

**DISEÑO DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES DE LA ESTACIÓN TERRENA SEDE  
NEIVA CUBESAT UD**

**DIEGO FERNANDO GARCIA RAMOS  
HAMILTON RIVERA PEREZ**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
NEIVA  
2007**

**DISEÑO DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES DE LA ESTACIÓN TERRENA SEDE  
NEIVA CUBESAT UD**

**DIEGO FERNANDO GARCIA RAMOS  
HAMILTON RIVERA PEREZ**

**Trabajo de grado presentado como requisito para  
optar al Título de Ingeniero Electrónico**

**Director Científico Macro-Proyecto:**

**Dra. Lilia Edith Aparicio Pico  
Doctora en Ingeniería**

**Director del sub-proyecto**

**CARLOS PEREZ  
Ingeniero Electrónico Msc.**

**Asesor del sub-proyecto**

**CESAR PERDOMO  
Ingeniero Electrónico Msc.**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA  
UNIVERSIDAD DISTRITAL “Francisco José De Caldas”  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
NEIVA  
2007**

**Nota de aceptación:**

---

---

---

---

**Firma del Presidente del jurado**

---

**Firma del jurado**

---

**Firma del jurado**

**Neiva 19 de Noviembre de 2007**

A mis padres y hermanos.

**Diego Fernando.**

Mi mamá, mi papá y mi hermano.

**Hamilton.**

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradezco a mis padres, hermanos, familia en general, amigos de Universidad, amigos de aventuras y desventuras, parrandas y guayabos, allegados y los que no lo eran tanto, pues de cada uno aprendí valores, fortalezas y demás virtudes que me llevaron a ser la persona que soy hoy en día.

**Diego Fernando.**

Mis agradecimientos, esta dedicado para todas aquellas personas que creyeron en mí, y que siempre estuvieron a mi lado apoyándome; y en especial a mis padres y mi hermano, que junto a toda mi familia, me enseñaron lo que es valorar y creer en si mismo. Y cuyo resultado se ve reflejado en la persona que soy hoy en día. A mi padre, que ya no esta con nosotros, se que estará orgullo por este momento de mi vida.

GRACIAS.

**Hamilton Rivera Pérez**

## CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	13
ABSTRACT	14
INTRODUCCIÓN	15
1. MARCO TEÓRICO	16
1.1 TIPOS DE ORBITA	17
1.2 PICOSATÉLITE CUBESAT	18
1.3 CARACTERIZACIÓN DEL CANAL	19
1.3.1 Distancia oblicua	19
1.3.2 Pérdidas por espacio libre	19
1.3.3 Atenuación por lluvias	20
1.3.4 Absorción de gases mayoritarios	23
1.3.5 Pérdidas por apuntamiento	24
1.3.6 Pérdidas por polarización	25
1.3.7 Perdidas de alimentación	26
1.3.8 Ruido	26
1.3.8.1 Temperatura de ruido de la antena	26
1.3.8.2 Temperatura de ruido del amplificador de bajo ruido	27
1.3.8.3 Factor de ruido	27
1.3.8.4 Pérdidas por redes de absorción	28
1.3.9 Relación señal a ruido del enlace	28
1.3.10 Desvanecimiento Multitrayectoria	28
1.3.11 Frecuencia Doppler	29
1.4 MODULACION DEL ENLACE	30
1.4.1 Codificación M-aria	30
1.4.2 PSK – Phase shift keying	31
1.4.2.1 BPSK – Binary phase shift keying	31
1.4.2.2 QPSK – Quaternary phase shift keying	32
1.4.2.3 8 PSK	33

