de muestreo. Es por ello que el bloque cuenta con dos bancos de filtros, uno de ellos contiene el filtro adaptativo de la señal, es decir con la forma del filtro RRC, sin embargo cada uno de estos tiene una fase diferente a la del filtro, es decir que visto desde el dominio del tiempo, esto sería el equivalente a tener varias señales con forma de Sinc y distintos desplazamientos. El segundo banco contiene las derivadas del banco mencionado anteriormente, partiendo de que la derivada de la señal Sinc toma el valor de cero en donde dicha señal original es máxima, se busca encontrar dicho punto para poder muestrear la señal en su punto máximo y tomar así las muestras en donde se encuentra la mayor energía de símbolo.

En la figura 4.6 se observa la representación de un símbolo que ha atravesado dos

---

<sup>52</sup> Modulación por amplitud de pulsos

Figura 4.6. Gráfica en el dominio del tiempo de un símbolo y su señal derivada. Tomado de Wiki GNU Radio, 2021



filtros RRC en color azul y su derivada en color rojo, nótese cómo en cierto punto que la amplitud de la derivada es cero la amplitud del símbolo es máxima.

Sin embargo, es probable que no se tenga una muestra justo en donde la función derivada es cero, por ende, este banco de filtros cuenta con varias señales con diferentes desfases.

Basado en esta lógica se establece una ecuación de error que nos dirá que tan cerca o lejos nos encontramos de obtener cero en la función derivada y posteriormente se realiza un proceso iterativo para poder encontrar la dicha ubicación en donde a su vez es máxima la función Sinc y el momento más adecuado para la toma de sus muestras, la descripción más detallada sobre este procedimiento se encuentra en la respectiva sección de su documentación en <sup>53</sup>.

### El Polyphase Clock Sync en GNU Radio

Para la implementación en la simulación, el banco tendrá 32 filtros, esto con el fin de

---

<sup>53</sup> GNU Radio. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. [Online] disponible: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/>.

obtener error máximo en el factor de ISI <sup>54</sup> que sea inferior al error de cuantización en 16 bits, <sup>49</sup>, si se desea tener una precisión mayor, se debe usar un banco con mayor número de filtros.

El bloque se configura con ancho de banda de bucle de  $\frac{2\pi}{100}$  es decir 62.8m radianes, los filtros de acoplamiento serán de forma RRC, y en la salida se desea tener dos muestras por símbolo, ya que esto es sugerido para un uso adecuado de los bloques que siguen a continuación en la cadena de recepción, se sugiere que la fase inicial sea la mitad del tamaño de la cantidad de filtros es decir 16. La información más precisa sobre el bloque y sus parámetros específicos se encuentra en <sup>53</sup> Los parámetros del bloque y una breve descripción se muestran a continuación:

- Samples / Symbol: número de muestras por símbolo en la señal de entrada.
- Loop Bandwidth: indica el ancho de banda del lazo de control, establece la ganancia del lazo de control interno. Se sugiere un valor de  $\frac{2\pi}{100}$ .
- Taps: valores de cada muestra correspondiente al filtro, aquí se define la forma que se desea para el banco de filtros, las cuales serán de un filtro RRC.
- Filter Size: números de filtros que tendrá el banco de filtros.
- Initial Phase: fase inicial del filtro, su valor predeterminado es cero, sin embargo, se sugiere un valor que sea la mitad del número de filtros.
- Max Rate Deviation: valor por defecto 1.5, define la variación permitida para la tasa de oscilación.
- Output SPS: muestras por símbolo en la señal a la salida.

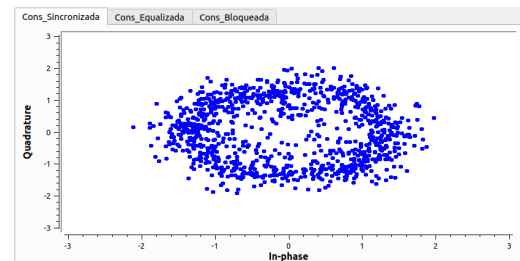
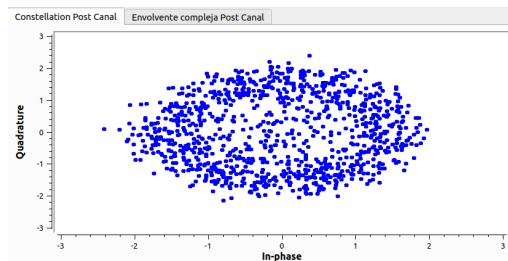
---

<sup>54</sup> interferencia intersimbolo

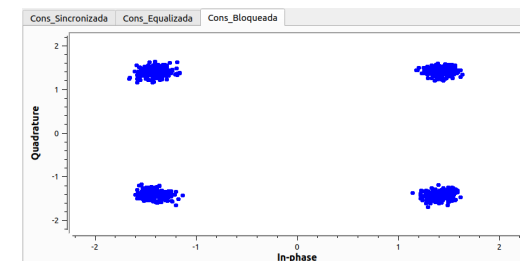
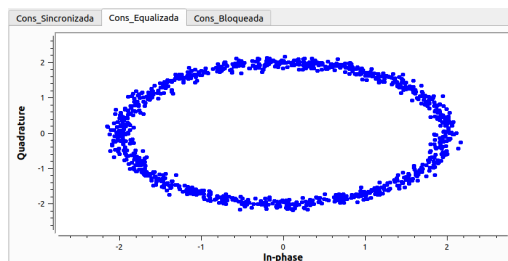
Tabla 4.3. Parámetros y valores para el bloque Polyphase Clock Sync

Parámetro	Valor
Samples/Symbol	4
Loop Bandwidth	$2\pi/100 = 6.28m$
Taps	RRC
Filter Size	32
Initial Phase	$0.5 * \text{Filter Size} = 16$
Maximum Rate Deviation	1.5
Output SPS (Samples Per Symbol)	2

Figura 4.7. Constelaciones en el receptor en un entorno simulado



(a) Constelación en la entrada del receptor (Post-Canal). (b) Constelación después del Polyphase Clock.



(c) Constelación después del AGC3 y el ecualizador. (d) Constelación a la salida del Costas Loop.

De la figura 4.7, se puede ver en la sección (a) la constelación después de atravesar

el Channel Model, en la sección (b) luego de ser procesada por el bloque Polyphase Clock Sync, las razones por las que la constelación se encuentra tan deteriorada es debido a que en el canal se introducen varios efectos en considerable magnitud tal como sucedería en la vida real.

**4.1.6. Control automático de ganancia AGC** Es un circuito realimentado que opera con el fin de mantener la magnitud de la salida adecuada a pesar de las posibles variaciones que ocurran con la amplitud de la señal en la entrada del sistema, esto se logra dando mayor amplificación a los valores débiles de la señal y menor amplificación a aquellos valores menos atenuados.

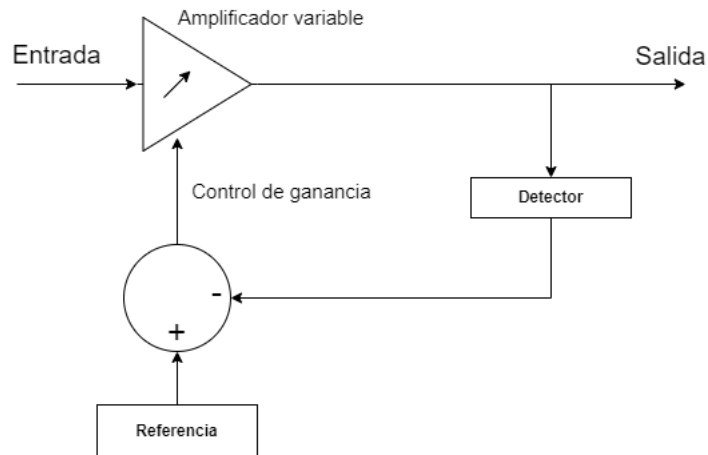
Uno de sus usos más notables son los receptores de servicio de radiodifusión por modulación de amplitud, son utilizados para mantener un volumen promedio entre las diversas estaciones de radio, sin el control automático de ganancia el sonido emitido por el receptor de radio variará en función de la amplitud con la que se reciba la señal de la estación de radio, es decir este sistema se encarga de reducir la intensidad sonora del receptor de modulación por amplitud si la señal que se capta es muy fuerte o de amplificarlo en caso de recibir una señal muy débil <sup>20</sup>.

Para el sistema es importante esta función ya que se cuentan con ciertas fluctuaciones en la recepción debido a los diversos efectos que añade el canal. Pensando en el caso de un sistema real de comunicación satelital, siempre se cuentan con variaciones en la distancia entre la estación terrena y el satélite en órbita lo que se verá directamente reflejado en la potencia de la señal recibida.

La figura 4.8 se observa que claramente es un sistema de lazo cerrado, se cuenta con una referencia, aquí se establece el nivel deseado de la señal, el detector es el que está midiendo constantemente el nivel de la amplitud a la salida del sistema, posteriormente se realiza la diferencia entre los dos valores mencionado anteriormente, esta diferencia será la señal de error que definirá el valor de la ganancia del amplificador que afectará a la entrada del sistema. Está es una breve descripción

del sistema, una explicación más detallada se encuentra en el trabajo <sup>55</sup>.

Figura 4.8. Diagrama esquemático general de un control automático de ganancia.



En la imagen se observa el diagrama de bloques de un sistema automático de ganancia, en el cual la señal de salida es comparada con un referencia para generar una señal de error que adaptará la ganancia de un amplificador variable.

### **El Control Automático de Ganancia en GNU Radio**

En GNU Radio se cuenta con varios bloques que realizan la función de AGC, sin embargo se usará el bloque más actual a la fecha, es decir el bloque llamado AGC3. El bloque AGC3 realiza un control automático de ganancia de alto rendimiento, con respecto a las versiones anteriores, este bloque realiza un cálculo lineal al principio para obtener una respuesta inicial muy rápida, además de usar un filtro IIR <sup>56</sup> para actualizar la ganancia <sup>57</sup>

---

<sup>55</sup> T.W. Rondeau y C.W. Bostian. *Artificial Intelligence in Wireless Communications*. Artech House mobile communications series. Artech House, 2009.

<sup>56</sup> Respuesta infinita al impulso, filtro que contiene una respuesta al impulso infinito de valores no nulos, es decir que no sus valores de salida no vuelven al cero.

<sup>57</sup> Daniel Estévez. *AGC for gr-satellites*. [Online] disponible: <https://destevez.net/2017/08/agc-for-gr-satellites/>. 2017.

La información oficial del bloque se encuentra en su respectiva sección de <sup>53</sup>, donde también se podrán ver los valores predefinidos del mismo, estos mismo fueron los valores que también se utilizaron para hacer uso del bloque.

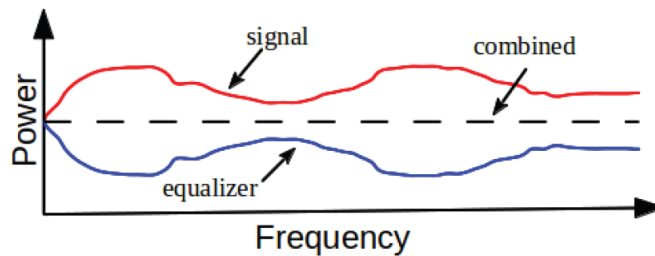
- Attack Rate: define la tasa de actualización del lazo cuando se encuentra en modo ataque.
- Decay Rate: tasa de actualización del lazo cuando se encuentra en modo de decaimiento.
- Reference: valor de referencia de la potencia de señal a la cual se va a ajustar la salida.
- Gain: valor inicial de ganancia del sistema.
- Max Gain: valor máximo de ganancia, Si se define en cero quiere decir ilimitado.
- IIR Update Decimation: la señal toma este número de muestras antes de calcular una actualización de la ganancia

Tabla 4.4. Parámetros y valores para el bloque AGC3

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Attack rate	1m
Decay rate	100 $\mu$
Reference	1
Gain	1
Max gain	65536
IIR update decimation	1

**4.1.7. El ecualizador** Cuando la señal viaja por un medio inalámbrico, esta sufre alteraciones en función de la frecuencia, ya que el canal no afecta a todas las frecuencias de igual manera, por ende es posible observar un espectro que tenga distintas atenuaciones en la señal según la frecuencia. El trabajo del ecualizador será el de compensar este efecto, es decir que busca operar como un filtro con una respuesta en frecuencia inversa a la que ofreció el canal, por esta misma razón es que hay varios tipos de ecualizador, algunos de estos tienen una respuesta al impulso constante y otros pueden ser del tipo adaptativo todo ello dependiendo del canal por el cual tenga que viajar la señal, ya que nos podemos encontrar con un canal con afecciones más o menos constantes o también pueden ser variables en el tiempo <sup>20</sup>.

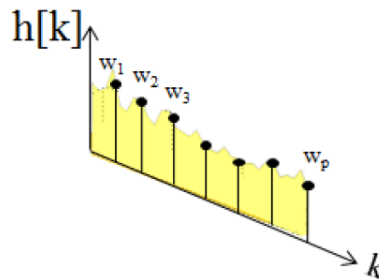
Figura 4.9. Curvas de la Densidad Espectral de Potencia teóricas, en color **rojo** de una señal afectada por un canal inalámbrico, en color **azul** respuesta teórica de su ecualizador y en color **negro** suma de ambas señales. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017



En la figura 4.9 se observa diversas curvas de la densidad espectral de potencia, en resumidas palabras el comportamiento ideal de un ecualizador debe ser el opuesto al efecto que genera el canal en la densidad espectral de potencia, esto con el fin de compensar los efectos del canal al realizar la suma de ambos efectos.

El principal componente del ecualizador es un filtro digital, es básicamente un sistema lineal e invariante en el tiempo por lo que su respuesta al impulso es única, tal como se muestra en la figura 4.10.

Figura 4.10. Respuesta al impulso de un ecualizador fijo, es decir un sistema lineal e invariante en el tiempo. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017



Sin embargo en caso de tener un ecualizador adaptativo, la respuesta de dicho filtro cambiará en el tiempo según lo requiera las necesidades de ecualización del momento. Para el caso de herramientas que simulan en tiempo real como GNU Radio, la respuesta al impulso es un conjunto de valores  $W_k$  tal que se define la amplitud de cada una de las muestras de la respuesta al impulso, esto se puede ver representado en la figura 4.11

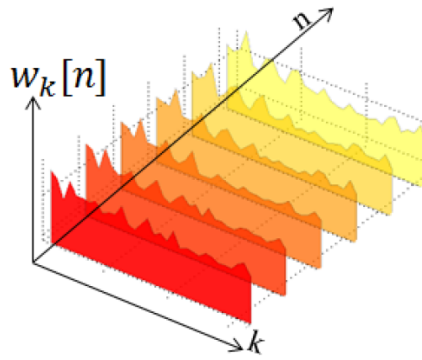
### **Ecualizador fijo**

Como se mencionó e ilustró en la figura 4.10, el ecualizador fijo es un filtro con una respuesta al impulso totalmente definida y establecida para combatir los efectos de cierto canal que se comporte de forma estable en el tiempo, para el caso no es el adecuado, ya que existen varios efectos volátiles como el efecto multitrayectoria que pueden alterar el efecto del canal de forma variable en el tiempo, más si se tiene en cuenta que este será un prototipo de comunicación satelital, este debe estar preparado para adaptarse a diferentes variaciones en el medio, ya que las variables atmosféricas son muy cambiantes.

### **Ecualizador adaptativo**

En este caso, el filtro que se va a utilizar para la implementación es del tipo adaptativo debido a los posibles cambios en el efecto multitrayectoria y variaciones en las condiciones atmosféricas. Por lo tanto el vector que define las amplitudes de las

Figura 4.11. Respuesta el impulso de un ecualizador adaptativo. Tomado de H. Ortega, O. Reyes, 2017



muestras de la respuesta al impulso va a tener distintos valores según sea el caso, la respuesta de este ecualizador se muestra en 4.11.

### **Ecualizador adaptativo basado en algoritmo CMA**

El algoritmo de módulo constante, abreviado como CMA <sup>58</sup>, es un ecualizador que opera sin necesidad de conocer demasiado sobre la información transmitida, por lo que suele categorizarse dentro de los algoritmos de igualación ciega, este lo que busca es establecer los coeficientes de un filtro digital de respuesta al impulso finita FIR, su principal ventaja respecto a otro es que este no necesita un entrenamiento previo ni tampoco una señal de referencia para poder operar además el algoritmo no necesita conocer la señal original que en este caso sería la señal transmitida como muchos de los algoritmos clásicos, el funcionamiento de este algoritmo aplicado a una ecualización adaptativa se puede ver en <sup>59</sup>.

Según <sup>59</sup> cabe resaltar que el efecto aplicado por un ecualizador adaptativo basado

---

<sup>58</sup> Algoritmo de módulo constante

<sup>59</sup> Margarita Cabrera-Bean y M. Lagunas. "CMA algoritmos de módulo constante en ecualización adaptativa". En: *URSI 1986: III Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio: Gerona, Escuela Universitaria Politécnica: 22, 23 y 24 de septiembre de 1986*. Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC), 1986, 239–241.

en el algoritmo CMA puede generar el efecto de un control automático de ganancia, sin embargo para poder lograr esto se debería añadir un filtro previo a la recepción de la señal para poder ajustar el margen dinámico de esta.

Sin embargo una de sus desventajas radica en que solo funciona con señales que tenga una amplitud constante, es decir un módulo, como el caso de las modulaciones por variaciones de fase M-PSK <sup>60</sup>, ya que los puntos de estas constelaciones se encuentran dentro de un círculo de un mismo radio, también en las modulaciones que se basen en variaciones de frecuencia M-FSK <sup>61</sup>, y por supuesto en sus versiones mejoradas como lo pueden ser la modulación MSK <sup>62</sup> y su versión gaussiana GMSK.

### **El ecualizador en GNU Radio**

En GNU Radio existen bloques para implementar el filtro digital, donde cada uno de los valores del vector de pesos  $W_k$  son llamados taps. El ecualizador es implementado con el bloque Linear Equalizer, y este a su vez hace uso del bloque Adaptive Algorithm, ya que el bloque del ecualizador necesita un objeto de algoritmo para funcionar y para este caso el algoritmo será del tipo CMA.

El bloque del objeto Adaptive Algorithm, se definió como el algoritmo adaptativo del tipo CMA, esto determina la forma como se calcula la señal del error y posteriormente el procedimiento que realizará el ecualizador, para dicho bloque se tienen los siguientes parámetros.

- Algorithm Type: determina el tipo de algoritmo adaptativo que se utilizara, pueden ser CMA, LMS <sup>63</sup> entre otras

---

<sup>60</sup> Modulación M-aria por desplazamiento de fase

<sup>61</sup> Modulación M-aria por variaciones de frecuencia

<sup>62</sup> Modulación por desplazamiento mínimo

<sup>63</sup> Algoritmo de la media de mínimos cuadrados sus siglas en ingles traducen Least Mean Squares

- Digital Constellation Object: aquí se especifica puntualmente la constelación exacta con la cual el sistema está transmitiendo la información.
- Step Size: determina la rapidez con la cual el algoritmo convergerá, en caso de ser muy alto el ecualizador se comportará de forma inestable.
- Modulus: solo deberá definirse para algoritmos del tipo CMA, este representa el número de puntos que tiene la constelación.

En el bloque Linear Equalizer, se define valores como la cantidad de conjuntos de respuestas al impulso del ecualizador llamado como número de taps, la cantidad de muestras por símbolo que coincide con la cantidad definida en el bloque Polyphase Clock Sync es decir 2, además de también llamar al bloque Adaptive Algorithm para definir en base a cual algoritmo operará el ecualizador, a continuación se definen los parámetros para el bloque. Es importante saber que este bloque también permite realizar una ecualización asistida por un entrenamiento que debe tener sus respectivas etiquetas de inicio y final para realizarse, si no se define entrenamiento, se procede con el algoritmo definido, sin embargo en este caso no se realizará ecualización basada en entrenamiento únicamente en algoritmo adaptativo

- Num Taps: número de muestras para el filtro.
- SPS: muestras por símbolo a la salida del bloque.
- Alg: objeto del algoritmo adaptativo, el parámetro más importante del ecualizador ecualizador, define cómo se actualizan los pesos de ecualizador lineal.
- Training Sequence: secuencia de muestras que se usarán para el entrenamiento, en caso de no usar definir un vector vacío.
- Adapt After Training: define si se debe continuar después del entrenamiento.