1.4.2.4	16 PSK	34
1.4.3	QAM – Quadrature amplitude modulation	34
1.4.3.1	8 QAM	34
1.4.3.2	16 QAM	35
1.4.4	FSK – Frecuency shift keying	36
1.4.4.1	8 FSK	37
1.4.5	GMSK – Gaussian minimum shift keying	37
1.4.6	Eficiencia y ancho de banda	40
1.4.7	Probabilidad de error y tasa de error de bits	41
1.4.7.1	Errores en PSK	43
1.4.7.2	Errores en QAM	44
1.4.7.3	Errores en FSK	45
2.	CÁLCULOS Y SIMULACIONES	47
2.1	PÉRDIDAS Y ATENUACIONES DEL CANAL USCO – CUBESAT UD	47
2.2	CÁLCULO DE LA POTENCIA REQUERIDA POR EL AMPLIFICADOR DE LA ESTACIÓN TERRENA	53
2.3	CÁLCULO DE LA POTENCIA RECIBIDA POR EL SATÉLITE EN LA ESTACIÓN TERRENA	54
2.4	RUIDO DEL SISTEMA	55
2.5	DESVANECIMIENTO RICIÁN	58
2.6	FRECUENCIA DOPPLER	58
2.7	RESUMEN DE LOS PARAMETROS PRESNETES EN LA COMUNICACIÓN CUBESAT UD – ESTACIÓN TERRENA USCO	59
2.8	SIMULACIONES	60
2.8.1	Modelamiento del enlace completo con QPSK	62
2.8.2	Modelamiento del enlace completo con 16-QAM	65
2.8.3	Modelamiento del enlace completo con 4-QAM	67
2.8.4	Modelamiento del enlace completo con 8-FSK	69
2.8.5	Modelamiento del enlace completo con GMSK	72
3.	ANÁLISIS DE RESULTADOS	75
3.1	CANAL DE COMUNICACIONES	75
3.2	ANÁLISIS DE LAS MODULACIONES	76
3.2.1	Modelamiento del enlace completo con QPSK	76

3.2.2	Modelamiento del enlace completo con 16-QAM	78
3.2.3	Modelamiento del enlace completo con 4-QAM	78
3.2.4	Modelamiento del enlace completo con 8-FSK	79
3.2.5	Modelamiento del enlace completo con GMSK	80
3.2.6	Síntesis de resultados de las simulaciones	80
3.3	COMPARACIÓN CON OTRAS ESTACIONES TERRENAS CUBESAT	83
4.	EQUIPOS A IMPLEMENTAR EN LA ESTACIÓN TERRENA CUBESAT USCO	85
4.1	CPU	85
4.2	TNC	87
4.3	RADIO	87
4.3.1	Yaesu FT – 7800R	87
4.3.2	Yaesu FT – 2800M	88
4.3.3	Yaesu FT – 8800	88
4.3.4	Kenwood TM – V71E	88
4.3.5	Kenwood TM – G707E	89
4.3.6	Kenwood TM – D700	89
4.3.7	Comparación entre radios	90
4.4	MODEM	91
4.5	ELEMENTOS Y COSTOS	91
5.	LOCACIÓN ESTACION TERRENA CUBESAT - UD USCO EN LA FACULTAD DE INGENIERÍA	92
6.	CONCLUSIONES	94
	BIBLIOGRAFÍA	95
	ANEXOS	96



## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Distribución atmosférica según la distancia	17
Figura 3. Mapa de zona de lluvia de la UIT correspondiente al continente americano: nótese que Colombia se encuentra en la zona N	20
Figura 4. Longitud del camino de la señal durante la señal	21
Figura 5. Latitud de la estación terrena vs. altura de la lluvia	22
Figura 6. Pérdidas por apuntamiento	25
Figura 8. Tabla de verdad BPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación	31
Figura 9. Relación de fase de salida en función del tiempo para BPSK	32
Figura 10. Tabla de verdad QPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación	32
Figura 11. Fase de salida en función de tiempo para un modulador QPSK	33
Figura 12. Tabla de verdad QPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación	33
Figura 13. Fase de salida en función del tiempo 8-PSK	33
Figura 14. Tabla de verdad 8-QAM – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación	35
Figura 15. Fase y amplitud de salida en función del tiempo, para 8-QAM	35
Figura 16. Tabla de verdad 16-QAM – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación	35
Figura 17. Formas de onda de entrada y salida binaria FSK	36
Figura 18. Espectro de frecuencias FSK	37
Figura 19. Forma discontinua de FSK	38
Figura 20. Forma continua de onda MSK	38
Figura 21. Densidad Espectral de Potencia de una Señal GMSK Para Varios Valores de BT.	39
Figura 22. GMSK implementado por FSK con FM-VCO	40
Figura 23. GMSK implementado por QPSK	40
Figura 24. Tasas de error para sistemas de modulación PSK	44
Figura 25. Tasas de error para sistemas de modulación QAM	45
Figura 26. Tasas de error para sistemas de modulación FSK	46