- Training Start Tag: cadena de caracteres que especifican el inicio de la secuencia de entrenamiento.

Tabla 4.5. Parámetros de los bloques Constellation Object y Constellation Modulator de GNU Radio

Adaptive Algorithm		Linear Equalizer	
ID	algorithm CMA	Num Taps ID	15
Algorithm Type	CMA	SPS	2
Digital Constellation Object	Ver tabla 4.2	Alg	algorithm CMA
Step Size	0.0001	Training Sequence	[ ]
Modulus	4	Adapt After Training:	True
		Training Start Tag	corr est

La documentación más detallada acerca del funcionamiento de cada uno de los bloques se podrá encontrar en <sup>53</sup>

Para evidenciar el funcionamiento de la ecualización y el efecto del control automático de ganancia podemos evidenciar de la figura 4.7, en la sección (b) la constelación después de atravesar el bloque Polyphase Clock Sync, en la sección (c) se muestra esta misma constelación después de atravesar el control automático de ganancia y ser ecualizada, se observa muy claramente como los puntos de la constelación toman valores con magnitud idéntica formando así un círculo, el cual no es más que los cuatro puntos de la constelación QPSK rotando debido a las desviaciones de frecuencia y de fase.

**4.1.8. Costas Loop** Como en el sistema de comunicación se conoce la modulación a usar, se puede saber en el receptor precisamente la forma de constelación que se utilizó en el transmisor, para poder aproximar cada punto recibido al punto de la constelación más cercano.

El Costas Loop es básicamente un algoritmo que permite recuperar la portadora en

una señal modulada y su principio de funcionamiento se basa en el de un PLL <sup>64</sup>, una explicación más detallada acerca de su funcionamiento y análisis matemático se encuentra en <sup>65</sup>.

En <sup>66</sup> se muestra el proceso de diseño de un costas loop para demodular señales BPSK.

Se utiliza principalmente con el fin de eliminar en la constelación las desviaciones de frecuencia y fase, es decir que se encargará de compensar estos dos efectos inducidos por el canal inalámbrico.

### **El Costas Loop en GNU Radio**

El procedimiento se realiza usualmente después de un ecualizador, esencialmente realiza una compensación en las variaciones de fase y de frecuencia, para obtener la constelación bloqueada aunque con algo de ruido que fue imposible filtrar.

De la figura 4.7, se puede ver en la sección (C) la constelación después ser procesada por el bloque Polyphase Clock Sync, luego atravesar el control automático de ganancia y posteriormente el Linear equalizer, es decir nos encontramos con una constelación previamente sincronizada y ecualizada que llega al receptor después de atravesar un canal con desviaciones de fase, frecuencia, efecto multitrayectoria y ruido del tipo AWGN. En la sección (d) se observa la constelación luego de ser procesada por el bloque Costas Loop, el bloque se encarga de bloquear los puntos de la constelación y compensar las desviaciones de fase y frecuencia que estén afectando, logrando así el efecto de bloquear la constelación y mantenerla fija en una posición estable.

---

<sup>64</sup> Lazo de seguimiento de fase, es un sistema de control que genera una señal eléctrica en donde la fase de está se relaciona con la fase de la señal de entrada

<sup>65</sup> Eric Hagemann. *The Costas Loop-An Introduction*.

<sup>66</sup> Jeff Feigin. "Practical Costas loop design". En: (2002).

El bloque está pensado para modulaciones M-PSK, posee un bucle de segundo orden, por ello se requiere el parámetro de ancho de banda del bucle, aparte del orden de la constelación M-PSK que se desea demodular es decir 4 para el caso por tratarse de una modulación en cuadratura por variaciones de fase QPSK. En GNU Radio se cuenta con un bloque llamado Costas Loop, la documentación oficial se encuentra en <sup>53</sup>. Al igual que en el bloque Polyphase Clock Sync, este bloque se compone internamente también como un sistema realimentado por lo que el ancho de banda de este es igual 62.8m, el orden del sistema será 4 debido a que se trata con una modulación QPSK y para el caso no se requiere estimaciones de la calidad de la señal respecto al ruido por lo que no se usará el terminal de la entrada llamado “noise”.

- Loop Bandwidth: indica el ancho de banda del lazo de control, establece la ganancia del lazo de control interno. Se sugiere un valor de  $\frac{2\pi}{100}$ .
- Order: número de niveles de la modulación del sistema, para el caso se trata de una modulación QPSK

Tabla 4.6. Parámetros y valores para el bloque Costas Loop

Parámetro	Valor
Loop Bandwidth	$2\pi/100$
Order	4

Una vez que la señal sea tratada por los bloques Polyphase Clock Sync, AGC3, Linear Equalizer (Usando algoritmo CMA) y finalmente Costas Loop, ya se obtiene una constelación lo suficientemente clara y estable para proceder con el proceso de demodulación.

**4.1.9. Demodulación** Luego del tratamiento de los datos y con el fin de recuperar la información que se encuentra codificada en la envolvente compleja se usa el

bloque Constellation soft decoder el cual se encarga de Decodificar los puntos de una constelación desde un espacio complejo a “soft bits”, basándose en el mapa de símbolos y la LUT (Look Up Table) definido en el objeto de constellation el cual toma como único parámetro.

#### 4.2. IMPLEMENTACIÓN CON HACKRF ONE

Los parámetros de la simulación persisten para la implementación, pero ahora entran en juego la señal RF y la frecuencia central a la cual se requiere realizar la transmisión, se realizaron las pruebas en la banda  $S^{67}$  específicamente a una frecuencia central de 2.24 GHz estos valores son elegidos en base a los estudios previos en los cuales los valores de estas frecuencias se ven repetidamente, y además de las reglas de la CNABF.

Figura 4.12. Montaje para pruebas del sistema de comunicaciones



Se usaron dos HackRF One uno en modo transmisión y el otro en modo recepción con sus respectivos computadores, separados uno del otro a aproximadamente a 5 metros, el montaje se puede ver en la figura 4.12, se usaron antenas de wifi, las cuales operan en un rango de frecuencias dentro de los 2.4 GHz, la potencia máxima de

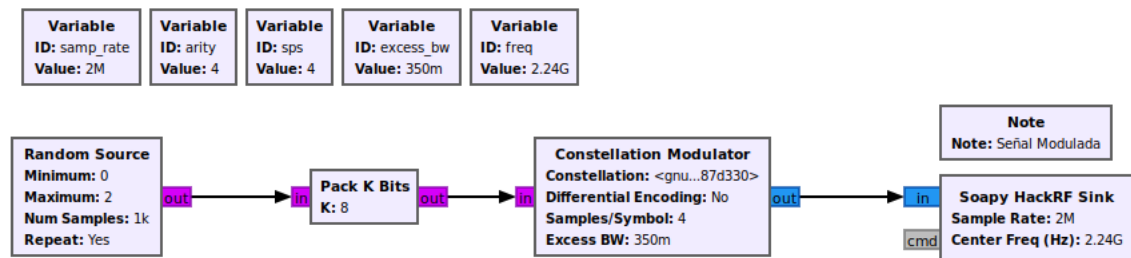
---

<sup>67</sup> Estándar IEEE para ondas de radio con frecuencias que van de 2 a 4 GHz

transmisión para este rango de frecuencia en el HackRF es de aproximadamente 14 dBm, debido a la baja potencia de transmisión de los HackRF One y a la limitante de las antenas las cuales son omnidireccionales, se limitaron las pruebas a realizarse a una distancia corta, este montaje es el mismo para todas las pruebas realizadas.

**4.2.1. Transmisor QPSK** El Flujograma del transmisor para la implementación se puede ver en la figura 4.13 este flujograma es muy similar al de la simulación (ver figura 4.1), lo que cambia es que el bloque throttle se elimina debido a que este no es recomendable usarlo cuando se pretende usar Hardware, el bloque Soapy HackRF Sink es el encargado de mandar la información al HackRF One conectado por puerto usb 2.0 a nuestro equipo, el cual tiene la función de hacer la up-conversión a la frecuencia central definida en los parámetros de bloque, recordemos que este dispositivo abarca frecuencias desde 1MHz hasta 6GHz.

Figura 4.13. Flujograma Transmisor QPSK para el HackRF One

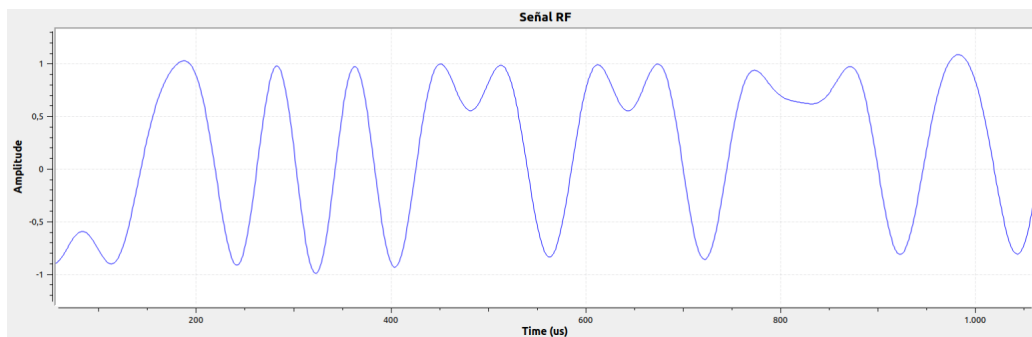


El bloque Soapy HackRF Sink también tiene un apartado llamado RF options que además de permitir elegir la frecuencia central a la cual la señal RF será transmitida también permite configurar el ancho de banda que usará para la transmisión y el valor en decibelios de los diferentes amplificadores electrónicos con los que cuenta el equipo.

Recapitulando de lo ya explicado en el capítulo anterior, del constellation modulator sale la señal modulada en banda base, muestreada a una frecuencia de muestreo

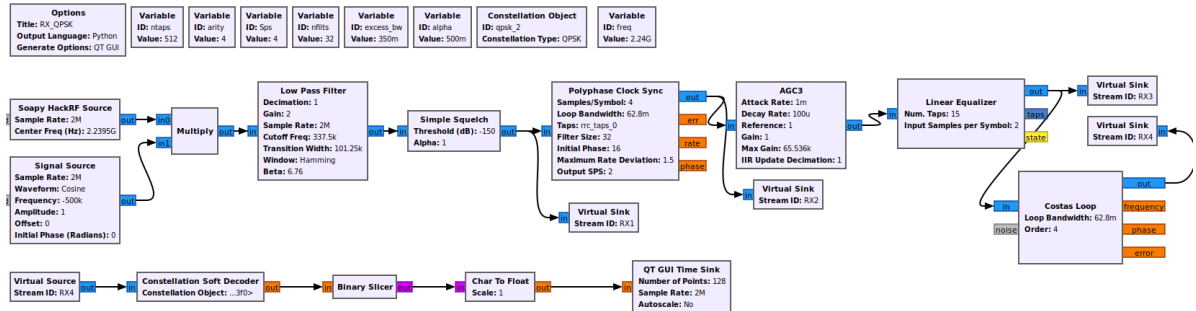
definida, esto llega al HackRF One y este transmite la señal RF a través de la antena, una aproximación de lo que puede ser la señal RF se puede ver en la figura 4.14, esta es generada en simulación a partir de la envolvente compleja tratando de imitar el proceso de up-conversion, convirtiendo la señal compleja a tipo float multiplicando la señal real por un coseno, la imaginaria por un seno y sumando el resultado.

Figura 4.14. Representación de la señal RF modulada en QPSK



**4.2.2. Receptor QPSK** El Flujo de datos del receptor se puede ver en la figura 4.15, a este se le agregaron unos elementos extras con respecto a la simulación debido a que cuando se trabaja con Hardware tenemos que tener en cuenta algunas consideraciones extras, en este caso el Soapy HackRF source es el que se encarga de conectarse con nuestro HackRF One ponerlo en modo recepción, y este realiza el proceso para generar la envolvente compleja de la señal que recibe por medio de la antena y esta es la salida del bloque.

Figura 4.15. Flujograma para el receptor QPSK usando el HackRF One



Debido a que las muestras producidas por el HackRF son mediciones de señales de radio, el método de medición es propenso a un sesgo de DC introducido por el HackRF esto se puede ver en la figura 4.16. donde se ve un pico en la frecuencia central a la salida del bloque Soapy HackRF. Este efecto es inherente al dispositivo SDR, no una indicación de la señal de radio recibida. Esto no es exclusivo del HackRF; es común a todos los sistemas de muestreo en cuadratura tal como lo puede ser un USRP.

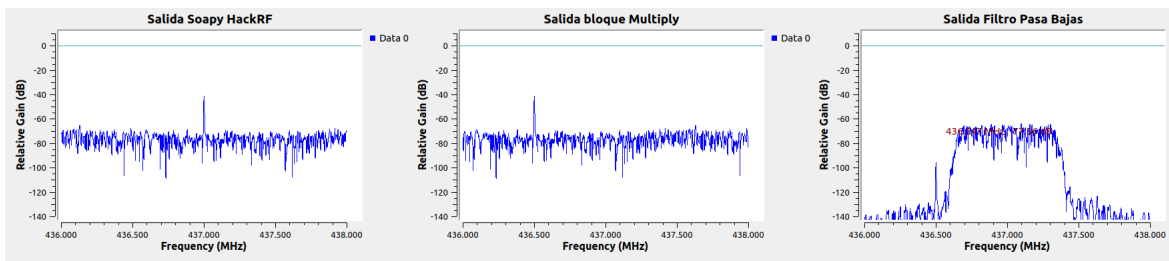
Para solucionar este problema, se multiplica la señal recibida por una senoidal de frecuencia mayor al ancho de banda del mensaje, para este caso el ancho de banda del mensaje está determinado por el filtro formador y de acoplamiento, para este caso son del tipo (RRC).

Según la ecuación 20 para los valores que tenemos el ancho de banda del mensaje será de aproximadamente 350 KHz, por lo que es conveniente que el desplazamiento de la señal se haga a por lo menos un valor de esta frecuencia o superior, siendo así esta la razón por la que se multiplica dicha señal por una senoidal de 500 KHz de frecuencia.

En orden de deshacernos de esta componente de continua realizamos un filtrado en frecuencia con ayuda del bloque Signal Source el cual genera una señal senoidal y estará configurado a una frecuencia de 500 KHz, y configuraremos al Hack tal

que ponga la frecuencia central a 500KHz menos de la frecuencia central a la cual se transmite, luego multiplicamos estas dos señales y con ayuda del bloque Low Pass Filter realizamos un filtrado teniendo en cuenta que este debe ser mayor al ancho de banda del mensaje que se transmite, con el fin de tomar únicamente la sección del espectro que se desplazó y desechar la componente de continua que introduce el dispositivo electrónico, dando como resultado la señal recibida y el offset atenuado y luego desechado por el bloque Simple Squelch el cual desecha todas las frecuencias las cuales no superen un umbral definido en decibelios, este proceso se puede ver en la figura 4.16.

Figura 4.16. Proceso de sintonización para eliminar la componente de continua introducida por el HackRF One

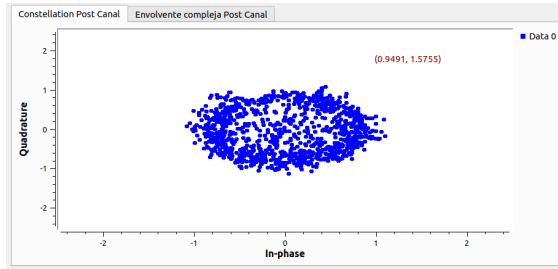


De forma muy parecida a lo que se explicó para la sección de canal simulado, en la figura 4.17, se puede ver en la subfigura (a) la constelación después de atravesar el canal inalámbrico real, por lo tanto la información ha sido afectada por bastantes efectos de canal. En la subfigura (b) luego de ser procesada por el bloque Polyphase Clock Sync el cual se encarga de agregar el filtro de acoplamiento y elegir el mejor momento de muestreo.

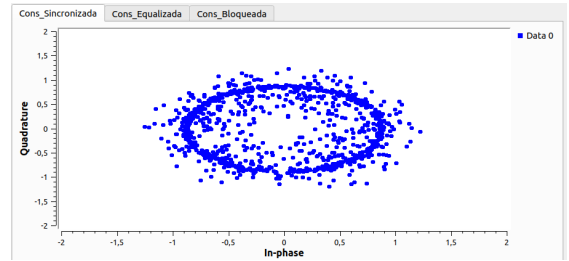
En la subfigura (c) la constelación previamente descrita ha sido procesada por el bloque AGC3 y el Linear Equalizer, por esta razón los puntos la constelación aparece con valores de magnitud similar conformando un círculo a pesar de que deberían ser cuatro puntos.

En la subfigura (d) la constelación ecualizada ha sido procesada por el bloque Cos-

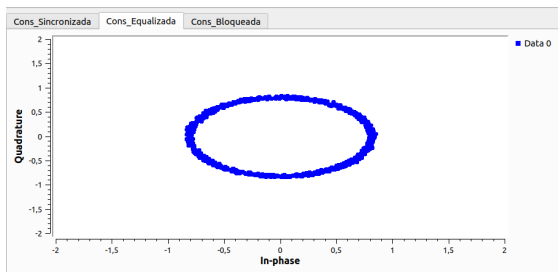
Figura 4.17. Constelaciones en el receptor bajo un canal inalámbrico real



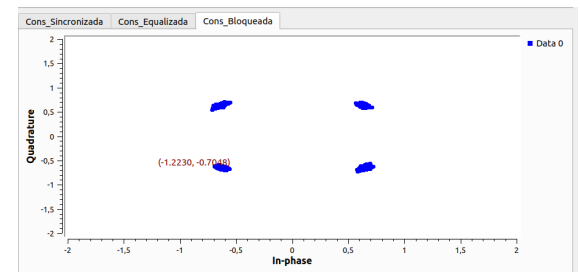
(a) Constelación Post-Canal.



(b) Constelación a la salida del Polyphase Clock.



(c) Constelación a la salida del ecualizador.



(d) Constelación a la salida del Costas Loop.

tas Loop, por lo que finalmente se pueden observar los puntos correspondientes a la modulación QPSK.

## 5. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON ESQUEMA DE MODULACIÓN GMSK

La modulación Gaussiana por desplazamiento mínimo GMSK es una modulación digital muy usada en misiones con pequeños satélites y en las comunicaciones móviles, esto por su eficiencia espectral y de potencia <sup>21</sup>, además de su buen rendimiento respecto a la tasa de error de bits (BER).

Para el análisis y prueba del sistema con esta modulación se usaron los mismos parámetros de frecuencia de muestro y muestras por símbolo que con QPSK, el ancho de banda y tasa de bits son diferentes debido a que esta es una modulación en frecuencia y además es una modulación binaria es decir solo transmite un bit por símbolo, así, los parámetros para este esquema de modulación se pueden ver en la tabla 5.1, el ancho de banda viene dado por la tabla 2.2 y se tomó la referencia del 0.99 del total de la energía de la señal la cual está en función de  $R_b$ , se usó un valor por defecto de  $BT = 0.5$ .