Figura 27. Modelo de QPSK con canal completo	63
Figura 28. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink	63
Figura 29. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , QPSK	64
Figura 30. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink	64
Figura 31. Tasa de error BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , M-PSK	65
Figura 32. Modelo 16-QAM con canal completo	65
Figura 33. Diagrama de constelación. (a)Uplink (b)Downlink	66
Figura 34. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , 16-QAM	66
Figura 35. Tasa de error BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , M-QAM	67
Figura 36. Modelo de 4-QAM con canal completo	67
Figura 37. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink	68
Figura 38. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , 4-QAM	68
Figura 39. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink	69
Figura 40. Modelo de 8-FSK con canal completo	70
Figura 41. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink	70
Figura 42. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , 8-FSK	71
Figura 43. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink	71
Figura 44. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , 8-FSK	72
Figura 45. Modelo de GMSK con canal completo	72
Figura 46. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink	73
Figura 47. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , GMSK	73
Figura 48. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido $E_b/N_0$ , QPSK, 4-QAM, 8-FSK, GMSK (a) Uplink (b) Downlink	81
Figura 49. Elementos de la comunicación	86
Figura 50. Dispositivos a utilizar en la estación terrena	86

Figura 51. Radio Yaesu FT – 7800R	87
Figura 52. Radio Yaesu FT – 2800M	88
Figura 53. Radio Yaesu FT – 8800	88
Figura 54. Radio Kenwood TM – V71E	88
Figura 55. Radio Kenwood TM – G707E	89
Figura 56. Radio Kenwood TM – D700	89
Figura 57. Locación propuesta para instalaciones de la oficina de control CUBESAT estación terrena USCO	92
Figura 58. Locación propuesta para instalaciones de las antenas de la estación terrena USCO	93

## LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Coeficientes de atenuación específicos	20
Tabla 2. Valores de la rata de lluvia en relación con l tipo de zona	21
Tabla 3. Pérdidas por absorción atmosférica y apuntamiento en algunas estaciones terrenas	25
Tabla 4. Eficiencia de las modulaciones digitales	41
Tabla 5. Comparación de presencia de errores en diversos esquemas de modulación digital (BER=10 <sup>-6</sup> )	45
Tabla 6. Parámetros presentes en el enlace de CUBESAT – Estación terrena USCO	80
Tabla 7. Comparación de los BER en las distintas modulaciones analizadas para DOWNLINK.	81
Tabla 8. Ventajas y desventajas de modulaciones analizadas.	82
Tabla 9. CUBESAT a nivel mundial	83
Tabla 10. Características de algunos CUBESAT	83
Tabla 11. Tabla comparativa de radios.	90
Tabla 12. Relación Elementos y costos estación terrena.	91
Tabla 13. Elementos y costos construcción y adecuación estación terrena Universidad Surcolombiana.	93

## RESUMEN

Con el fin de complementar el macro proyecto “CUBESAT – UD: telemedicina y Telemetría”, emprendido por la Universidad Distrital, y a la cual se le ha unido al Universidad Surcolombiana, se presenta la necesidad de la implementación de una estación terrena en la Universidad Surcolombiana, con el fin de enviar y recibir datos desde el pico satélite. Para esto, se ha establecido un organizado grupo de trabajo, dividiendo la tarea a realizar en diferentes secciones.

En la actualidad se han completado ya, algunas de las tareas necesarias para la implementación de dicha estación terrena, como lo son el análisis y selección de las antenas y el hardware de control de sistema rotacional de la misma, trabajos de los cuales se tomarán datos de importancia para lograr llevar a cabo esta sección.

En el trabajo presente, se mostrará un análisis de todos los fenómenos influyentes en un enlace de comunicaciones como el presentado entre una estación terrena a implementar y un satélite de órbita baja, como lo son pérdidas, atenuaciones, dispersión, entre otros, estableciendo bases mediante cálculos de las características de dicho sistema de comunicaciones. A partir de este análisis, se continuará con el estudio del tipo de modulación más conveniente para lograr el enlace entre la estación terrena de la Universidad Surcolombiana y el CUBESAT, y las características de los elementos físicos necesarios en la estación terrena para lograr dicho objetivos.

A partir de esto, se realizará un análisis de sitio para la ubicación de la estación terrena, lo cual comprende la ubicación para los elementos de la estación terrena, así como la ubicación de las antenas que garanticen los mejores resultados en el momento de la transmisión de datos.

## **ABSTRACT**

With the purpose of complementing the CUBESAT macro project, undertaken by the Distrital University, and to which it has been united to it the Surcolombiana University, the necessity of the implementation of an earth station in the Surcolombiana University appears, with the purpose of sending and receiving data from the satellite. For this, an organized work group has settled down itself, made by students and professors of the program of Electronic Engineering, dividing the task to make in different sections.

Actually it has been completed, some of the necessary tasks for the implementation of this earth station, as they are the analysis and chosen of the antennas and the hardware of control for the rotational system of the antenna, works from which importance data will be taken to carry out this section.

In the present work, will be show a detailed analysis of all the influential phenomena in a communications connection as presented between an earth station and a satellite of it orbits low, as they are it losses, attenuations, dispersion, among others; its effects on the transmitted data starting with the geographic location and statistical data, with the previous thing, reach to model the satellite link mathematically, to establish with supported bases by means of calculations the characteristics of this system of communications. From this analysis, it will be continued with the study of the type of more advisable modulation to make the contact between the earth station of the Surcolombiana University and the CUBESAT, and the characteristics of the physical elements necessary in the earth station to reach these objectives.

From this, an analysis of site for the location of the earth station will be made, which includes the location for the elements of the earth station, as well as the location of the antennas that guarantee the best results at the data transmission moment.

## INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la historia de los sistemas de comunicaciones emprendidos en nuestro país es casi nula, en especial en el campo de las comunicaciones de carácter lúdico y de enseñanza, pero a su vez práctico, el cual en este momento es liderado por la Universidad Sergio Arboleda, la cual ha logrado poner en orbita satisfactoriamente su satélite de orbita baja llamado Libertad 1, dando un importante inicio al desarrollo tecnológico de nuestro país.

En el marco del macro proyecto realizado por la Universidad Distrital “Francisco José de Caldas”, en convenio con la Universidad Surcolombiana que consiste en el lanzamiento del CUBESAT, y posterior recepción y tratamiento de datos del mismo, se encuentra la necesidad de la implementación de una estación terrena en la Universidad Surcolombiana, la cual esta en desarrollo por parte de los estudiantes de Ingeniería Electrónica de esta Universidad y cuyo trabajo ha sido dividido en grupos especializados, como lo son el sistema de control en hardware, control en software, caracterización del enlace, determinación de las antenas entre otros.

Este trabajo se encuentra enfocado a lo anteriormente denominado como la caracterización del enlace, en el cual, se estudiaran las diferentes influencias del medio en las señales propagadas entre satélite – estación terrena, sus efectos y así determinar los parámetros de funcionamiento de dicha estación para su correcto funcionamiento.

La estación terrena de la Universidad Surcolombiana se encontrará ubicada en la facultad de ingeniería de dicha Universidad, por lo que se asumirá esta posición geográfica, para obtener los diferentes datos para la determinación de los efectos presentes en un tipo de comunicación con un satélite que se encuentra en la orbita LEO, es decir a unos 800 kilómetros sobre la superficie de la tierra.

## 1. MARCO TEÓRICO

Con el fin de determinar los valores reales y específicos para el canal de comunicaciones presentado en la comunicación CUBESAT – Estación terrena USCO, se debe analizar la ubicación geográfica de la estación terrena, la cual se propone desde un inicio, sea en las instalaciones del bloque de Ingeniería de la Universidad Surcolombiana, bajo un análisis que se realizará mas adelante; del comportamiento del satélite en orbita y otros factores influyentes en este tipo de enlaces.

En este tipo de comunicaciones, el medio de transmisión de los datos es el espacio libre, idealmente hablando, pues la orbita terrestre, lugar en donde viajan las ondas electromagnéticas que contienen los datos de información no se encuentra del todo libre, lo que genera fenómenos que afectan las señales enviadas, situación que posee vital importancia y se debe tener en cuenta.