Tabla 5.1. Parámetros del sistema con modulación GMSK

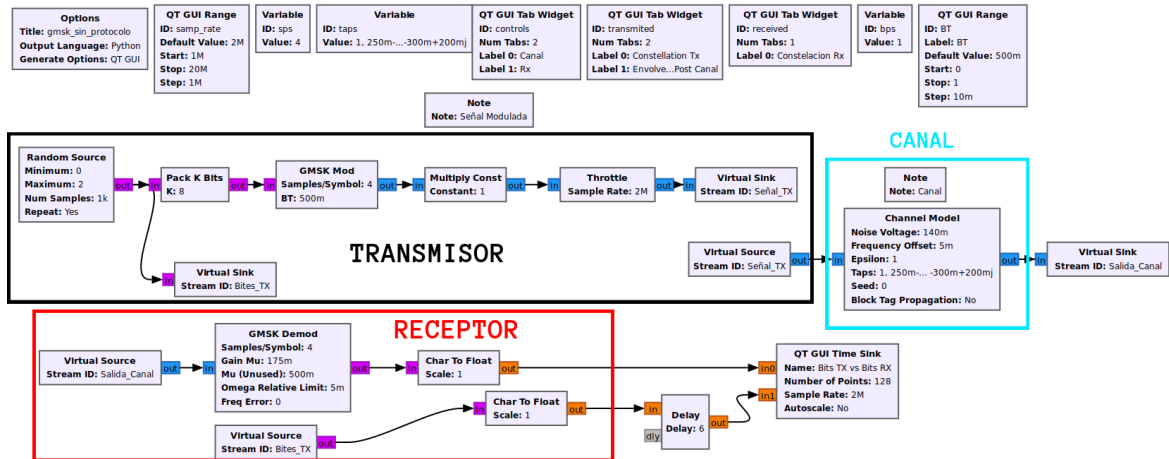
	$F_s [\frac{muestras}{s}]$	<b>sps</b>	$W [KHz]$	$BW [KHz]$	$R_b [\frac{bits}{s}]$	$R_s [bauds]$
GMSK	2,000,000	4	270	540	500,000	500,000

### 5.1. CANAL SIMULADO

Este esquema de modulación puede ser fácilmente implementado en GNU Radio con la ayuda del bloque GMSK Mod y GMSK Demod los cuales se encuentra incorporados en la librería base de GNU Radio, esta fue también una de las razones por la cual se decidió implementar este esquema de modulación. La figura muestra el transmisor y receptor GMSK.

El bloque **GMSK Mod** es el encargado de realizar la formación de pulsos y la modulación, a su entrada recibe bytes realiza una codificación NRZ, genera la forma

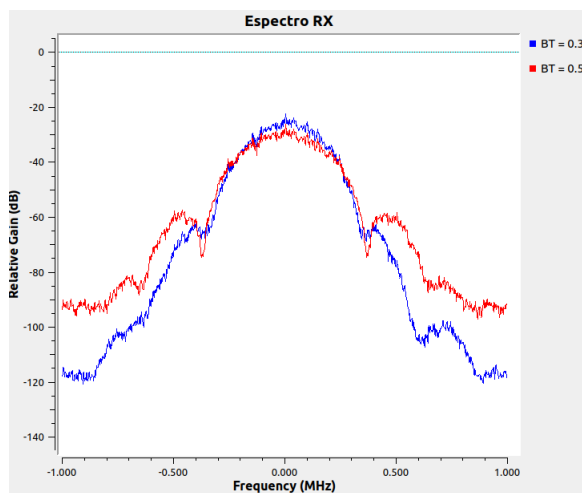
Figura 5.1. Flujograma canal simulado GMSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor



del filtro gaussiano y este lo convoluciona con una ventana rectangular para luego realizar la modulación FM y generar la envolvente compleja <sup>53</sup> (ver Figura 5.1), este bloque requiere configurar las muestras por símbolo (binario) que en este caso se trabaja 4 y el BT que hace referencia al producto del ancho de banda del filtro Gaussiano con el periodo de bit, este es un parámetro que se puede variar en la interfaz y tiene un valor por defecto de 500m, con fines de visualización, en la Figura 5.2 se muestra cómo impacta el espectro el cambio de BT, se puede ver que con un BT de 0.3 la constelación decae mucho más rápido por lo que tomaría un menor ancho de banda, pero impactará directamente al BER aumentando la interferencia inter símbolo, por el otro lado si aumentamos BT vemos que este no decae tan rápido, y su ancho de banda será un poco mayor, pero el ISI que tendrá la señal será menor; al final lo que se busca es un equilibrio y que el Trade-off sea lo más beneficioso posible para nuestra aplicación.

En la parte receptora tenemos el bloque **GMSK Demod** el cual toma la envolvente compleja ya afectada por el canal, este bloque en su interior implementa el bloque de recuperación del reloj, el cual, sigue el reloj del símbolo y remuestrea cuando es necesario, luego de esta corrección procede a realizar la demodulación en cuadratura,

Figura 5.2. Espectro señal modulada en GMSK para dos BT diferentes



y a su salida se tiene la señal binaria ya decodificada, luego se hacen los respectivos procesos para la recuperación del mensaje transmitido, este bloque toma los mismos parámetros que el GMSK Mod.

En la figura 5.3 se muestra la interfaz gráfica para la simulación, vemos en primera instancia la señal envolvente compleja, su forma está dada por el filtro Gaussiano, el bloque Channel Model le introduce ruido blanco, desviaciones de fase, frecuencia y no linealidades, la constelación recibida se puede ver en el segundo recuadro, vemos como el ruido blanco es bastante evidente, en el extremo inferior izquierdo están los bits recibidos y los transmitidos que configurando el retardo en la parte transmisora se logra sincronizar y verificar que lo que se transmite es lo que se recibe.

## 5.2. IMPLEMENTACIÓN CON HACKRF ONE

Para las pruebas del sistema con el esquema de modulación GMSK se usó el mismo montaje de la figura 4.12, el transmisor y el receptor separados uno de otro a aproximadamente 5 metros, el flujograma 5.4 fue usado para la transmisión, se transmite a una frecuencia de 2,24 GHz

Figura 5.3. Interfaz gráfica canal simulado para el esquema de modulación GMSK

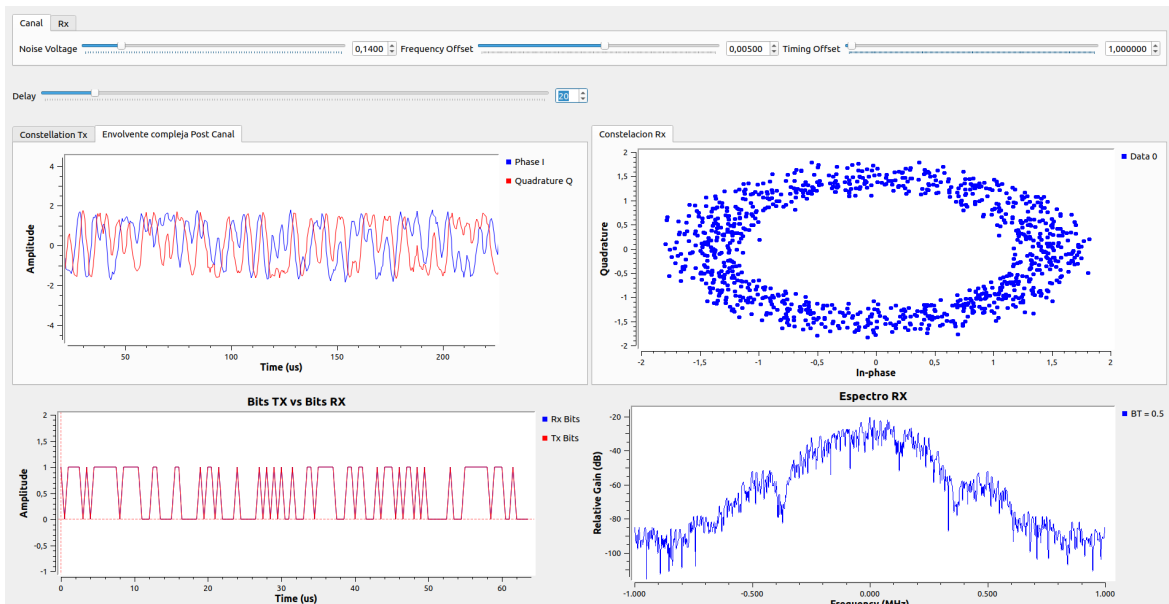
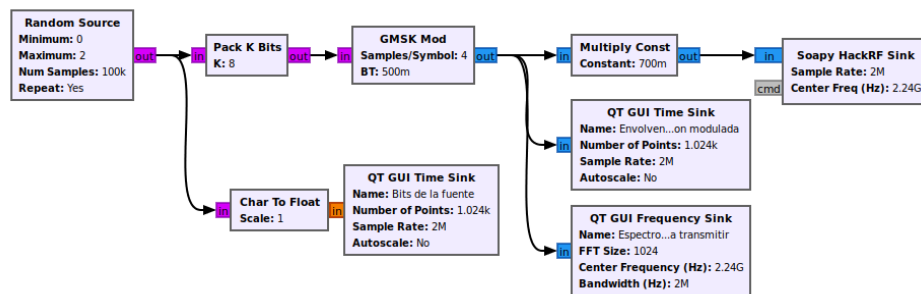


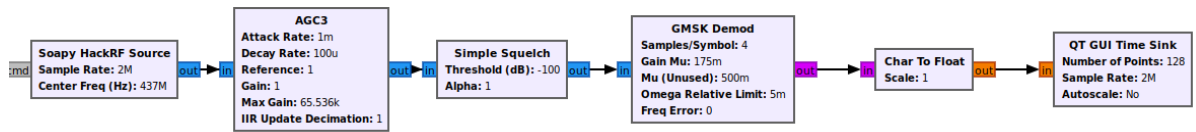
Figura 5.4. Flujograma para el transmisor GMSK usando el HackRF One



El flujograma usado para la recepción en esta prueba se puede ver en la figura 5.5, lo compone el AGC3, simple Squelch y el GMSK Demod, este último encargado de hacer la demodulación y la recuperación de los bits transmitidos.

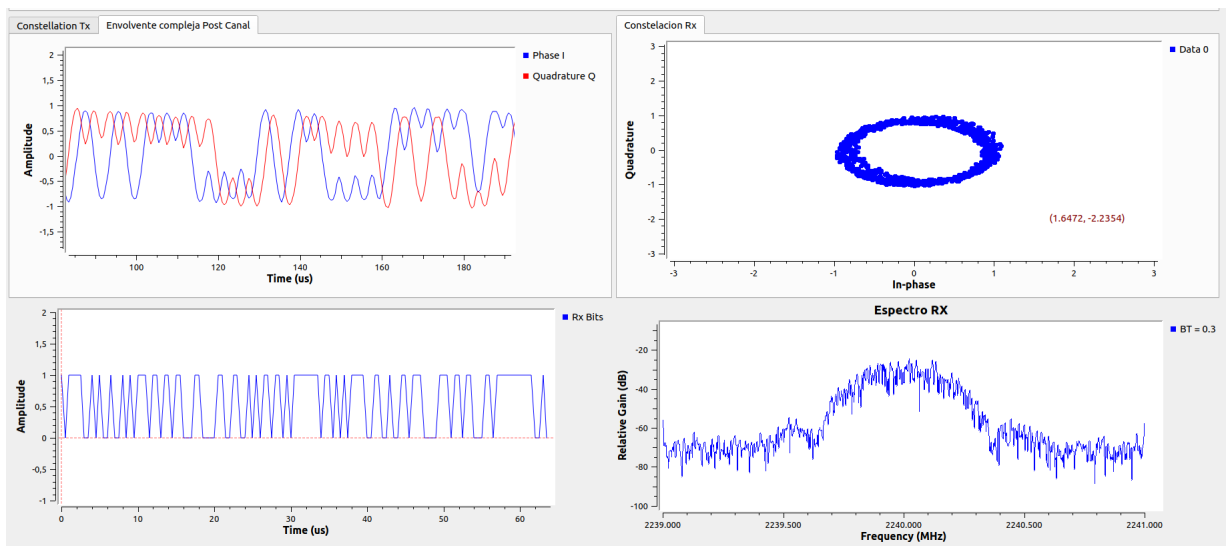
La interfaz 5.6 corresponde al receptor GMSK, vemos una constelación que gira como es de esperarse, se ve la envolvente con su respectiva forma dada por el filtro Gaussiano, y los bits que se están recibiendo, recordemos que estos son aleatorios, en contraste con los resultados obtenidos en simulación que se pueden ver en la figura 5.3, tenemos un espectro y un ancho de banda prácticamente iguales, se ve

Figura 5.5. Flujograma para el receptor GSMK usando el HackRF One



que los puntos de constelación recibidos en la simulación están más espaciados unos de otros, lo que significa que el ruido en la implementación es un poco más bajo, igualmente vemos una envolvente compleja en el receptor más limpia y muy reconocible.

Figura 5.6. Interfaz gráfica del receptor GSMK



## 6. GENERACIÓN DE LAS TRAMAS HDLC

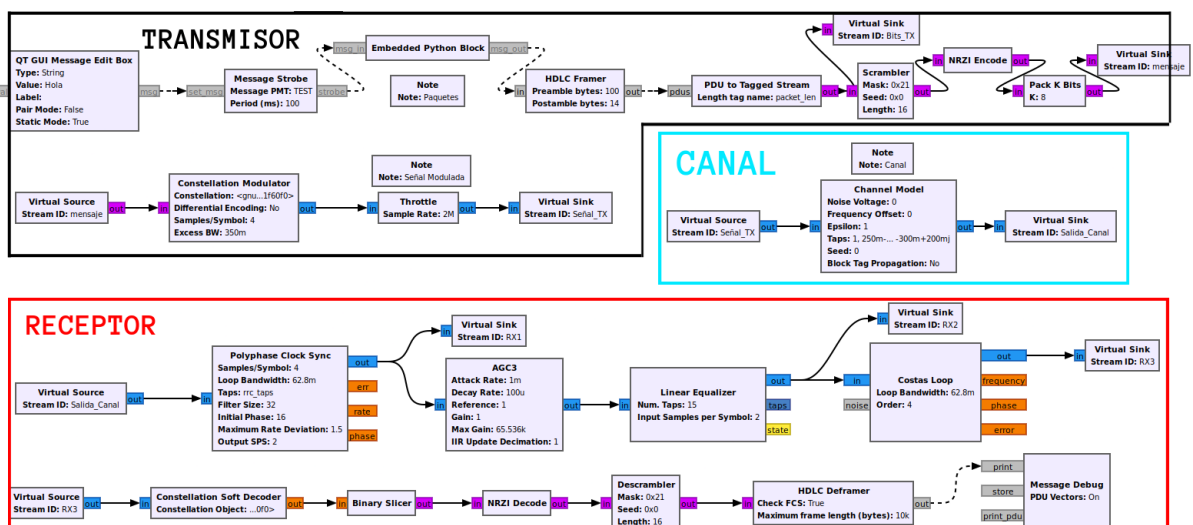
Ya teniendo el sistema de transmisión y recepción diseñado y validado en un entorno de simulación e implementado en uno real para ambos esquemas de modulación, se procedió a la implementación de las tramas HDLC con el objetivo de validar que efectivamente nuestro sistema recibe la información que transmite.

Los bloques usados para la codificación y decodificación del mensaje son los mismos en ambos esquemas, por ende se profundizará en estos solo con la modulación QPSK.

### 6.1. QPSK

El flujograma final el cual incorpora la generación de un mensaje, codificación, generación de las tramas HDLC, modulación, simulación de fenómenos de propagación, demodulación, técnicas post-canal, y decodificación se puede ver en la figura 6.1.

Figura 6.1. Flujograma para canal Simulado QPSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor



En orden de poder generar y transmitir un mensaje que conozcamos el bloque **QT GUI Message Edit Box** toma como parámetros:

- Type : esn nuestro caso un String.
- Value: "Mensaje por defecto a enviar"

Este nos permite elegir un mensaje (String) a nuestro gusto que se puede editar en tiempo real en nuestra interfaz 6.3, el mensaje a enviar por defecto será "Hola Mundo", **Message strobe** Toma dicho mensaje y lo envía cada "T" milisegundos <sup>53</sup>, el bloque Python se encarga de tomar el mensaje que es una variable tipo PMT (Polymorphic Type), y lo convierte en un tipo PDU (Protocol Data Unit) válidos (vectores Uint8) <sup>8</sup>, estos PDUs solo contienen el payload o mensaje que tiene que ser luego codificado modulado y transmitido.

Debido a que AX.25 extiende de HDLC, el bloque **HDLC Frammer** es usado para generar las tramas del protocolo, además de esto, también se encarga de hacer el **bit stuffing** y generar el **CRC-16** con el cual posteriormente en el transmisor detectara los paquetes erróneos (el cómo están constituidas las tramas y las características de este protocolo se explica en el capítulo 2.5.1) este bloque toma como entrada el mensaje a transmitir y en su salida un paquete completo al tiempo, si no hay suficiente espacio en el buffer de salida para cada paquete este se pone en cola <sup>53</sup>, además nos permite elegir los bits de preámbulo y postambulo arbitrariamente para cada paquete, se recomienda un preámbulo largo si se está transmitiendo por un canal con alto ruido.

El bloque HDLC Frammer y HDLC Deframer es una versión personalizada tomada de la librería OOT de gr-satellites <sup>68</sup>en esta versión el HDLC Frammer no implementa una codificación NRZI ni el proceso de Scrambler, por esto los bloques **NRZI encode** y

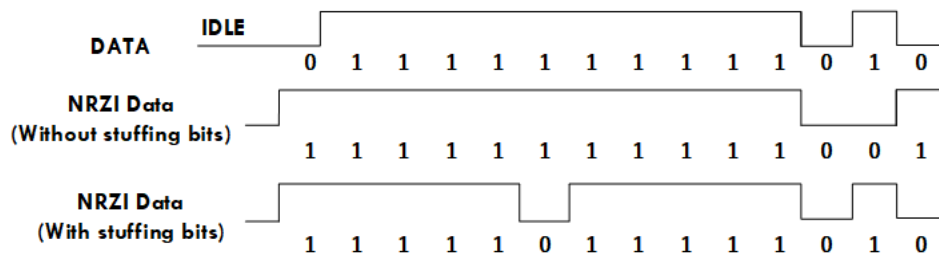
---

<sup>68</sup> Daniel Estévez. *A collection of GNU Radio decoders for Amateur satellites*. 2019.

**Scrambler** son añadidos, estas técnicas en comunicaciones son usadas para hacer de la señal digital más aleatoria esto con el fin de mejorar el espectro de la señal y hacer más fácil su recuperación 15, recordemos que el proceso de codificación NRZI los bits se codifican en función de si hay o no una transición en un flanco de reloj idealmente en la mitad del periodo de bit, en HDLC y por tanto en AX.25 el “0” se codifica como una transición y el “1” como ninguna, este proceso se puede ver en la figura 6.2.

NRZI no resuelve el problema de las largas secuencias sin transiciones, esto para cualquier receptor es un problema, para el caso de HDLC Y AX.25 como ya se ha mencionado se utiliza el bit stuffing el cual fuerza una transición al encontrar una secuencia de cinco “1” consecutivos al insertar un “0”, esta técnica se suele usar en conjunto con un proceso llamado “Scrambling” esto es un codificador que aleatoriza el flujo de bits entrantes de una forma determinista para que pueda recuperarse en el receptor ejecutando el proceso inverso.

Figura 6.2. Bits codificados en NRZI sin y con Bit Stuffing. Tomado de Yang, Li-Qun, et al. 2020



Existen varios tipos de Scramblers el usado para nuestro sistema y el cual es muy común que AX.25 use es un codificador multiplicativo propuesto por James Miller <sup>69</sup> para su uso en la radio por paquetes para comunicaciones de radioaficionados. El

<sup>69</sup> Moses B. Mwakyanjala, M. Reza Emami y Jaap van de Beek. “Software-defined radio transceiver for QB50 CubeSat telemetry and telecommand”. En: *34th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2016* (2016). DOI: 10.2514/6.2016-5719.

polinomio de codificación viene dado por la expresión 22.

$$p(x) = x^{17} + x^{12} + 1. \quad (22)$$

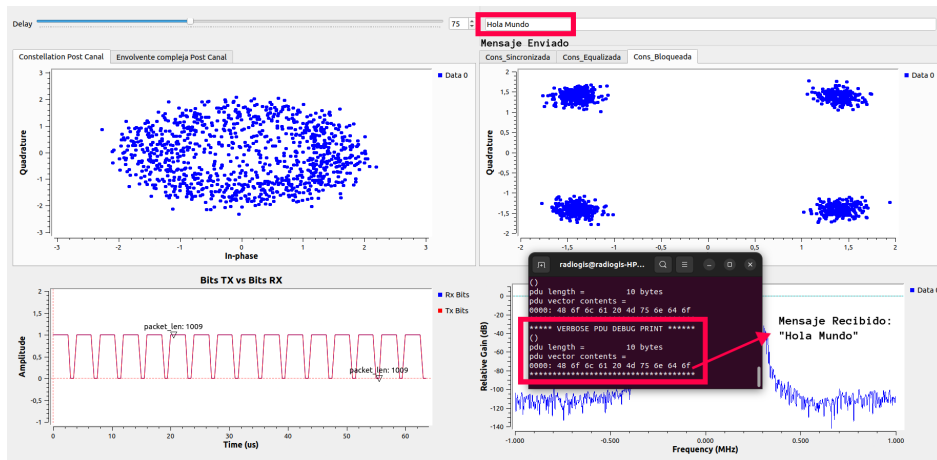
GNU Radio implementa este Scrambler con sus bloques Scrambler en el transmisor en conjunto con el Descrambler del Receptor, este bloque pide como parámetros una máscara, semilla y longitud. La máscara se puede calcular a partir del polinomio 22. En GNU Radio, el polinomio tiene que escribirse en el primer orden del bit menos significativo (LSB) antes de calcular la máscara. Para el polinomio anterior, la máscara se calcula como <sup>69</sup>:

$$mascara = 000000000000100001 = 0x21. \quad (23)$$

HDLC y AX.25 usan una semilla 0x00 para realizar el scrambling, la longitud hace referencia al número de posiciones de bits que debe desplazar un registro cuando se inserta un nuevo bit y este es definido por el polinomio, para el propuesto por James Miller la longitud es de 16.

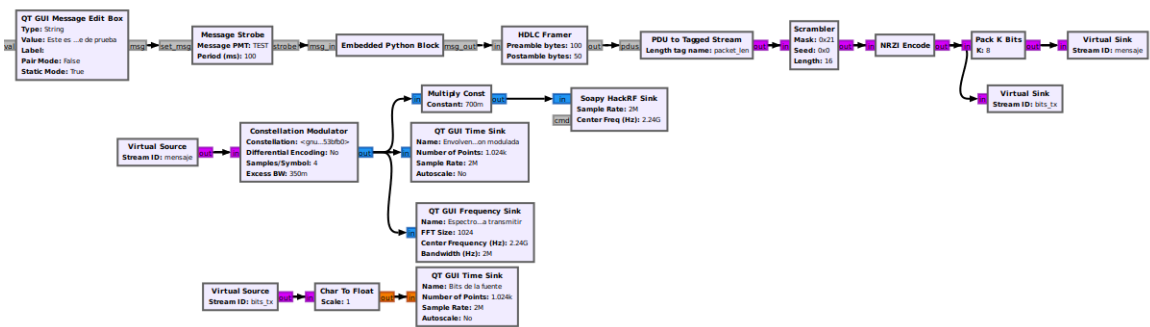
En el receptor, una vez demodulada la información usamos el binary slicer el cual convierte los valores flotantes a bits, dependiendo si estos son positivos o negativos a "1" y "0" respectivamente, recordemos que a estos bits en el transmisor se les hizo un proceso de Scrambling y codificación NRZI así que en orden de poder recuperar el mensaje hacemos el proceso inverso, luego entonces a la salida del Descrambler tenemos el paquete HDLC puro, este entra al HDLC Deframer el cual tiene activada la función de Check FCS por lo que cada vez que detecte un paquete por medio del byte de bandera, este buscará el campo FCS calcula el CRC 16 y lo comparará con el CRC 16 que recibió, si estos coinciden el paquete pasa hacia el siguiente bloque, si no, el paquete será desechado, los paquetes que estén correctos pasarán al bloque Message Debug el cual nos mostrará en consola los Bytes que se recibieron como se puede ver en la interfaz 6.3

Figura 6.3. Interfaz gráfica canal simulado QPSK con tramas HDLC



Una vez validado el flujograma en simulación, pasamos a la implementación con el HackRF, el funcionamiento es el mismo, los parámetros de cada bloque persisten, así el flujograma usado para la transmisión se puede observar en la figura 6.4.

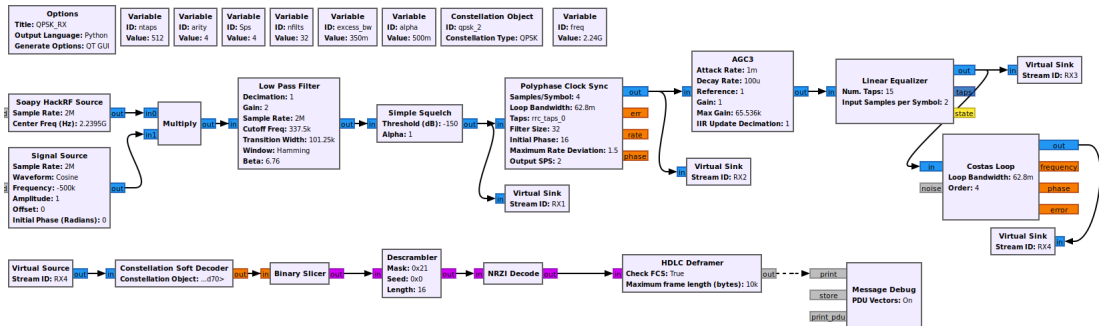
Figura 6.4. Flujograma para el transmisor QPSK usando el HackRF One



Las tramas HDLC con el mensaje incluido son transformadas a bits codificados y transmitidas por el HackRF por medio de la antena, estas viajan por el canal inalámbrico hasta llegar al HackRF configurado como receptor, el flujograma de este se puede ver en 6.5.

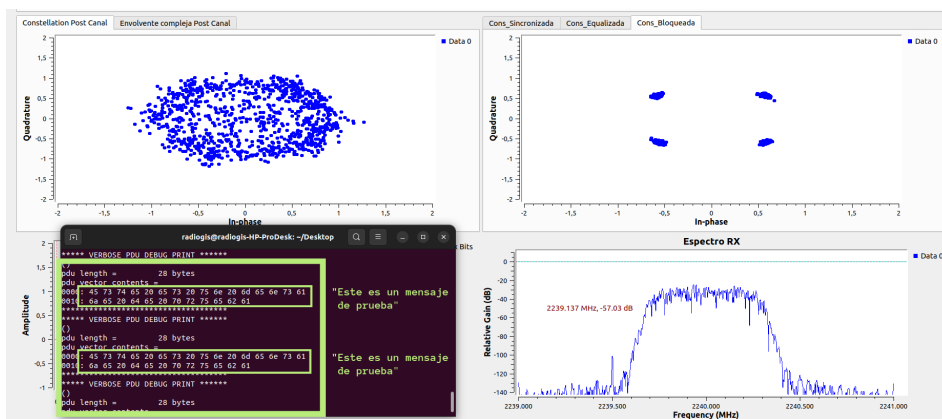
En la interfaz de la parte transmisora se configuró un mensaje, el cual es: “ Este es un mensaje de prueba ”, este mensaje será el que estará contenido en las tramas HDLC y posteriormente codificado, modulado y enviado por el HackRF hacia nuestro

Figura 6.5. Flujograma para el receptor QPSK usando el HackRF One



receptor a aproximadamente unos 5 metros de distancia, lo que recibe el receptor se puede ver en la interfaz 6.6

Figura 6.6. Interfaz gráfica del receptor QPSK, donde se evidencia el mensaje recibido

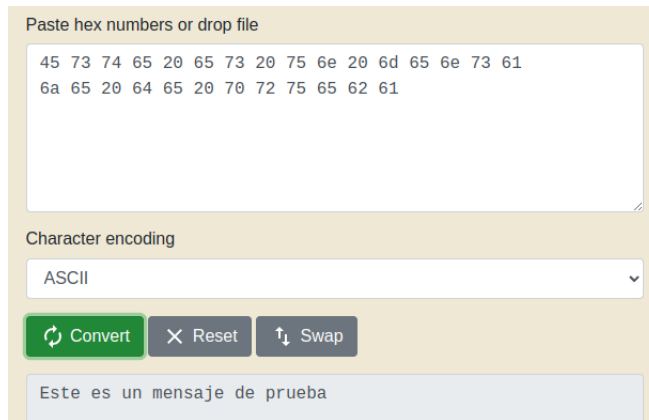


Cada número mostrado en la consola está representado en Hexadecimal y hace referencia a un carácter en ASCII podemos verificar que el mensaje recibido efectivamente es el mensaje enviado decodificando estos caracteres, esto se puede ver en la figura 6.7.

## 6.2. GMSK

Con el esquema de modulación GMSK se se realizó el mismo procedimiento que con QPSK, lo cual consiste en reemplazar los bloques que realizan la modulación

Figura 6.7. Conversión del mensaje recibido de hexadecimal a ASCII



y demodulación, ya que la parte de generación del mensaje, codificación y decodificación es la misma, toda esta facilidad en la reconfiguración del sistema se debe a la implementación de la tecnología SDR, si esto no fuera así, el cambio entre una modulación y otra sería mucho más complejo.

Para la simulación se usó el flujograma 6.8, ya todos los bloques y sus componentes están explicados previamente, el resultado se puede ver en la interfaz 6.9, donde se evidencia claramente que el mensaje enviado atraviesa en canal simulado, pasando por cada una de las etapas, hasta lograr su recuperación en el receptor.

Figura 6.8. Flujograma canal Simulado GMSK el cual incluye los bloques necesarios para la simulación del sistema: el transmisor, el canal y el receptor

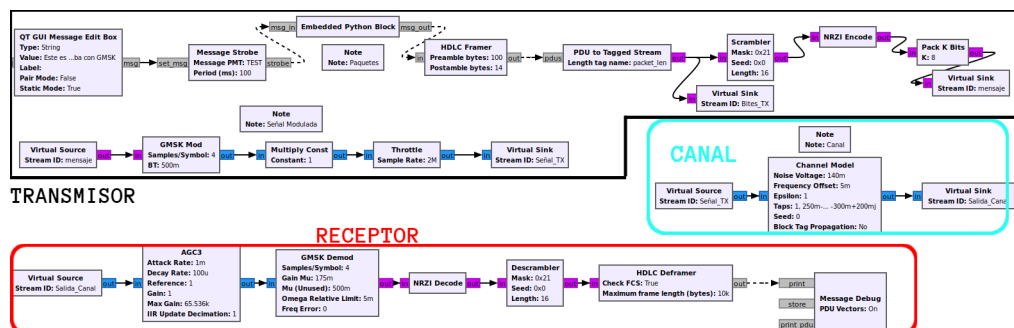
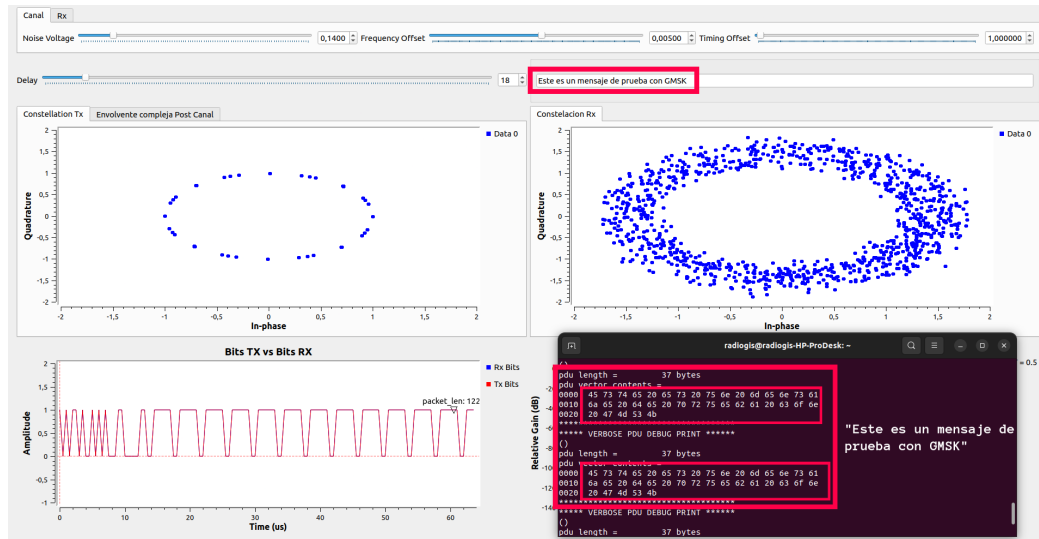
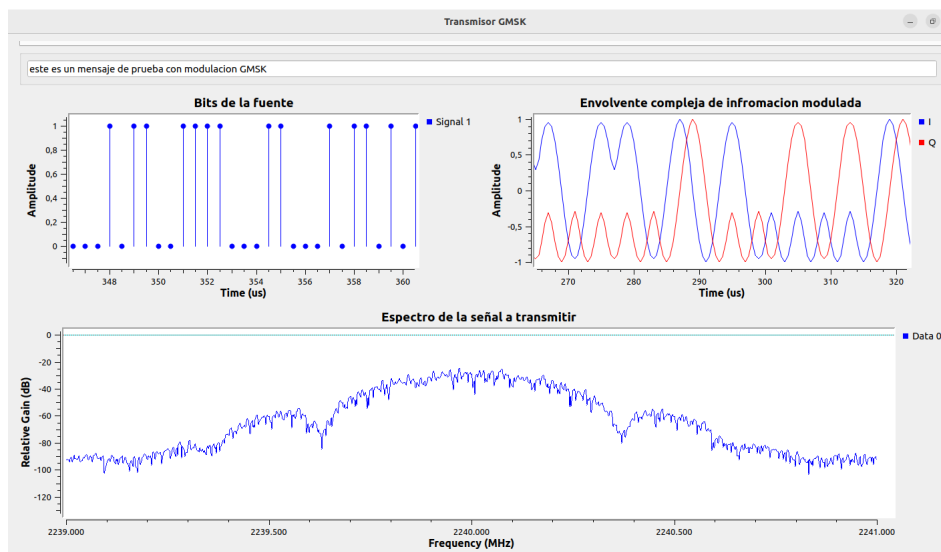


Figura 6.9. Interfaz gráfica de la simulación con esquema de modulación GMSK, donde se evidencia el mensaje recibido



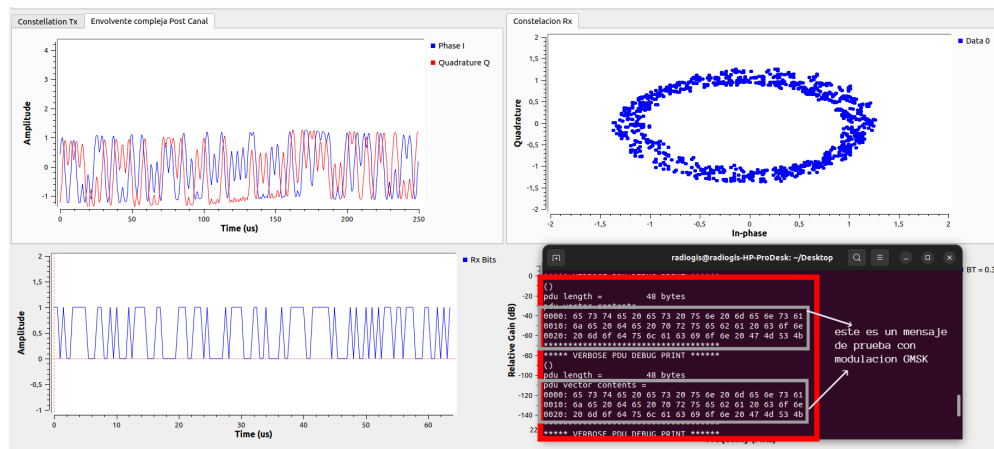
Se implementó de la misma manera el sistema usando el HackRF One, la interfaz 6.10 evidencia el mensaje transmitido "este es una mensaje de prueba con modulación GMSK", además de los bits, envolvente compleja y espectro de la señal modulada.

Figura 6.10. Interfaz gráfica del transmisor GMSK, donde se evidencia el mensaje transmitido.



En la interfaz 6.11 se puede ver la señal modulada recibida, se evidencia la llegada del mensaje que se transmitió, la señal recibida junto con el diagrama de constelaciones, los resultados no difieren de sobremanera a los obtenidos en simulación lo cual evidencia la importante necesidad de trabajar primero sobre un ambiente simulado antes de dirigirnos a trabajar con hardware,

Figura 6.11. Interfaz gráfica del receptor GMSK, donde se evidencia el mensaje recibido



## 7. Bit Error Rate

En los sistemas de comunicaciones digitales modernos, cada vez es más frecuente tener la posibilidad de cambiar las modulaciones con las que opera dicho sistema, el factor determinante para decidir entre cual modulación usar consiste en conocer el rendimiento de las modulaciones para un canal que establezca ciertos efectos y condiciones, el canal que frecuentemente se utiliza para realizar estas pruebas, es un canal del tipo AWGN, sin embargo también se pueden usar canales como el llamado canal de desvanecimiento de Rice, o el canal de Rayleigh el cual se enfoca en el efecto multitrayectoria de la señal, un estudio más detallado del comportamiento de varios tipos de canales se puede observar en <sup>70</sup>.

Para medir el rendimiento de las modulaciones, una vez ya establecido el canal, entra en juego la relación  $E_b/N_o$ , esta representa la relación de energía por bit respecto a la densidad espectral de potencia de ruido, lo que en pocas palabras se conoce como SNR normalizada, es decir la SNR por bit, por lo que sabiendo la relación de SNR, se puede hallar la relación  $E_b/N_o$  <sup>27</sup>, tal como se muestra en la ecuación 24

$$\frac{E_b}{N_o} = SNR * \frac{B}{R_s * bps} \quad (24)$$

En donde:

$\frac{E_b}{N_o}$  es la relación energía de bit a densidad de espectral de potencia de ruido.

$SNR$  es la relación señal a ruido.

$B$  es el ancho de banda de la señal en pasabanda.

$R_s$  es la tasa de símbolos transmitidos.

$bps$  es la cantidad de bits por símbolos y se relaciona con la cantidad de niveles de

---

<sup>70</sup> Jesús María Ibáñez Díaz. *Tema 2. Canales variantes y selectivos.*

la modulación (M), tal que  $bps = \log_2 M$

Como bien es sabido, los esquemas de modulación digital con mayor eficiencia espectral transmiten símbolos ( conformados por grupos de bits ) en vez de transmitir bit a bit, por lo que también es común encontrarse con la relación  $E_s/N_o$ , en donde se estaría analizando la energía de cada símbolo con respecto a la densidad espectral de potencia del ruido. Sabiendo que la energía de un símbolo corresponde a la energía de un conjunto de bits, se puede decir que la  $E_b/N_o$  y  $E_s/N_o$  se relacionan mediante la ecuación 25

$$\frac{E_s}{N_o} = \frac{E_b}{N_o} * bps \quad (25)$$

En donde:

$\frac{E_s}{N_o}$  es la relación energía por símbolo a densidad de espectral de potencia de ruido.

$\frac{E_b}{N_o}$  es la relación energía de bit a densidad de espectral de potencia de ruido.

$bps$  bits por símbolo .