En el caso de los satélites CUBESAT, estos trabajan en la orbita LEO (Low Earth Orbit), la cual se encuentran a alturas entre los 500 y los 2.000 Kilómetros y poseen como particularidad, que por estar en una orbita baja, los objetos dentro de esta giran mas rápido que la rotación de la tierra, con el fin de lograr mantenerse en orbita, Estos satélites son utilizados principalmente para comunicaciones y observación de la tierra, debido que en los satélites ubicados en esta orbita se reducen los efectos de retraso de la señal y su baja altura de la órbita permite una reducción considerable de la potencia necesaria en el satélite y en la Tierra.<sup>1</sup>

Como se ve en la figura 1, al estar el satélite a una altura de unos 800 kilómetros, las ondas electromagnéticas emitidas deben viajar por zonas que poseen diferentes características, lo que se traduce a pérdidas atmosféricas, dispersión de la onda, reflexión, entre otras. Las capas presentes en una comunicación con un objeto en la orbita LEO (Low Earth Orbit), presentan las siguientes características:

La primera capa, la más cercana a la tierra, La troposfera llega hasta un límite superior (tropopausa) situado a 9 Kilómetros de altura en los polos y los 18 Kilómetros en el ecuador. En ella se producen importantes movimientos verticales y horizontales de las masas de aire (vientos) y hay relativa abundancia de agua. Es la zona de las nubes y los fenómenos climáticos: lluvias, vientos, cambios de temperatura, y la capa de más interés para la ecología. La temperatura va disminuyendo conforme se va subiendo, hasta llegar a -70° C en su límite superior.

La estratosfera comienza a partir de la tropopausa y llega hasta un límite superior (estratopausa), a 50 Kilómetros de altitud. La temperatura cambia su tendencia y va aumentando hasta llegar a ser de alrededor de 0°C en la estratopausa. Casi no hay movimiento en dirección vertical del aire, pero los vientos horizontales llegan a alcanzar

---

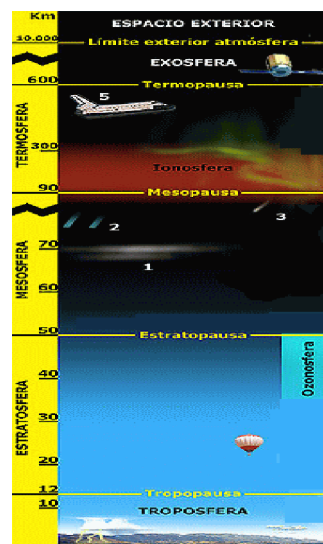
<sup>1</sup> NOININ, Richard. GARCIAQUETA, Juan Antonio. Orbitas. [En línea]. diciembre de 1996. [citado el 5 agosto 2007]. <Disponible en [Http://www.upv.es/satelite/trabajos/telec\\_movil/orbit.htm](Http://www.upv.es/satelite/trabajos/telec_movil/orbit.htm)>



frecuentemente los 200 Km./h, lo que facilita el que cualquier sustancia que llega a la estratosfera se difunda por todo el globo con rapidez. En esta parte de la atmósfera, entre los 30 y los 50 kilómetros, se encuentra el ozono, importante porque absorbe las dañinas radiaciones de onda corta.

La mesosfera, que se extiende entre los 50 y 80 Kilómetros de altura, contiene sólo cerca del 0,1% de la masa total del aire. Es importante por la ionización y las reacciones químicas que ocurren en ella. La disminución de la temperatura combinada con la baja densidad del aire en la mesosfera determinan la formación de turbulencias y ondas atmosféricas que actúan a escalas espaciales y temporales muy grandes. La mesosfera es la región donde las naves espaciales que vuelven a la Tierra empiezan a notar la estructura de los vientos de fondo, y no sólo el freno aerodinámico.<sup>2</sup>

Figura 1. Distribución atmosférica según la distancia.<sup>3</sup>



## 1.1 TIPOS DE ORBITA

GEO: Abreviatura de Órbita Terrestre Geosíncrona. Los satélites GEO orbitan a 35.848 kilómetros sobre el ecuador terrestre. A esta altitud, el periodo de rotación del satélite es exactamente 24 horas y, por lo tanto, parece estar siempre sobre el mismo lugar de la superficie del planeta. Esta órbita se conoce como órbita de Clarke, en honor al escritor