Sin embargo para realizar comparaciones entre diversas modulaciones digitales que utilicen diferente cantidad de niveles y por consiguiente agrupen en símbolos de diversos tamaños se usa la relación  $E_b/N_o$ . Finalmente para medir el desempeño de cada modulación, se realiza la medición de bits transmitidos que llegan alterados para diferentes valores de  $E_b/N_o$ , dicha medición de bits alterados se conoce como probabilidad de error y consiste en dividir la cantidad de bits errados entre la cantidad total de bits transmitidos en el sistema, a la representación de lo descrito se le conoce como gráficas de BER <sup>71</sup>

Basado en análisis teóricos, la explicación anterior y en lo concluido en <sup>20</sup>, no es necesario recurrir a una implementación real para obtener una comparación sobre

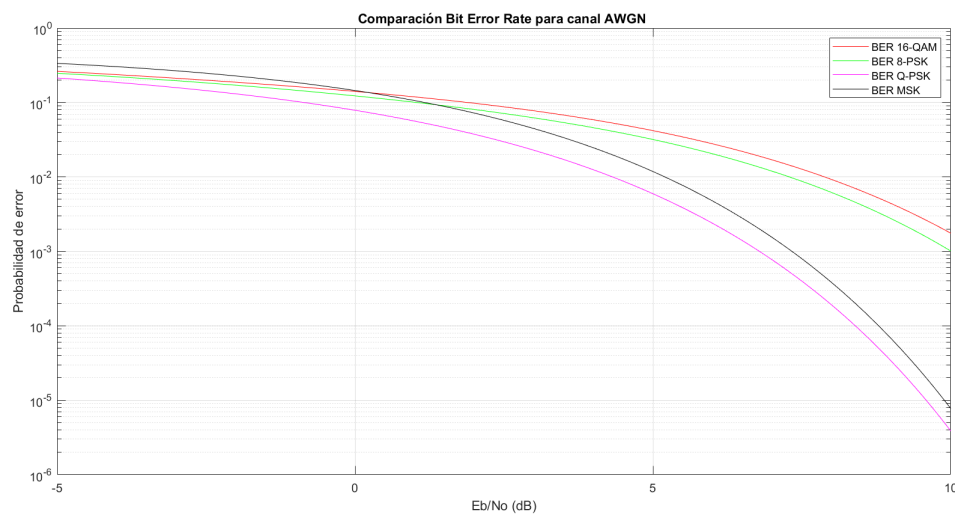
---

<sup>71</sup> Tasa de error de bits, en inglés Bit Error Rate

el desempeño de un tipo de modulación con respecto a otra, puesto que realizando simulaciones adecuadas es suficiente para observar esto.

Utilizando la toolbox communications de MathWorks <sup>72</sup>, se utilizó el comando BERAWGN para graficar la tasa de error de bits en diversas modulaciones, en la figura 7.1 se observa el gráfico del BER para las modulaciones 16-QAM, 8-PSK QPSK y MSK. El código para esta simulación se encuentra en el apéndice B. Cabe resaltar que la diferencia existente entre MSK y GMSK es que la segunda procesa la información inicialmente con un filtro gaussiano, esto con el fin de concentrar la potencia en el lóbulo central.

Figura 7.1. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN



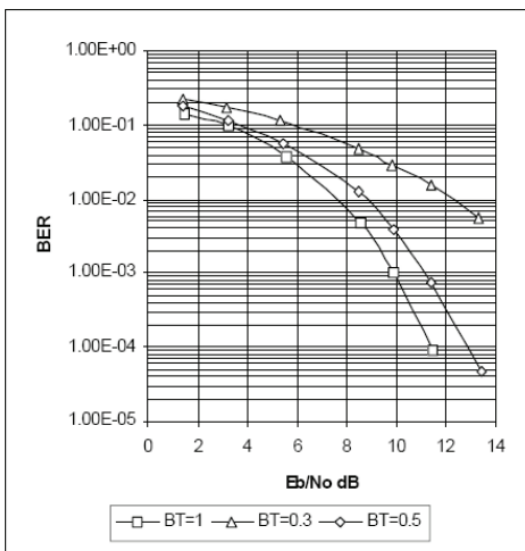
Se puede concluir que las modulaciones con mayor cantidad de bits por símbolo suelen tener más errores para determinada relación energía de bit a densidad de ruido, sin embargo estas son las modulaciones que ofrecen mejores tasas de transmisión debido a su eficiencia espectral. Se puede observar como la modulación

<sup>72</sup> MathWorks. *Communications Toolbox MATLAB*. [Online] disponible: <https://www.mathworks.com/products/communications.html>.

MSK tiene el peor rendimiento para relaciones  $E_b/N_0$  pequeñas, sin embargo a medida que esta aumenta su comportamiento mejora notablemente con respecto a las demás.

Analizando más específicamente el comportamiento de las curvas de BER para GMSK se recurre a <sup>73</sup> se puede observar el comportamiento de una señal modulada con GMSK, en esta modulación existe un parámetro llamado BT, el cual corresponde al ancho de banda del filtro gaussiano multiplicado con el periodo por símbolo, dicho parámetro se encuentra entre valores mayores a cero 0 y 1, el efecto en la modulación al modificar dicho parámetro para un canal AWGN repercute en las curvas del BER y en el ancho de banda, tal como se observa en la figura 7.2

Figura 7.2. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquema de modulación GMSK con diferentes valores de BT en presencia de un canal AWGN. Tomado de J. Torres, H. Paz, 2008

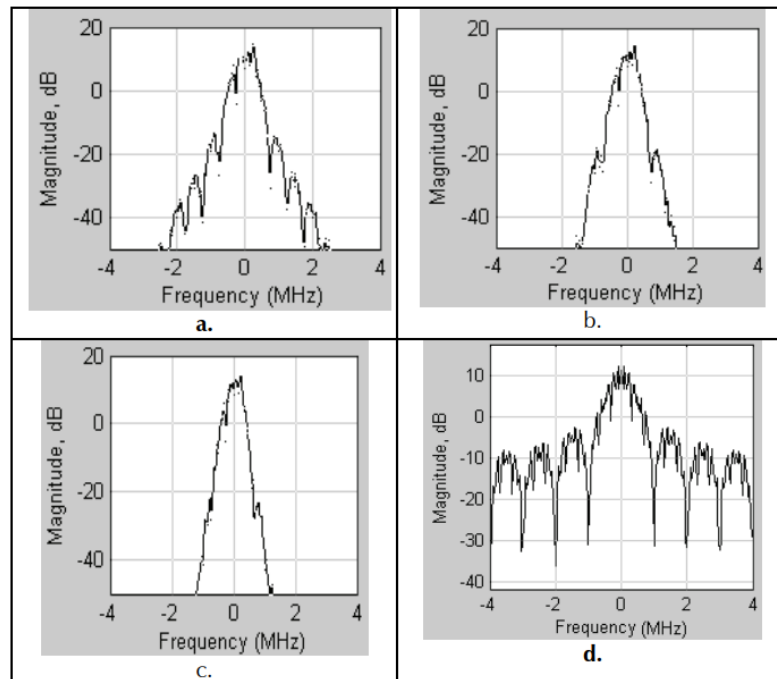


Se puede observar que la probabilidad de error disminuye a medida que aumenta el

<sup>73</sup> Juan Mario Torres Nova y Hernán Paz Penagos. *Studying and comparing spectrum efficiency and error probability in GMSK and DBPSK modulation schemes*. 2008, págs. 75-80.

parámetro BT, sin embargo al aumentar dicho parámetro también aumenta el ancho de banda, es decir la potencia ya no se concentra en su mayoría en el lóbulo central como se puede observar en la figura 7.3 en la que también se hace comparación del ancho de banda con una modulación DBPSK <sup>74</sup>, y claramente la modulación GMSK ocupa un menor espectro para todos los casos de BT.

Figura 7.3. Comparación de la densidad espectral de potencia para modulaciones GMSK con diferentes valores de BT en presencia de un canal AWGN. a) GMSK BT= 1, b) GMSK BT= 0,5, c) GMSK BT= 0,3, d) DBPSK, Tomado de J. Torres, H. Paz, 2008

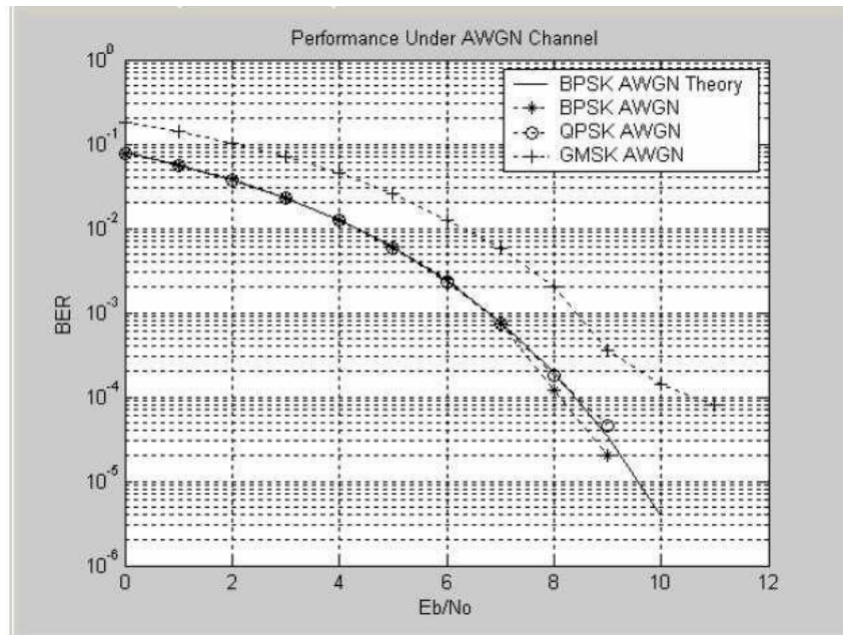


Sin embargo después de un análisis más elaborado, en el trabajo <sup>73</sup> se concluye que para lograr un buen equilibrio entre una baja probabilidad de error y ancho de banda de la modulación GMSK el parámetro BT debe estar entre 0.3 y 1, esta es una de las razones por la que en este trabajo se utilizó un valor 0.5 para el parámetro BT.

<sup>74</sup> Modulación difereencial binaria por variaciones de fase, Differential Binary Phase Shift Keying

Buscando comparaciones del rendimiento de las modulaciones se puede encontrar que en el trabajo <sup>75</sup> se compara el BER teórico para un canal del tipo AWGN de los esquemas de modulación BPSK, QPSK y GMSK, esto se puede ver representado en la siguiente figura 7.4 . Nótese claramente como el rendimiento de QPSK y BPSK es inferior al de GMSK para el modelo de canal AWGN, esto puede deberse al filtro gaussiano que esta modulación aplica.

Figura 7.4. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN. Tomado de V. Chauhan, K. Manoj, et al. 2011



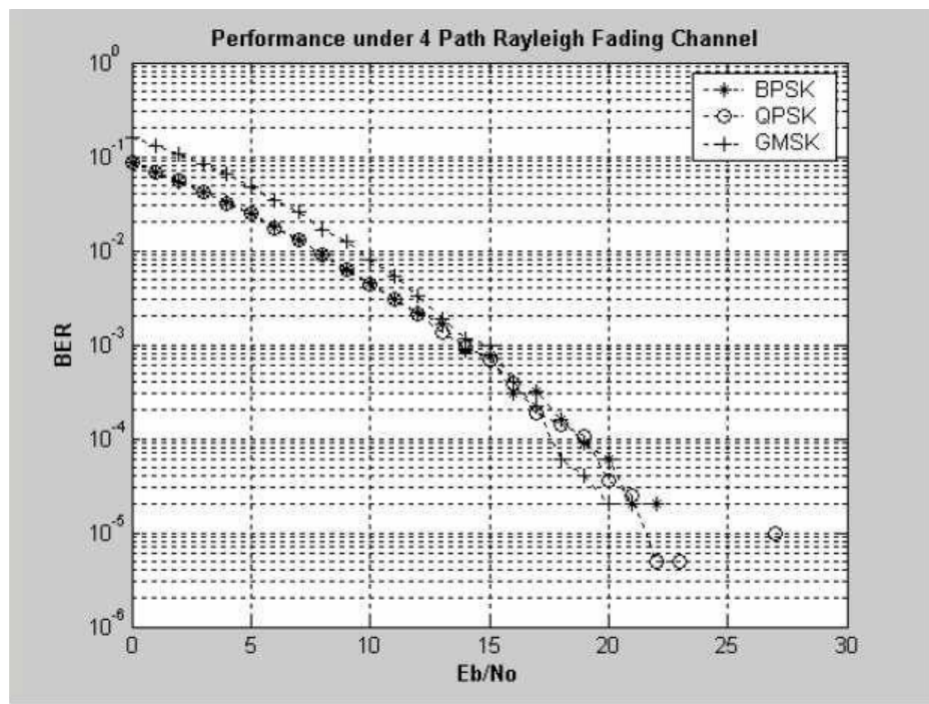
Sin embargo, en este trabajo también se utilizó un modelo matemático mucho más real para la simulación del canal, para este caso seleccionaron el modelo matemático de desvanecimiento de Rayleigh ya que este representa el efecto multitrayectoria, para el caso de lo mostrado en la figura 7.5 se simulan cuatro trayectorias diferentes.

<sup>75</sup> Vikas Chauhan, Manoj K. Arora y R. S. Chauhan. "Comparative BER Performance of PSK based modulation Techniques under Multipath Fading". En: *Advances in Applied Science Research* 2 (2011).

En este caso más aproximado a la realidad se puede ver ligeramente la superioridad de la modulación GMSK respecto a QPSK, esto para valores de  $E_b/N_0$  superiores a 15 dB, esta es una de las razones por las cuales GMSK es el estándar de esquema de modulación para los sistemas globales de comunicaciones móviles abreviado como GSM.

Por lo que finalmente <sup>75</sup> concluye que la BER de la modulación GMSK tiene mejor comportamiento que la de QPSK a medida que crece la relación  $E_b/N_0$ , sin embargo para valores pequeños de  $E_b/N_0$  tiene menor probabilidad de error la modulación QPSK.

Figura 7.5. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal de desvanecimiento de Rayleigh de 4 trayectorias. Tomado de V. Chauhan, K. Manoj, et al. 2011



En el trabajo <sup>76</sup> se llega a la misma conclusión anteriormente mencionada, con res-

<sup>76</sup> Atul Gautam, Kumar Saurabh y Manish Sharma. "BER Improvement of BPSK, QPSK and GMSK

pecto a los rendimientos de los esquemas de modulación GMSK y QPSK

En el trabajo <sup>77</sup> se muestra una comparación de las curvas de BER para varios esquemas de modulación, algunos de ellos con detector coherente en la demodulación, todo esto bajo el entorno simulado de un canal AWGN tal como se evidencia en la figura 7.6

En esta comparación se realiza una modificación a QPSK la cual consiste en retrasar los cambios en la componente en cuadratura de la envolvente compleja durante medio periodo de bit, con el fin de que no se produzcan cambios simultáneos en las dos componentes de la envolvente compleja y así evitar las variaciones pronunciadas en la envolvente y evitar los saltos mayores a 90 grados, al realizar esta modificación recibe el nombre de modulación QPSK compensada y representada como OQPSK. Se detalla también como la modulación OQPSK diferencial representada como DOQPSK tiene el mismo rendimiento que la modulación MSK con demodulación coherente, y la misma situación entre las modulaciones OQPSK y la modulación MSK con precodificación (PMSK).

Nuevamente en este artículo la modulación GMSK tiene un peor rendimiento que la modulación QPSK para canales AWGN.

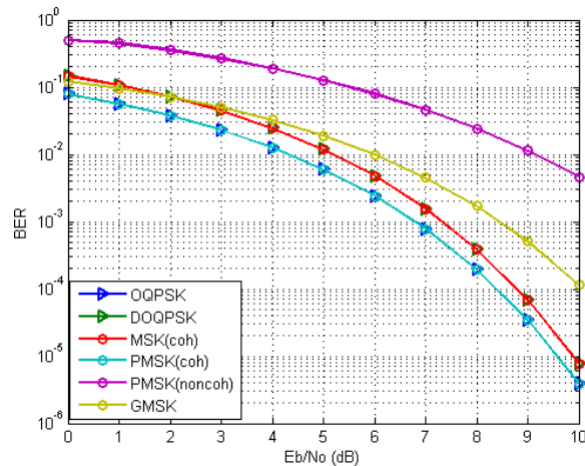
Sin embargo en <sup>77</sup>, los autores realizan simulaciones bajo el modelo de canal desvanecimiento de Rice, obteniendo nuevamente resultados superiores de la GMSK en valores altos de  $E_b/N_0$ , y mejor rendimiento de la modulación QPSK para valores pequeños de  $E_b/N_0$ , tal como se muestra en la figura 7.7. Dado que con la modulación GMSK es posible añadir la demodulación de Viterbi para mejorar los resultados, QPSK/OQPSK son los esquemas de modulación más básicos y simples

---

in Rayleigh fading channel". En: 2014.

<sup>77</sup> Artur Gaysin, Vladimir Fadeev y Marko Hennhöfer. "Survey of modulation and coding schemes for application in CubeSat systems". En: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., jul. de 2017. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997514.

Figura 7.6. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal AWGN. Tomado de A. Gaysin, V. Fadeev, 2017



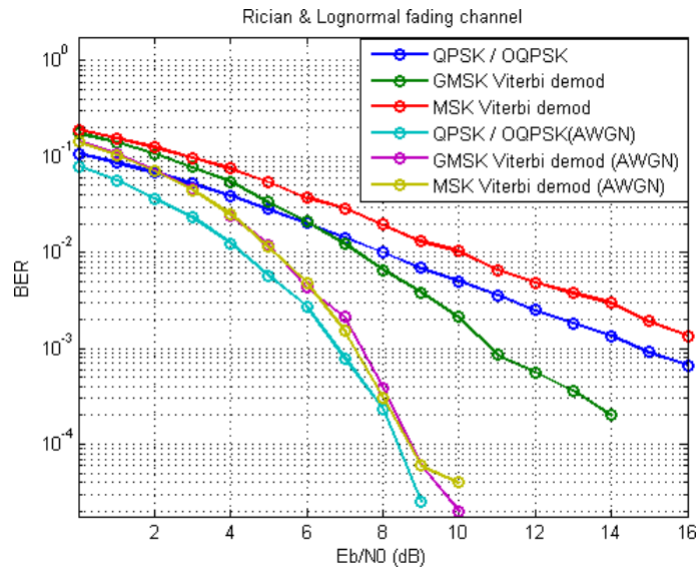
computacionalmente con los que se pueden obtener buenos resultados.

Si bien es cierto que para relaciones  $E_b/N_0$  elevadas, se suelen usar modulaciones con mayor velocidad de transmisión como lo son 16-QAM o 32-QAM, considerando las limitantes de recursos de tamaño y potencia que posee un CubeSat así como las dificultades impuestas por un canal satelital, se considera la modulación QPSK como la de mayor rendimiento debido a su tasa de bits transmitidos y su robustez ante las adversidades del canal.

No obstante GMSK es una modulación que requiere de menor ancho de banda para realizar la transmisión de la potencia <sup>77</sup>, y tiene menor cantidad de errores en canales con buena relación  $E_b/N_0$ , otra de las ventajas es que la modulación GMSK puede amplificarse con un amplificador no lineal y no tener distorsiones, esto permite utilizar hardware mucho más sencillo con amplificadores que sean más eficientes energéticamente, lo que resulta útil en las comunicaciones móviles y en los sistemas con limitaciones de potencia como el caso de los CubeSat.

Finalmente cabe destacar que en el Capítulo 6 de <sup>20</sup> titulado “Un sistema de radiocomunicación digital sobre un canal guiado”, contiene una sección de implementación

Figura 7.7. Comparación de las curvas teóricas de BER para esquemas de modulación digitales en presencia de un canal de desvanecimiento de Rice. Tomado de A. Gaysin, V. Fadeev, 2017



en donde se puede encontrar una herramienta en GNU Radio con la cual se realizan mediciones de BER para distintos tipos de modulaciones digitales, por lo que es posible realizar estas mediciones para cada uno de los flujogramas de simulación presentados y se observará resultados congruentes con la teoría anteriormente descrita.

## **8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS**

### **8.1. CONCLUSIONES**

El fin de este proyecto de grado es dar los primeros pasos como universidad en el desarrollo de un sistema de comunicación totalmente basado en SDR y enfocado para el ámbito de investigación en temas satelitales y de bajo costo, durante la investigación y desarrollo se concluyó que los esquemas de modulación más usados debido a términos de eficiencia espectral, rendimiento en BER y complejidad son QPSK y GMSK, por lo cual estas se implementan, en conjunto con el protocolo HDLC basado en AX.25, tenemos que GNU Radio como la componente de software de SDR proporciona herramientas y facilidades para la implementación tanto de los esquemas de modulación como los protocolos, aun así, en términos generales y de rendimiento, esta opción no es la más recomendable teniendo en cuenta que un CubeSat contiene recursos energéticos y de procesamiento limitados, se podría encontrar la forma de separar la lógica de la generación de las tramas del protocolo usado, de la del propio subsistema encargado de la transmisión y recepción para lograr un mejor rendimiento en términos de procesamiento. Es decir que la etapa de codificación del protocolo se haga de manera externa a GNU Radio, ya que en la implementación que se realizó, se observaron limitantes debido a que estos bloques no se encuentran optimizados.

Ciertamente un canal inalámbrico es un medio de comunicación desafiante el cual presenta diferentes fenómenos que afectan directamente la calidad del enlace de comunicación y el rendimiento del mismo, por esta razón se hace siempre necesario cuando se diseña un sistema pensado para la comunicación inalámbrica, simular cada fenómeno de propagación que pueda ser influyente en la aplicación que se esté realizando. GNU Radio provee una forma sencilla y funcional para la simulación

del canal con su bloque Channel Model, el cual fue de mucha ayuda para la elaboración del presente proyecto, ya que actúa como un típico canal AWGN, añade efectos de desvanecimiento de Rayleigh, variaciones en los tiempos de muestreo, desviaciones de frecuencia e inclusive la adición de números pseudoaleatorios basados en una semilla para simular ruido aleatorio.

Uno de los mayores impactos de este proyecto es el entendimiento y superación de los fenómenos de un canal inalámbrico, pudiendo así lograr una comunicación efectiva usando netamente los bloques de procesamiento suministrados por la última versión de GNU Radio, tales como el ecualizador, Polyphase Clock Sync entre otros, es decir enfocarse en el procesamiento de la señal percibida en el receptor aplicando técnicas para la corrección de fenómenos de canales inalámbricos y sus implicaciones, inicialmente sin necesidad de recurrir a una capa de codificación.

Para mejorar la fiabilidad de un enlace inalámbrico no solo podemos recurrir a mejoras en el hardware como lo son los cambios de las antenas o en el aumento de la potencia de transmisión, una manera práctica, económica y efectiva es la implementación de técnicas pre y post canal para luchar contra los efectos, puesto que gracias a la versatilidad del SDR esto puede ser sencillamente implementado por software realizando procesamiento adicionales las señales.

Se puede concluir que el fenómeno responsable de la mayoría de las pérdidas en un enlace satelital, son las pérdidas en el espacio libre y aunque los factores atmosféricos pueden jugar un papel importante en condiciones específicas, las pérdidas en espacio libre superan por mucho el efecto que estas llegan a generar.

Con este trabajo se logra demostrar que con transceptores SDR de bajo costo tal como el HackRF One cuyo precio es inferior a los 350 dólares, se pueden realizar implementaciones y pruebas que generalmente en la Universidad Industrial de Santander se realizaban con el dispositivo USRP 2920 cuyo valor es varias veces superior, conquistando así el uso de un transceptor SDR de bajo costo y dejando

camino abierto para que a futuro se siga utilizando por estudiantes en la universidad. El desarrollo de este trabajo de grado complementa y extiende las investigaciones de trabajos previamente realizados por otros compañeros en la Universidad Industrial de Santander <sup>78</sup> y <sup>79</sup>, enfocándose este trabajo más exclusivamente al estudio de un sistema con canal inalámbrico y sentando bases para sus futuras aplicaciones en el área de las comunicaciones satelitales, así como la implementación de un protocolo en el sistema de comunicaciones, siendo esto último posible gracias al fácil acceso a nuevas librerías que se pueden usar con el software GNU Radio.

Respecto al esquema de modulación más conveniente a utilizar, se propone utilizar la modulación QPSK en los entornos que brinden bajos valores en la relación de  $E_b/N_0$ , ya que en estos casos presenta menor probabilidad de error y la velocidad de transmisión de los bits es el doble que para modulaciones GMSK, ya que en QPSK cada símbolo transmitido contiene un par de bits. Sin embargo GMSK es una modulación que ocupa menor ancho de banda y más eficiente energéticamente hablando, con menor probabilidad de error en la transmisión de los bits que la modulación QPSK cuando nos encontramos con valores mayores a 15 dB en la relación  $E_b/N_0$  <sup>75</sup>, pero la velocidad de transmisión se ve limitada ya que en GMSK la transmisión de la información se hace bit a bit.

## 8.2. LÍNEAS FUTURAS

El contenido de este proyecto servirá como puente para futuros desarrollos en el ámbito de las telecomunicaciones y el SDR algunos de los posibles trabajos futuros

---

<sup>78</sup> ANDRES FRANCISCO GOMEZ GARCIA. *SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL M-ARIA SOBRE UNA PLATAFORMA DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE (SDR) BASADO EN GNU RADIO* [recurso electrónico]. spa. Bucaramanga: UIS, 2015.

<sup>79</sup> JAVIER MAURICIO SUAREZ MONSALVE. *DISEÑO DE MANUAL DE PRACTICAS PARA UN LABORATORIO DE COMUNICACIONES DIGITALES BASADO EN LA TECNICA DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE* [recurso electrónico]. spa. Bucaramanga: UIS, 2012.

se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Pruebas en tierra de larga distancia, con un sistema que cuente con etapas de potencia adicionales a las que trae por defecto el equipo SDR, respetando la reglamentación impuesta por la ANE, UIT y demás organismos que establezcan los límites y controles en el área.
- Implementación del sistema de comunicación usando un OBC portable tal como lo puede ser una Raspberry Pi.
- Diseño e implementación de un modelo para la simulación de un canal ionosférico preferiblemente que pueda ser implementado en GNU Radio.
- Cálculos teóricos y prácticos de un presupuesto de enlace para un sistema de comunicación satelital usando los esquemas de modulación propuestos.
- Implementación de un protocolo que implemente la corrección de errores como puede ser el protocolo NGHam.

## BIBLIOGRAFIA

Abbas, Yasir M.O. y Kenichi Asami. "Design of software-defined radio-based adaptable packet communication system for small satellites". En: *Aerospace* 8 (6 jun. de 2021). DOI: 10.3390/aerospace8060159 (vid. pág. 33).

Agencia Nacional del Espectro ANE. *Resolución número 0000105 del 27 de marzo de 2020*. [Online] disponible: <https://www.ane.gov.co>. 2020 (vid. pág. 52).

AstroDev. *AstroDev Helium Radios* (vid. pág. 22).

Boada, Homero Ortega y Oscar Mauricio Reyes Torres. *Comunicaciones Digitales basadas en radio definida por software*. 2017 (vid. págs. 24-26, 65, 74, 77, 106, 113, 140).

Cabrera-Bean, Margarita y M. Lagunas. "CMA algoritmos de módulo constante en ecualización adaptativa". En: *URSI 1986: III Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio: Gerona, Escuela Universitaria Politécnica: 22, 23 y 24 de septiembre de 1986*. Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC), 1986, 239–241 (vid. pág. 79).

Chauhan, Vikas, Manoj K. Arora y R. S. Chauhan. "Comparative BER Performance of PSK based modulation Techniques under Multipath Fading". En: *Advances in Applied Science Research* 2 (2011) (vid. págs. 110, 111, 117).

Daniel Estévez. *AGC for gr-satellites*. [Online] disponible: <https://destevez.net/2017/08/agc-for-gr-satellites/>. 2017 (vid. pág. 75).

Díaz, Jesús María Ibáñez. *Tema 2. Canales variantes y selectivos* (vid. pág. 105).

Estévez, Daniel. *A collection of GNU Radio decoders for Amateur satellites*. 2019 (vid. pág. 97).

Eutelsat Quantum. *Eutelsat Quantum*. [Online] disponible: <https://www.eoportal.org/satellite-missions/eutelsat-quantumeop-quick-facts-section>. 2019 (vid. pág. 15).

Feigin, Jeff. "Practical Costas loop design". En: (2002) (vid. pág. 83).

Gautam, Atul, Kumar Saurabh y Manish Sharma. "BER Improvement of BPSK, QPSK and GMSK in Rayleigh fading channel". En: 2014 (vid. pág. 111).

Gaysin, Artur, Vladimir Fadeev y Marko Hennhöfer. "Survey of modulation and coding schemes for application in CubeSat systems". En: Institute of Electrical y Electronics Engineers Inc., jul. de 2017. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997514 (vid. págs. 112, 113).

George, Florian, Stephane Billeter y Muriel Richard. *AX.25 Telemetry and Telecommand Transfer Frames Format*. 2015 (vid. págs. 34, 36, 37).

GNU Radio. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. [Online] disponible: <https://www.gnuradio.org> (vid. págs. 71, 72, 76, 82, 84, 92, 97).

— *GNU Radio, The free open software radio ecosystem*. [Online] disponible: <https://www.gnuradio.org> 2022 (vid. pág. 16).

GOMEZ GARCIA, ANDRES FRANCISCO. *SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL M-ARIA SOBRE UNA PLATAFORMA DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE (SDR) BASADO EN GNU RADIO [recurso electronico]*. spa. Bucaramanga: UIS, 2015 (vid. págs. 117, 127).

Great Scott Gadgets. *HackRF One*. [Online] disponible: <https://greatscottgadgets.com/hackrf/one> 2021 (vid. págs. 16, 56, 127).

Hagemann, Eric. *The Costas Loop-An Introduction* (vid. pág. 83).

Haro, Jorge Rodríguez de. *Análisis software y hardware del SDR HackRF One*. GranadaSAT: Grupo de Electrónica Aeroespacial., nov. de 2017 (vid. pág. 57).

harris, fred, Rice y Malinda. "Multirate digital filters for symbol timing synchronization in software defined radios". En: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 19 (ene. de 2002), págs. 2346 -2357. DOI: 10.1109/49.974601 (vid. págs. 69, 72).

integrated, maxim. *Datasheet MAX2837*. 2015 (vid. pág. 58).

— *Datasheet MAX8564*. 2017 (vid. pág. 58).

Javier, Matías, Soriano Arce, Ana y Vidal Pantaleoni. "DISEÑO DE UN ENTORNO DE PRUEBAS PARA UN SISTEMA DE COMUNICACIONES EMBARCADO EN SATÉLITE". En: (2016) (vid. págs. 16, 31).

Kleinschrodt, Alexander, Andreas Freimann, Steffen Christall, Maximilian Lankl y Klaus Schilling. "Advances in Modulation and Communication Protocols for Small Satellite Ground Stations". En: (2017) (vid. págs. 17, 33, 97).

Kolumbán, Géza, Tamás István Krébesz y Francis C.M. Lau. "Theory and application of software defined electronics: Design concepts for the next generation of telecommunications and measurement systems". En: *IEEE Circuits and Systems Magazine* 12 (2 2012), págs. 8-34. DOI: 10.1109/MCAS.2012.2193435 (vid. págs. 14, 25).

Kuang, Tsai y Lui Gee. "BINARY GMSK: CHARACTERISTICS AND PERFORMANCE". En: (1999) (vid. págs. 28, 91).

Mamatha R. Maheshwarappa, Christopher P. Bridges. "Software Defined Radios for Small Satellites". En: () (vid. pág. 21).

MathWorks. *Communications Toolbox MATLAB*. [Online] disponible: <https://www.mathworks.com> (vid. pág. 107).

Molina, Rossio. "Estudio de los factores atmosféricos que influyen en la degradación de calidad de un enlace satelital". En: 4 (dic. de 2010), págs. 553-567 (vid. pág. 46).

Mwakyanjala, Moses B., M. Reza Emami y Jaap van de Beek. "Software-defined radio transceiver for QB50 CubeSat telemetry and telecommand". En: *34th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2016* (2016). DOI: 10.2514/6.2016-5719 (vid. págs. 98, 99).

Nariman A. Salam Bauomy, Eslam Ahmed Elbeh. "Design of SDR Simulation for Wireless Communication between Ground Station and CubeSat Implemented by LabVIEW". En: (2020) (vid. pág. 15).

Nova, Juan Mario Torres y Hernán Paz Penagos. *Studying and comparing spectrum efficiency and error probability in GMSK and DBPSK modulation schemes*. 2008, págs. 75-80 (vid. págs. 108, 109).

Preprint, Easychair et al. *Communication Optimization Approach for S-Band LEO CubeSat Link Budget*. 2020 (vid. págs. 20, 22, 61).

qorvo. *Datasheet RFFC5072, 85 - 4200 MHz Wideband Synthesizer / VCO with Integrated 6 GHz RF Mixer* (vid. pág. 59).

Rondeau, T.W. y C.W. Bostian. *Artificial Intelligence in Wireless Communications*. Artech House mobile communications series. Artech House, 2009 (vid. pág. 75).

Rosado, C. *Comunicacion por satellite: principios, tecnologias y sistemas*. Colección Textos Politécnicos. Serie Telecomunicaciones. Limusa, 2002 (vid. págs. 42, 43).

Scott Palo Darren O’connor, Elizabeth Devito y Steve Bundick Gary Crum Serhat Altunc Thomas Winkert Rick Kohnert Scott Schaire. *Expanding CubeSat Capabilities with a Low Cost Transceiver* (vid. pág. 22).

Steven J. Olivier† Jim Aarestad‡, L. Howard Pollard‡ Alexander M. Wyglinski† Craig Kief y R. Scott Erwin. “Modular FPGA-Based Software Defined Radio for CubeSats”. En: (2012) (vid. pág. 21).

SUAREZ MONSALVE, JAVIER MAURICIO. *DISEÑO DE MANUAL DE PRACTICAS PARA UN LABORATORIO DE COMUNICACIONES DIGITALES BASADO EN LA TECNICA DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE [recurso electronico]*. spa. Bucaramanga: UIS, 2012 (vid. pág. 117).

Telecomunicaciones UIT, Unión Internacional de. *Cuadro Nacional de Atribución de Bandas de Frecuencias*. 2021 (vid. págs. 51, 59).

— *Recomendación UIT-R P.618-13 (12/2017) – Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas de telecomunicación Tierra-espacio*. 2017 (vid. págs. 44, 46).

TP-LINK. *TL-ANT2405CL 2.4GHz 5dBi Indoor Omni-directional Antenna*. 2011 (vid. pág. 59).

Unión Internacional de Telecomunicaciones UIT. *Reglamento de Radiocomunicaciones. Artículos*. [Online] disponible: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1> 2016 (vid. pág. 52).

— *Reglamento de Radiocomunicaciones Recomendaciones UIT-R incorporadas por referencia*. [Online] disponible: <https://search.itu.int/history/HistoryDigitalCollectionDocLibrary/1> 2020 (vid. pág. 51).

Wiki GNU Radio. *Guided Tutorial PSK Demodulation*. [Online] disponible: <https://wiki.gnuradio.org> 2021 (vid. págs. 50, 132, 134, 137).

Álvarez, Sergio Peredo. “Software para análisis del presupuesto de enlace para comunicaciones vía satélite”. En: *Universidad de las Américas Puebla* (2004) (vid. págs. 43, 105).

## APÉNDICES

## **A. GUÍA PROPUESTA PARA PRÁCTICAS PEDAGÓGICAS Y DE INVESTIGACIÓN**

**A.0.1. TEMA 1. FAMILIARIZACIÓN CON EL HACKRF ONE Y GNU RADIO** En este primer tema de la guía, se plantea orientar al estudiante para que logre principalmente adaptarse al uso del transceptor SDR de bajo costo HackRF One, ya que en el laboratorio tradicionalmente se han usado otros dispositivos, además de que se utilizara la antena recomendada por el fabricante de referencia ANT500, cuyo rango de operación está entre los 75 MHz y 1 GHz, lo que es suficiente para realizar pruebas en la banda destinada a radioaficionados que va desde los 430 MHz a 440 MHz. Con respecto al software, se utilizará GNU Radio Companion, ya que es el software que se ha utilizado con los dispositivos de laboratorio desde hace varios años.

### **CUIDADOS Y RECOMENDACIONES PRINCIPALES**

Es importante tener presente lo siguiente antes de comenzar con el desarrollo de cualquier tema de la guía :

- Conectar de manera correcta la antena al dispositivo antes de realizar cualquier prueba.
- Trabajar en el rango de frecuencia establecido por el dispositivo y que se encuentre en el rango de la antena.
- Realizar pruebas en las bandas de frecuencia permitidas y sin exceder la potencia establecida.
- Utilice únicamente y exclusivamente las frecuencias de muestreo soportadas por el dispositivo, para el caso son los múltiplos enteros de 1 MHz hasta 20 MHz.

## Trabajo previo

Las especificaciones técnicas por parte del fabricante del transceptor como de su antena se pueden encontrar en <sup>7</sup>, antes de realizar cualquier prueba, es de vital importancia leer las especificaciones del dispositivo para hacer un uso adecuado del mismo.

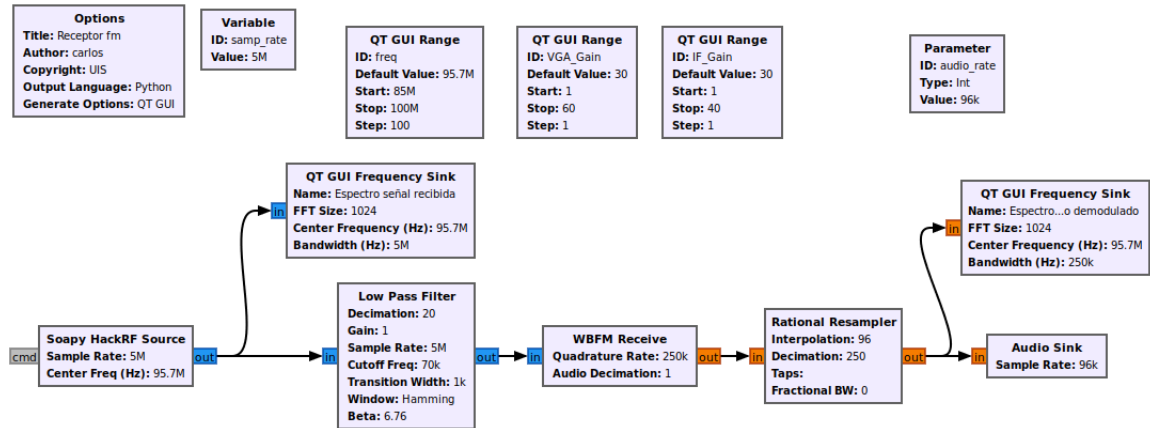
Inicialmente se debe instalar y actualizar el software GNU Radio, sin embargo esto no se considera mayor impedimento ya que todos los equipos de laboratorio ya lo tienen instalado, en caso contrario consultar el anexo D en el trabajo <sup>78</sup>.

## Receptor y demodulador FM con HackRF One

A continuación se muestran las indicaciones para realizar un receptor de señales FM utilizando el HackRF One con GNU Radio.

1. En la versión actual del software ( versión 3.10 a la fecha ), existe un bloque llamado **Soapy HackRF Source**, el cual se encarga de interconectar el hardware con el software, basta tan solo con conectar el dispositivo SDR por USB al computador para que este ya sea reconocido por GNU Radio, eso sí habiendo previamente conectado la antena al HackRF One en su único puerto destinado a conexión de antena, al usar este bloque el dispositivo actuará en modo recepción.
2. Ahora cree un flujograma tal como el que se muestra en la siguiente imagen A.1. Se puede evidenciar que se usa una frecuencia de muestreo soportada para el dispositivo, para el caso de 5 MHz, el rango de frecuencia central de la portadora va desde los 85 MHz hasta los 100 MHz cumpliendo con lo soportado por la antena ANT500 y en el rango de las emisoras de radio en FM, la salida de audio se hace a una frecuencia de 96 KHz.

Figura A.1. Flujograma para la recepción de señales en modulación FM



- Al correr el flujograma podrá variar la frecuencia central de la señal recibida, así como las ganancias en 2 de los 3 amplificadores que el dispositivo tiene en modo receptor.