<sup>2</sup> VALDERRAMA, Julio P. Capas de la atmósfera. [En línea]. Febrero 2005. [citado el 14 junio 2007]. <Disponible en <http://www.astromia.com/tierraluna/capatmosfera.htm>>

<sup>3</sup> CORDOBÉS, Alexander. Estructura atmósfera (I). [En línea]. [citado el 14 junio 2007]. <Disponible en [http://teleformacion.edu.aytolacoruna.es/AYC/document/atmosfera\\_y\\_clima/atmosfera/estructAtmosf2.htm](http://teleformacion.edu.aytolacoruna.es/AYC/document/atmosfera_y_clima/atmosfera/estructAtmosf2.htm)>

Arthur C. Clarke, que escribió por primera vez en 1945 acerca de la posibilidad de cubrir toda la superficie terrestre con sólo tres satélites.

El principal problema que se presenta es el retraso (latencia) de 0,24 segundos, aunque en la práctica resulta algo más, debido a la distancia que debe recorrer la señal desde la tierra al satélite y del satélite a la tierra. Así mismo, los GEO necesitan obtener unas posiciones orbitales específicas alrededor del ecuador para mantenerse lo suficientemente alejados unos de otros (unos 800 o 1.600 kilómetros. o uno o dos grados, para las bandas K y C respectivamente) dada la resolución de las antenas receptoras, siendo la ITU y la FCC (en los Estados Unidos) los organismos encargados de administrar estas posiciones.

MEO: Los satélites de órbita terrestre media, también denominados ICO, se encuentran a una altura comprendida entre los 10.000 y 20.000 kilómetros. A diferencia de los GEO, su posición relativa respecto a la superficie terrestre no es fija. Al estar a una altitud menor, se necesita un número mayor de satélites para obtener cobertura mundial, pero la latencia se reduce substancialmente. En la actualidad no existen muchos satélites MEO, y los que hay, se utilizan fundamentalmente para posicionamiento (localización GPS).

LEO: Las órbitas terrestres de baja altura prometen un ancho de banda extraordinario y una latencia reducida (unas pocas centésimas de segundo). Los LEO orbitan generalmente por debajo de los 1.000 kilómetros, y la mayoría de ellos se encuentran mucho más abajo, entre los 500 y los 800 kilómetros, con planes para lanzar constelaciones de cientos de satélites que abarcarán todo el planeta.<sup>4</sup>

## 1.2 PICOSATÉLITE CUBESAT

En el año de 1999, la Universidad de Standford decidió emprender un programa que permitiera el desarrollo de pico-satélites de orbita baja de bajo costo con fines educativos, con características particulares, como lo eran su peso límite de 1 Kilogramo y arista de 10 centímetros. A mediados del mismo año, decide unirse a este proyecto la Universidad de California (CalPoly), la cual posee grandes reconocimientos por sus trabajos en ingeniería. Este tipo de tecnología fue divulgado por todas las entidades educativas con el fin de que los interesados en desarrollar satélites de bajo costo, se unieran, y de esta manera se ha alcanzado un nivel de popularidad sin precedentes alrededor del mundo.

El macroproyecto CUBESAT – UD: telemedicina y Telemetría, emprendido por la Universidad Distrital y al cual se ha unido la Universidad Surcolombiana, se propone poner en orbita un satélite de estas características. Debido al carácter experimental del proyecto, y después de un análisis respectivo por parte del proyecto de grado “Diseño de un sistema de antenas para transmisión recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD - USCO” presentada a la Universidad Surcolombiana, se establece el uso de frecuencias de radio aficionadas como lo son de 146 MHz para el enlace de subida y 438 MHz para el enlace de bajada.

---

<sup>4</sup> HUIDOBRO, José Manuel. Las Constelaciones de satélites. [En línea]. Diciembre 2005, [citado el 16 septiembre 2007]. <Disponible en <http://www.coit.es/publicac/publbit/bit115/quees.html>>

### 1.3 CARACTERIZACIÓN DEL CANAL

Con el fin de lograr establecer las características necesarias del canal de comunicaciones Estación terrena USCO – CUBESAT UD, se deben tener en cuenta parámetros como la ubicación de la estación terrena, frecuencias de trabajo, y así poder determinar características eléctricas como potencia, relación señal a ruido, modulación – demodulación.