Al observar las sección RF Options de **Soapy HackRF Source**, podrá activar el tercer amplificador mediante la palabra True en el parametro Amp On (+14 dB).

Las imágenes visualizadas pertenecen al espectro de la señal FM recibida y posteriormente la señal de audio ya demodulada.

### Transmisor modulador WBFM con HackRF One

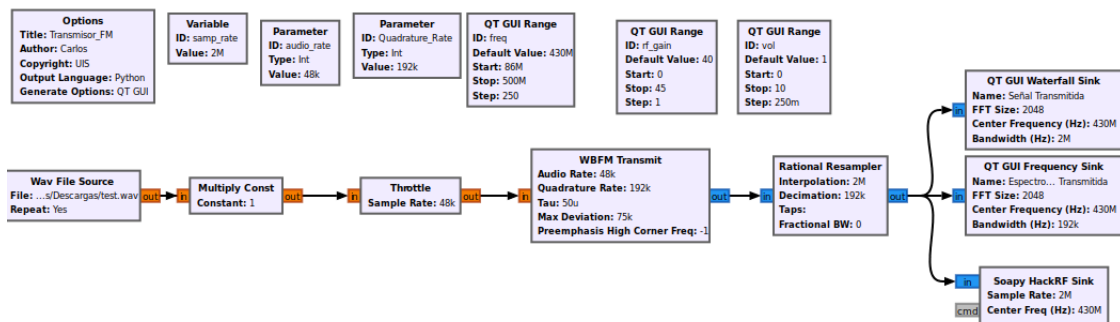
Para este caso se realizará la modulación y transmisión de una señal en FM, utilizando el HackRF One con GNU Radio.

- Este paso es similar al primer paso de la construcción del receptor sin embargo aquí deberá utilizar el bloque **Soapy HackRF Sink**, al usar este bloque el dispositivo actuará en modo transmisión, por lo que es de carácter crítico que la antena se encuentre conectada antes de realizar cualquier prueba.

2. Ahora cree un flujograma tal como el que se muestra en la siguiente imagen A.2 Se puede evidenciar que se usa una frecuencia de muestreo soportada para el dispositivo, para el caso de 2 MHz, el rango de frecuencia central de la portadora va desde los 86 MHz hasta los 500 MHz cumpliendo con lo soportado por la antena ANT500, sin embargo utilice una frecuencia con la cual pueda operar el dispositivo receptor al cual quiere transmitir la información que desea, y más importante aún que dicha frecuencia pueda ser utilizada o sea de uso libre.

Para el caso se desea transmitir un archivo de audio con formato wav, este archivo fue grabado a una frecuencia de 48 KHz por esta razón, este mismo es el valor del parámetro audio rate.

Figura A.2. Flujograma para la transmisión de señales en modulación FM



3. Al correr el flujograma podrá variar la frecuencia central de la señal transmitida, así como las ganancias en 1 de los 2 amplificadores que el dispositivo tiene en modo receptor.

Al observar las sección RF Options de **Soapy HackRF Sink**, podrá activar el tercer amplificador mediante la palabra True en el parámetro Amp On (+14 dB).

Las imágenes visualizadas pertenecen al espectro de la señal modulada transmitida y además el espectrograma de la misma

En caso de desear más información sobre cada uno los bloques, puede consultar el sitio auxiliar de documentación de GNU Radio en <https://wiki.gnuradio.org/>

## **A.0.2. TEMA 2. CORRIGIENDO LAS AFECCIONES DE UN CANAL INALÁMBRICO**

En este tema se trata acerca de las técnicas para corregir los fenómenos y efectos que se producen al transmitir una señal de radiofrecuencia a través de un canal inalámbrico, con el fin de que el estudiante comprenda algunas de las técnicas que pueden ser implementadas desde el software, tan solo con saber utilizar ciertos bloques que GNU Radio ya trae implementados.

Para este caso se usa el transceptor SDR HackRF One conjunto a una antena omnidireccional para frecuencia de 2.4 GHz ya que está dentro de la banda S donde opera una buena parte de los sistemas de comunicación de los CubeSat, sin embargo se puede usar la antena ANT500 y operar dentro de su rango de frecuencias sin tener ningún inconveniente.

Para una explicación más didáctica se mostrará el resultado de cada bloque en determinadas circunstancias usando la documentación oficial ofrecida por GNU Radio. En el presente tema se partirá de un modelo de comunicación básica y se irán añadiendo mejoras paso a paso con el fin de ver la evolución de dicho sistema y el efecto que repercute al incluir cada bloque.

### **Trabajo previo**

Antes de comenzar es importante recurrir al capítulo que habla de la demodulación en receptor de este documento 4.1.4. En esta sección se describe muy al detalle el funcionamiento de cada uno de los bloques con los que se va a tratar, tanto lo teórico como en GNU Radio, además de esto, en dicha sección se citan ciertas referencias bibliográficas las cuales deben ser revisados en caso de considerarse necesario por parte del lector. Mas aparte se debe realizar la lectura de las referencias que se van recomendando a lo largo del desarrollo de la guía, ya que en muchas de ellas la información es bastante clara y concisa por lo que se evita repetir esto en la guía.

Para realizar un estudio individual de cada uno de los bloques y visualizar sus efectos, descargue el repositorio oficial de GNU Radio en <https://github.com/>

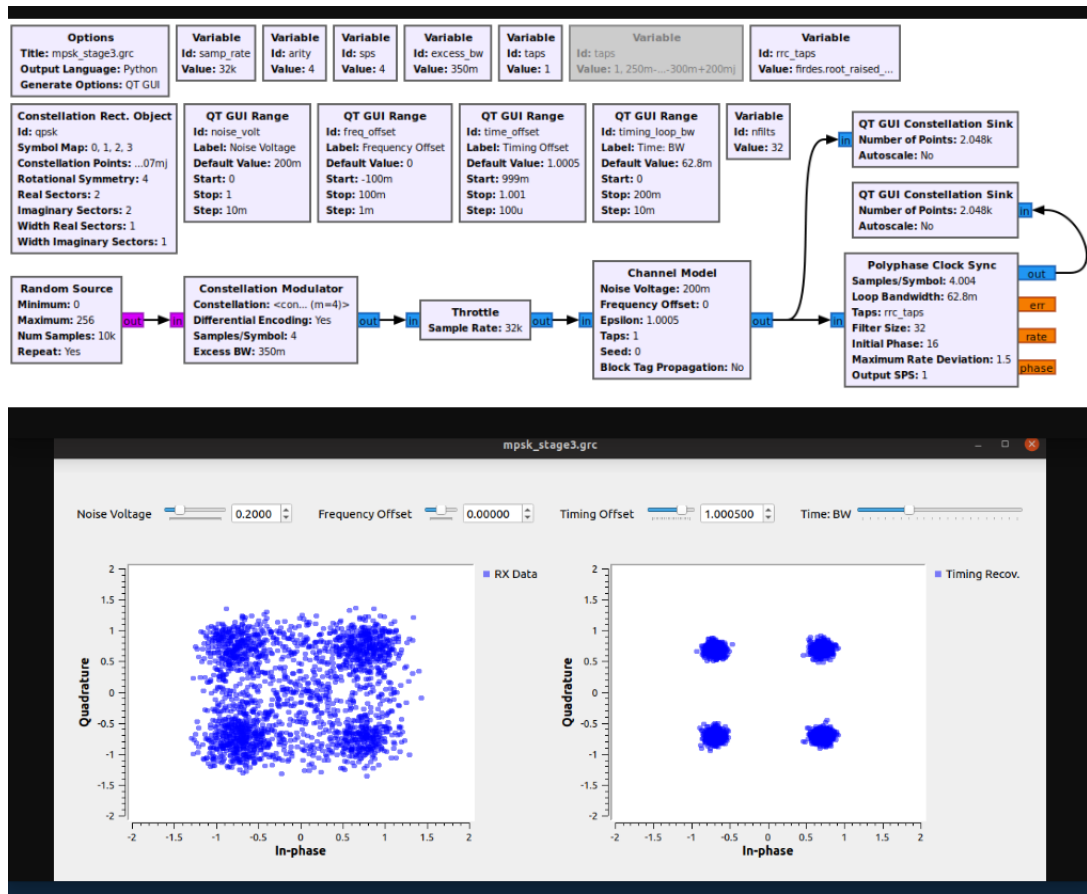
gnuradio/gnuradio

### **Sincronización de reloj**

En este caso se utilizará el bloque Polyphase Clock Sync, para ser breve este bloque realiza la función de filtro de acoplamiento y luego con dicha señal saca la derivada para seleccionar el mejor instante de muestreo, la explicación más detallada sobre este procedimiento se encuentra en la sección 4.1.5 de este documento. En caso de requerir aún más información para el entendimiento de cada uno de los parámetros de de los bloque, puede consultar su documentación oficial en [https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Polyphase\\_Clock\\_Sync](https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Polyphase_Clock_Sync).

Para realizar un estudio del bloque diríjase al repositorio oficial de GNU Radio que descargó previamente y abra el flujograma titulado mpsk\_stage3.grc. En la sección titulada “ Using the Polyphase Clock Sync Block in Our Receiver ” de <sup>30</sup> podrá encontrar una explicación del flujograma donde se hace uso del bloque en un entorno simulado, al correr el flujograma deberá observar algo como se muestra en la figura A.3

Figura A.3. Flujograma y su interfaz para el estudio del bloque Polyphase Clock Sync, las imágenes en la interfaz denotan la constelación antes y después de atravesar un canal inalámbrico. Adaptado de Wiki GNU Radio, 2021



En la simulación se puede variar las propiedades del canal y se puede ver cómo al aumentar el nivel del voltaje de ruido, la constelación se distorsiona sin embargo el bloque es capaz de corregir hasta cierto punto este efecto, de igual manera y con mejor resultado para el timing offset ya que es el principal efecto que soluciona, sin embargo obtiene muy malos resultados para corregir las desviaciones de frecuencia más adelante se mostrará que para estas desviaciones de frecuencia y de fase existe un bloque que las corrige.

## **El ecualizador**

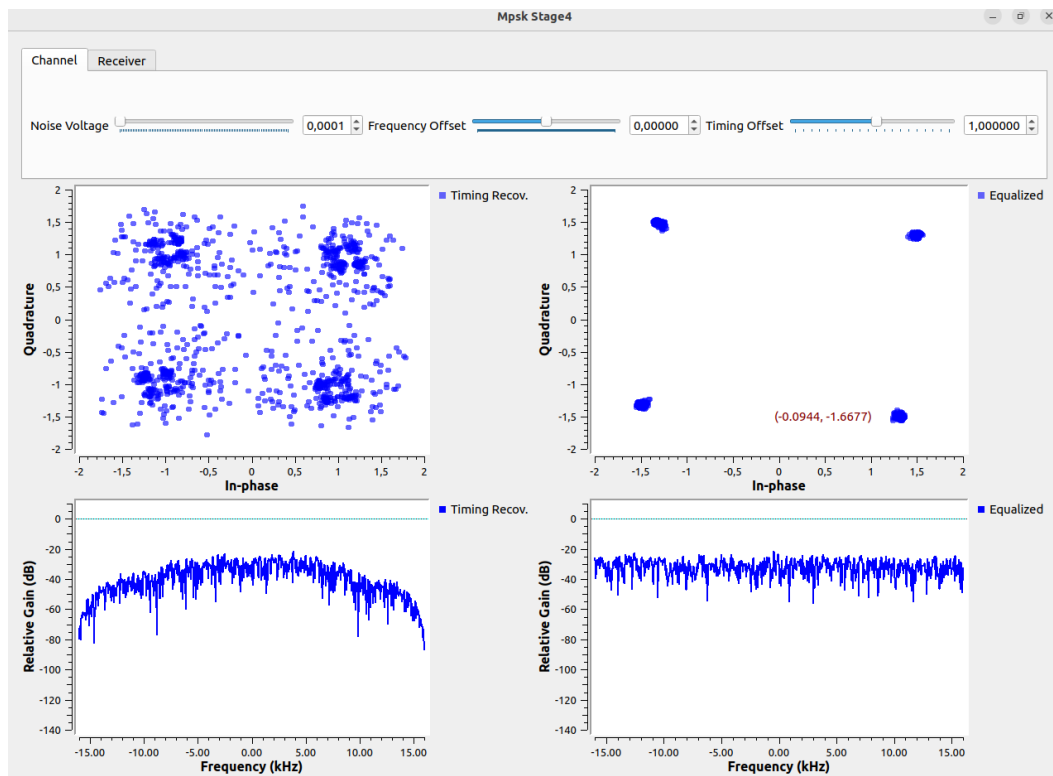
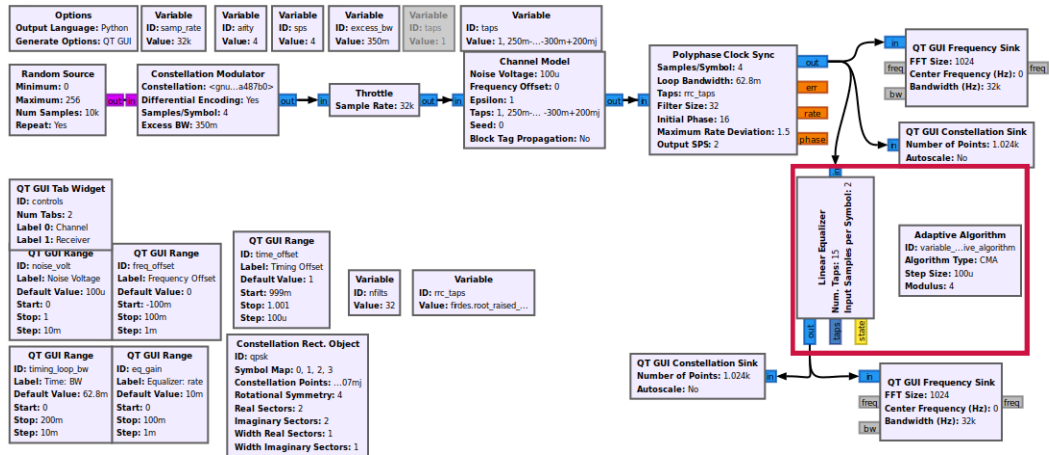
En este caso se utilizará el bloque Linear Equalizer conjunto con el bloque Adaptive Algorithm, esto debido a que el ecualizador necesita actualizar su respuesta en tiempo real y esto lo hace mediante un algoritmo matemático que en este caso será el CMA, la explicación más detallada sobre este procedimiento se encuentra en la sección 4.1.7 de este documento.

En caso de requerir aún más información para el entendimiento de cada uno de los parámetros de del bloque Linear Equalizer, puede consultar su documentación oficial en [https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Linear\\_Equalizer](https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Linear_Equalizer), y para el bloque Adaptive Algorithm visite el enlace [https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Adaptive\\_Algorithm](https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Adaptive_Algorithm)

Para realizar un estudio del bloque diríjase al repositorio oficial de GNU Radio que descargó previamente y abra el flujograma titulado mpsk\_stage4.grc. En la sección titulada “ Equalizers ” de <sup>30</sup> podrá encontrar una explicación del flujograma donde se hace uso del bloque en un entorno simulado.

Sin embargo, el flujograma mpsk\_stage4.grc. tiene problema ya que su ecualizador fue discontinuado por ende se cambia por el Linear Equalizer y Adaptive Algorithm, tal como se observa encerrado en un recuadro rojo, el ID establecido en el bloque Adaptive Algorithm debe ser el mismo que coincida con este parámetro objeto dentro del bloque Linear Equalizer, al correr el flujograma deberá observar algo como se muestra en la figura A.4.

Figura A.4. Flujograma e interfaz para el estudio del bloque Linear Equalizer, las imágenes en la interfaz denotan la constelación y el espectro previamente habiendo realizado sincronización en el tiempo, antes y después de atravesar un ecualizador lineal basado en algoritmo CMA. Adaptado de Wiki GNU Radio, 2021



Ya que en este flujograma opera la ecualización y la sincronización de reloj, es de esperar obtener buena inmunidad al ruido, efecto multitrayectoria y el timing.

En la simulación se puede variar las propiedades del canal y se puede ver cómo al aumentar el nivel del voltaje de ruido, la constelación ya no se distorsiona con tanta facilidad como cuando no se tenía ecualizador, también el espectro después de ser procesada se ve mucho mas constante que después de las afecciones del canal por lo que el desempeño ante el ruido es notablemente mejor. De igual manera para el timing offset ya que como se vio anteriormente este se soluciona con la sincronización de reloj, sin embargo obtiene aún mantiene malos resultados para corregir las desviaciones de frecuencia y este será el problema a tratar en la siguiente sección.

## **Corrección de desviaciones de fase y de frecuencia**

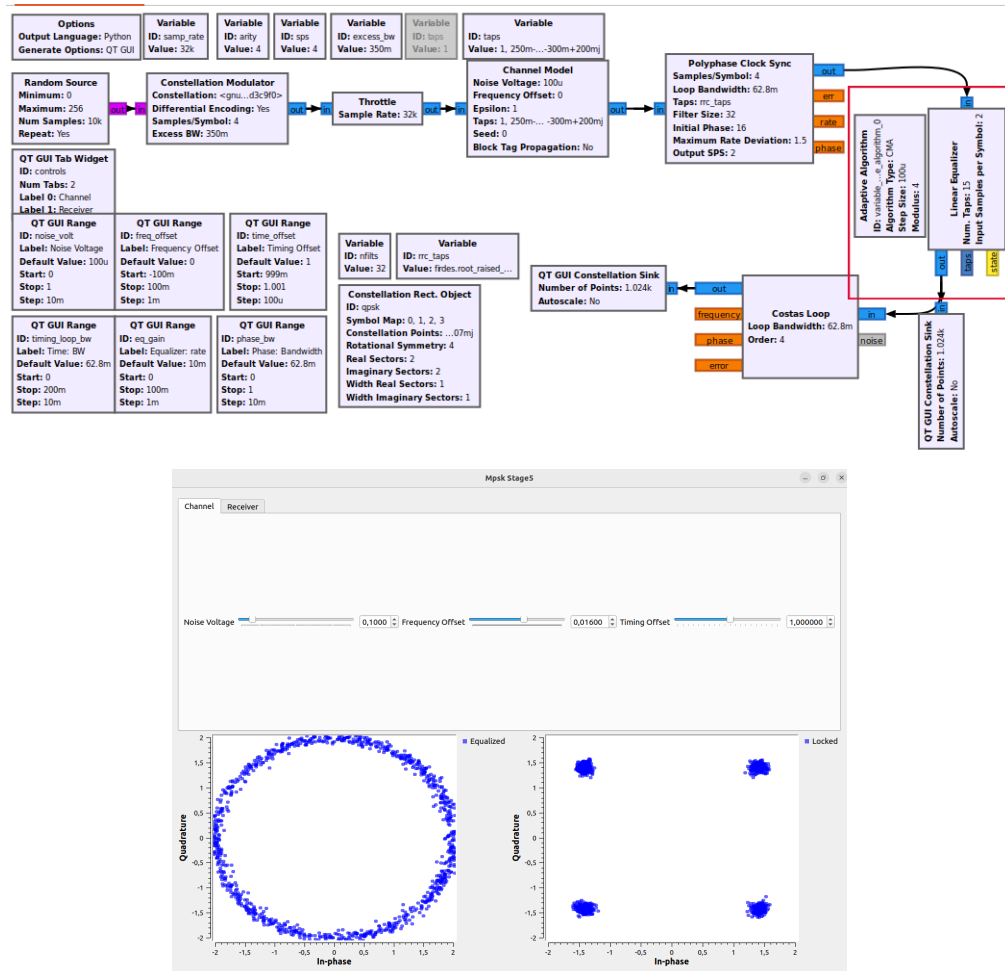
En este caso se utilizará el bloque Costas Loop, ya que como se ha visto hasta el momento necesitamos luchar contra las variaciones de frecuencia y rotaciones que pueda tener la constelación a la hora de ser recibida en el receptor, y este bloque básicamente bloquea la constelación, por lo que no se debe utilizar en modulaciones por variaciones de frecuencia o derivadas de estas, explicación más detallada sobre este procedimiento se encuentra en la sección 4.1.8 de este documento.

En caso de requerir aún más información para el entendimiento de cada uno de los parámetros de del bloque Costas Loop, puede consultar su documentación oficial en [https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Costas\\_Loop](https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Costas_Loop).

Para realizar un estudio del bloque diríjase al repositorio oficial de GNU Radio que descargó previamente y abra el flujograma titulado `mpsk_stage5.grc`. En la sección titulada “ Phase and Fine Frequency Correction” de <sup>30</sup> podrá encontrar una explicación del flujograma donde se hace uso del bloque en un entorno simulado.

Tal como ocurrió en el caso del análisis del ecualizador, el flujograma `mpsk_stage5.grc` tiene problema ya que su ecualizador fue descontinuado por ende se cambia por el Linear Equalizer y Adaptive Algorithm, tal como se observa encerrado en un recuadro rojo, el ID establecido en el bloque Adaptive Algorithm debe ser el mismo que coincida con este parámetro objeto dentro del bloque Linear Equalizer. En esta ocasión ya hay cadena más robusta para luchar contra los efectos de canal, puesto que está presente la sincronización de reloj, la ecualización y las correcciones de fase y frecuencia, una vez deberá observar algo como se muestra en la figura A.5.

Figura A.5. Flujograma e interfaz para el estudio del bloque Costas Loop, las imágenes en la interfaz denota la constelación previamente sincronizada y ecualizada, antes y después de atravesar un canal inalámbrico con fuertes desviaciones de frecuencia. adaptado de Wiki GNU Radio, 2021



Ya que en este flujograma opera la sincronización de reloj, la ecualización, y corrección de desviaciones de fase y frecuencia es de esperar obtener buena inmunidad al ruido, efecto multitrayectoria, el timing, y variaciones de fase y frecuencia. En la simulación se puede variar las propiedades del canal y se puede ver cómo al aumentar el nivel del voltaje de ruido, la constelación al igual que antes no se distorsiona con tanta facilidad, de igual manera para el timing offset, sin embargo obtiene un buen desempeño para corregir las desviaciones de fase y más evidentemente de

frecuencia.

### **Sistema de comunicación inalámbrico con modulación QPSK y GMSK**

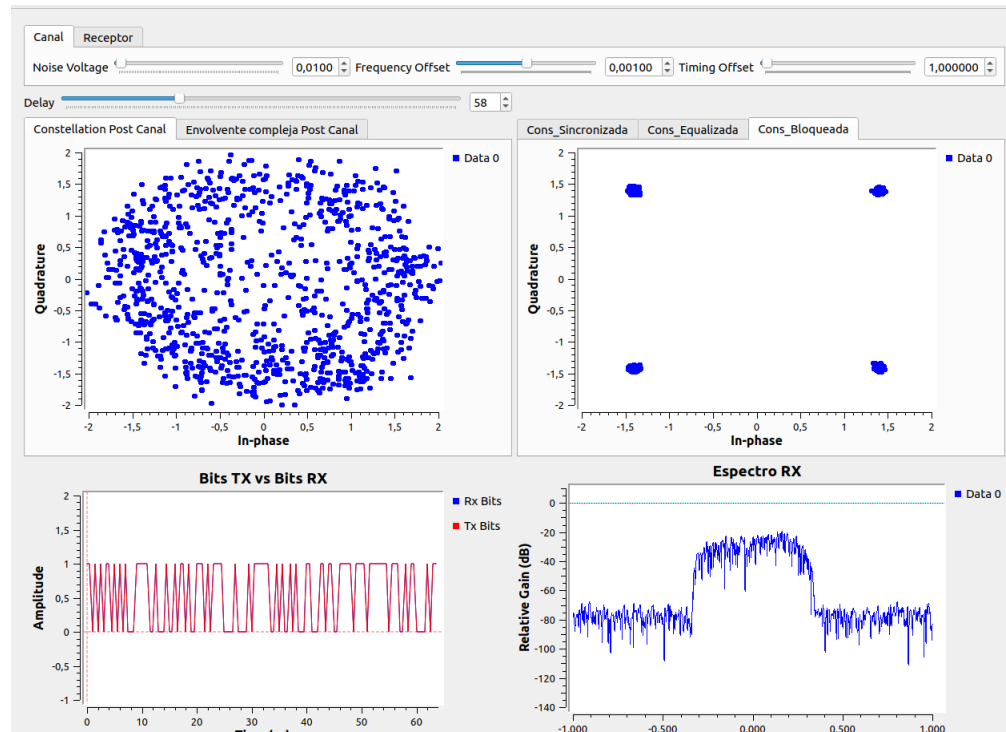
Llegando ya a este punto del desarrollo de la guía, se considera que el estudiante es perfectamente consciente de los efectos que proporciona un canal inalámbrico y el cómo luchar contra ellos usando GNU Radio. Así que para abarcar los temas faltantes respecto a las comunicaciones digitales, se recomienda estudiar previamente sus fundamentos y aspectos más básicos en el capítulo 5 y acerca de las modulaciones digitales en el capítulo 6 de el libro <sup>20</sup>.

#### **Para modulación QPSK**

Una vez claros los conceptos para realizar un sistema de comunicaciones digitales completo, se propone realizar una simulación de un sistema con esquema de modulación QPSK, tal como se muestra en la figura 4.1.

Una vez montado el sistema el usuario podrá modificar valores del respectivo canal y visualizar el comportamiento paso a paso de la constelación al atraves los bloques, así como la representación en el tiempo de la información transmitida y recibida además de la gráfica del espectro en el receptor para verificar el ancho de banda utilizado, tal como se observa en la figura A.6

Figura A.6. Interfaz obtenido para el flujograma 4.1 en el cual se simula un sistema de comunicación digital con canal inalámbrico y modulación QPSK



En cuanto a la coincidencia de los bits transmitidos con los recibidos se puede observar que sucede al realizar un delay de 58 muestras en la señal transmitida, es decir que esta es la latencia del sistema o en otras palabras la tardanza para empezar a recibir información en el receptor luego de transmitir.

En cuanto a la implementación real, el sistema y su explicación se encuentra en la sección 4.2, para el transmisor su flujograma corresponde a la figura 4.13, y en cuanto al esquema de recepción lo puede encontrar en la figura 4.15. Recuerde tener los cuidados y consideraciones básicas para trabajar con los dispositivos.

### Para modulación GMSK

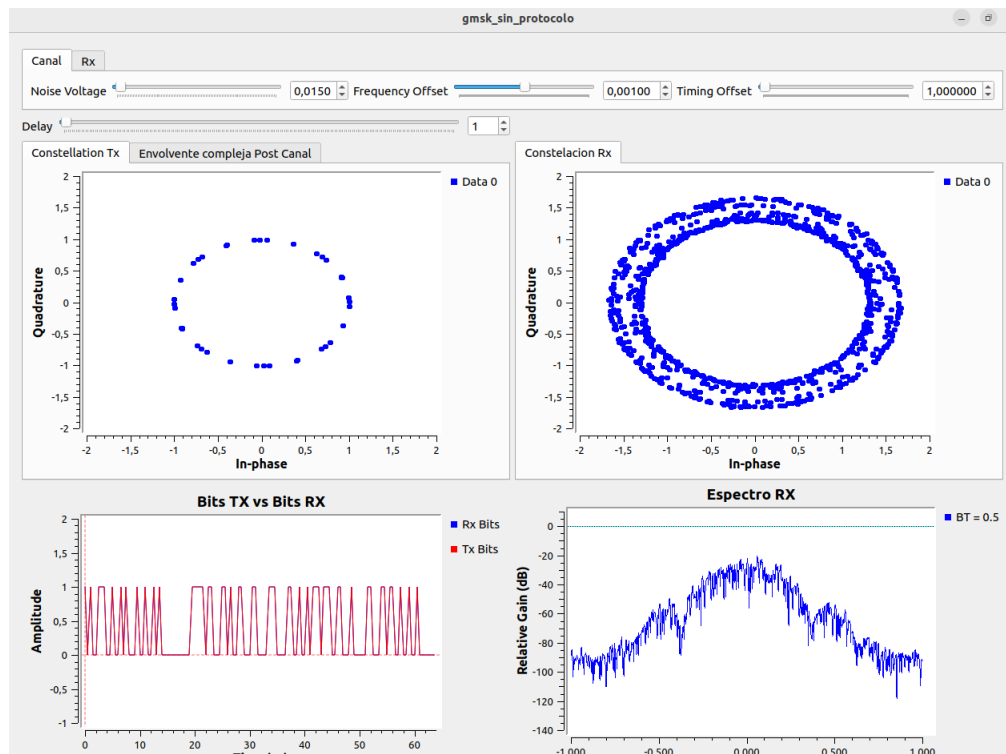
Para esta modulación, se necesitan menos bloques ya que el bloque demodulador de gmsk es muy completo y realiza la sincronización de reloj automáticamente, además de no usar el bloque Costas Loop, ya que la modulación GMSK está basada

en variaciones de frecuencias.

El flujograma para realizar la simulación completa de este sistema lo podrá encontrar en la figura 5.1.

Al correr esta simulación podrá modificar nuevamente parámetros del canal así como el factor BT del filtro gaussiano de la modulación GMSK, además de observar la imagen de las constelaciones, la información en tiempo y el espectro para comprobar su ancho de banda, tal como lo muestra la figura A.7

Figura A.7. Interfaz obtenido para el flujograma 4.1 en el cual se simula un sistema de comunicación digital con canal inalámbrico y modulación GMSK



Para este caso el desfase entre la señal transmitida y la señal recibida es de sólo 1 muestra, esto se debe a que en este caso se usa una menor cantidad de bloques lo que mejora la latencia del sistema al realizar la simulación.

Con respecto la implementación real, el sistema y su explicación se encuentra en la sección 5.2, para el transmisor su flujograma corresponde a la figura 5.4 y en cuanto

al esquema de recepción lo puede encontrar en la figura 5.5

Recuerde tener los cuidados y consideraciones básicas para trabajar con los dispositivos.

Cabe resaltar que debido a que este sistema es un prototipo y no hay fuertes variaciones en la intensidad de la señal recibida en el receptor no es indispensable el uso de control automático de ganancia, de ser necesario este se ubicaría después del bloque Polyphase Clock Sync pero antes del ecualizador tal como se hace en algunos de los flujogramas.

### **A.0.3. TEMA 3. SISTEMA DE COMUNICACIÓN CON TRAMAS HDLC**

En este último tema se desea mostrar la importancia que tiene la aplicación de una capa que codifique la información que se va a transmitir, ya que estos son la base de los protocolos que aplican la detección y corrección de errores, lo que garantiza que la información que se transmita llegue en perfectas condiciones al receptor, sin importar que se tenga que hacer reenvío de paquetes y demás.

En este punto de la guía, el estudiante aparte de tener claros los conceptos de las comunicaciones digitales, modulaciones, efectos de canal inalámbrico y demás, se espera que comprenda la importancia y utilidad de codificar la información en dicho sistema.

#### **Trabajo previo**

Antes de comenzar este tema es de gran importancia tener claridad absoluta del anterior de esta guía A.0.2, ya que allí se sientan las bases de un sistema de comunicación digital inalámbrica bastante completo. Se partirá de dichos sistemas y se les añadirá la etapa respectiva para hacer que ya no solo se envíen bits o símbolos, si no que la información se agrupa en paquetes de manera que se pueda saber en el receptor cuando un paquete es erróneo para descartar y cuando no lo es. Para tener claridad sobre el funcionamiento de los bloques que realizan la agrupación de las tramas es indispensable leer el capítulo 6 de este trabajo.

Para esto se debe instalar la librería para GNU Radio gr-satellites, para realizar esto descargue el siguiente repositorio y siga las instrucciones paso a paso <https://github.com/daniestevez/gr-satellites>, una vez la instale ya podrá utilizar los bloques necesario para realizar las tramas HDLC.

#### **Tramas HDLC con modulación QPSK**

A Continuación se trabajará sobre los flujogramas realizados en la subseccion A.0.2 del Tema 2 de esta guía.

Al flujograma de simulación de QPSK de la subsección mencionada se le añadirá la cadena respectiva de bloques tanto en el transmisor como en el receptor, dando origen así a un flujograma como el que se muestra en la imagen 6.1.

Una vez el flujograma de la simulación esté realizado, se procederá a correrlo, y como es bastante notable, en este caso se estará transmitiendo cadenas de texto modificables por el usuario, se siguen comparando las constelaciones, los bits en el tiempo y el espectro. La información transmitida es la cadena de texto que aparece en la interfaz del flujograma, sin embargo la información recibida aparece en la consola de GNU Radio, y aparece en código hexadecimal por lo que se debe traducir a cadenas de texto ASCII, tal como se observa en la figura 6.3.

En cuanto a la implementación real para el transmisor su flujograma corresponde a la figura 6.4 y en cuanto al esquema de recepción lo puede encontrar en la figura 6.5 Recuerde tener los cuidados y consideraciones básicas para trabajar con los dispositivos.

En la figura 6.6 se observa plenamente la interfaz del sistema implementado, desde el punto de vista del receptor, quien mediante la conversión de hexadecimal a caracteres ASCII mostrada en la figura 6.7 puede decodificar finalmente el mensaje.

### **Tramas HDLC con modulación GMSK**

Al flujograma de simulación de GMSK de la subsección A.0.2 se le añadirá la cadena respectiva de bloques tanto en el transmisor como en el receptor, dando origen así a un flujograma como el que se muestra en la imagen 6.8.

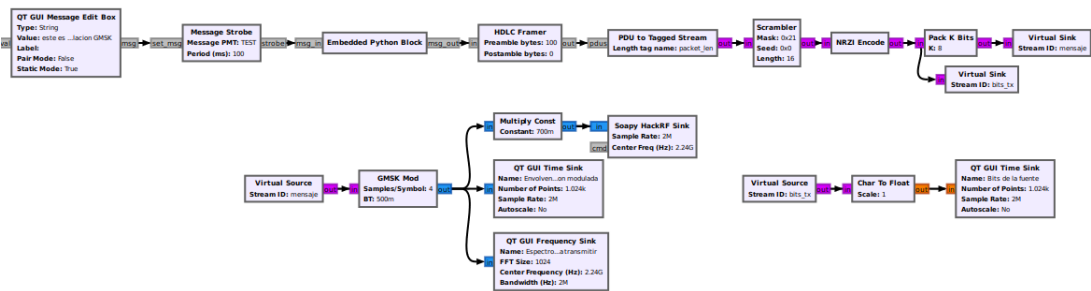
Cuando se complete el diagrama de la simulación, se ejecuta y al igual que para el caso de QPSK, en este caso se envían cadenas de texto editadas por el usuario, se muestran constelaciones, bits en el tiempo y el espectro.

Los datos transmitidos son una cadena de texto que se muestra en la interfaz de usuario del diagrama, pero los datos recibidos se muestran en la consola de GNU Radio y se muestran como hexadecimales, por lo que deben traducirse a cadenas

de texto ASCII, para el caso de GMSK esto se observa en la figura 6.9

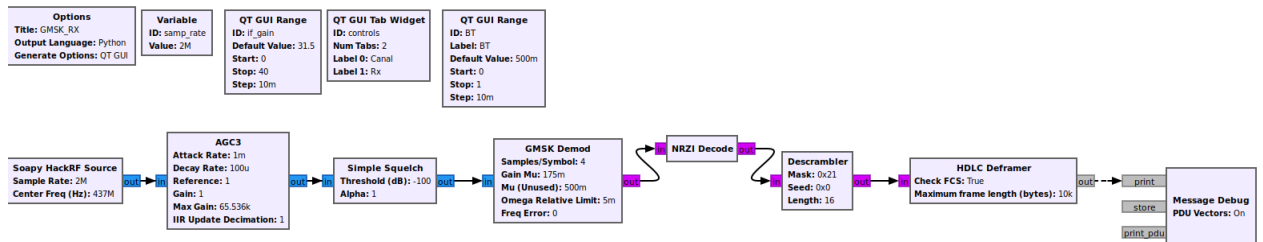
En cuanto a la implementación real para el transmisor su flujograma corresponde a la figura A.8, como se puede dar cuenta la modificación corresponde únicamente a añadir los bloques necesarios antes de realizar la modulación.

Figura A.8. Flujograma para el transmisor con generación de tramas HDLC para una modulación GMSK



Para el esquema de recepción, se puede observar en la figura A.9, para el caso se utiliza AGC y al finalizar la demodulación los bloques que permiten decodificar las tramas HDLC, para obtener los caracteres en código hexadecimal en la consola de GNU Radio

Figura A.9. Flujograma para el receptor con generación de tramas HDLC para una modulación GMSK



Recuerde tener los cuidados y consideraciones básicas para trabajar con los dispositivos.

En la figura 6.10 se observa la interfaz del sistema implementado, desde el punto de vista del transmisor, y en la figura 6.11 se observa la interfaz para el receptor

quien finalmente mediante la conversión de hexadecimal a caracteres ASCII puede decodificar finalmente el mensaje.

#### **A.0.4. TEMA 4. TEMAS PROPUESTOS POR LA GUÍA PARA INVESTIGACIÓN**

En esta sección de la guía, se entrega una lista de labores investigativas para que los estudiantes realicen con las habilidades y fundamentos teóricos ya alcanzados en las tres secciones pedagógicas vistas anteriormente.

1. Realizar un sistema de comunicaciones Half Duplex con el dispositivo Hack RF One usando el software GNU Radio, ya que este transceptor puede soportar este modo de envío de información bidireccional.

Si se tiene dicho modo de comunicación, podrá ser posible que el receptor se comunique con el transmisor, lo que facilita la implementación futura de protocolos que realizan la corrección de errores solicitando retransmisión de los paquetes que llegaron errados al receptor.

Otra posible aplicación es realizar una medición más práctica del BER desde el receptor o el transmisor ya que se podría comparar si la información enviada es exactamente la recibida.

2. Modificar los flujogramas que del tema 3, que cuentan con las tramas HDLC, para poder transmitir cualquier tipo de archivo, ya sea imagen, audio entre otros, ya que los flujogramas mostrados transmiten cadenas de texto únicamente.
3. Realizar una estimación de las pérdidas en el espacio libre para cierto entorno real, y compararlo con el valor de dichas pérdidas obtenidas desde la teoría, hacer un análisis y hallar un coeficiente que relacione los valores obtenidos, con el fin de tener una estimación más certera de las pérdidas por espacio libre para entornos similares al analizado.

## B. SCRIPT DE MATLAB PARA REALIZAR COMPARACIÓN DE CURVAS DE BER EN MODULACIONES DIGITALES SOBRE EL CANAL AWGN

```
%CÓDIGO GRÁFICAS BER SOBRE CANAL AWGN
% REQUISITOS: TENER TOOLBOX COMMUNICATIONS INSTALADA
clear vars
close all
EbNoVec = (-5:0.1:10)'; % Rango de valores para Eb/No(dB)
%GENERANDO VECTOR DE VALORES DE LA PROBABILIDAD DE ERROR PA-
RA CADA TIPO DE MODULACIÓN
berTheory16QAM = berawgn(EbNoVec,'qam',16);
berTheory8PSK = berawgn(EbNoVec,'psk',8, 'nondiff');
berTheoryQPSK = berawgn(EbNoVec,'psk',4, 'nondiff');
berTheoryMSK = berawgn(EbNoVec,'msk','off');
%Graficando Eb/No vs Probabilidad de error con tendencia logaritmico
figure(1),
semilogy(EbNoVec,berTheory16QAM,'r-')
hold on
semilogy(EbNoVec,berTheory8PSK, 'g-')
semilogy(EbNoVec,berTheoryQPSK, 'm-')
semilogy(EbNoVec,berTheoryMSK, 'k-')
%Ajustes de la gráfica grid on
legend('BER 16-QAM', 'BER 8-PSK', 'BER Q-PSK','BER MSK')
xlabel('Eb/No (dB)')
ylabel('Probabilidad de error')
title('Comparación Bit Error Rate para canal AWGN ')
```