#### 1.3.1 Distancia oblicua

Al hacer referencia a este término, se determina la distancia real que debe recorrer la señal desde la estación terrena hasta el satélite y viceversa. Este dato posee gran importancia ya que la relación existente entre la distancia de los elementos del sistema de comunicaciones y las pérdidas que se pueden presentar en dicha comunicación es directa, por esta razón, se debe trabajar en el caso crítico, es decir, analizar el sistema suponiendo el peor de los casos, el cual es a la máxima distancia en la que se encontrará el satélite y en la cual se podrá establecer una comunicación.

#### 1.3.2 Pérdidas por el espacio libre

Al hacer referencia a las pérdidas por espacio libre, se entiende por esta como el procedimiento ideal en el cual se irradian las ondas electromagnéticas de forma recta y sin atenuaciones ni perturbaciones por el medio, es decir, pérdidas debidas solo a la frecuencia de trabajo y la distancia entre los terminales a comunicar. Es de notar que este proceso no es real, pues la potencia irradiada por las antenas no isotropita, es decir no es igual en todos los sentidos, pues los lóbulos de radiación de las mismas no presentan las mismas características en cualquier dirección.

A pesar que dichas pérdidas no son las únicas influyentes en la transmisión, representan un parámetro importante en la transmisión, pues a partir de este se puede observar que las pérdidas en el enlace de subida no son las mismas que en el enlace de bajada, pues ya que son dependientes de la frecuencia, poseen diferentes valores.

Para realizar los cálculos se utiliza la siguiente formula:

$$L_o = 32.4 + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}(d)$$

En donde, las variables mencionadas representan:

$L_o$  = Pérdidas por espacio libre en decibeles  
 $f$  = frecuencia de transmisión  
 $d$  = Distancia oblicua

### 1.3.3 Atenuación por lluvia

Acá se determinaran los efectos producidos por las lluvias en las señales propagadas, dependientes de la ubicación geográfica de la estación terrena.

Dicha atenuación, es debida directamente a la rata de lluvia existente en la sección a analizar. Es de notar que este tipo de atenuaciones suele despreciarse para frecuencias de trabajo menores a 5 GHz. El caso ideal es obtener el valor de la rata de lluvia del lugar donde se ubicará la estación terrena, a partir de la entidad regional encargada de la recolección periódica de dichos datos, en el caso del Huila, esta labor la lleva a cabo el IDEAM (Instituto de Hidrología, Meteorología y Estudios Ambientales de Colombia), pero existen modelos matemáticos que nos puede representar una aproximación de este dato en el caso en que no se lleven tomen los respectivos datos estadísticos de precipitación de lluvias en la ubicación de la estación terrena en análisis, es el método de Crane.

Este método propone el cálculo de la atenuación por lluvia por kilómetro recorrido de la señal, partiendo del hecho que dicha atenuación es un fenómeno lineal con respecto a la distancia, además, que presenta valores estándar para frecuencias determinadas como se muestra en la tabla, entonces, se tiene:

$$\alpha = a R_p^b \text{ dB / Km}$$

Tabla 1. Coeficientes de atenuación específicos.<sup>5</sup>

Frequency, GHz	$a_h$	$a_v$	$b_h$	$b_v$
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.88
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
4	0.00065	0.000591	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.31
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.2
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.03
30	0.187	0.167	1.021	1

En donde  $\alpha$  es la atenuación específica del enlace.  $a$  y  $b$  son parámetros que dependen del tipo de polarización a usar. Como se puede observar, en la tabla se presentan valores para  $a$  y  $b$ , en el caso de polarización horizontal y vertical. El parámetro  $R$ , es la rata por lluvia de la zona a analizar, este parámetro puede ser obtenido a partir del método de Crane y usando el mapa UIT para la zona en la que se ubicará la estación terrena en cuestión.

<sup>5</sup> RODDY, Dennis. Satellite communications. Ed. Mc.Graw – Hill. Third edition. p., 95.

Figura 3. Mapa de zona de lluvia de la UIT correspondiente al continente americano: nótese que Colombia se encuentra en la zona N.<sup>6</sup>

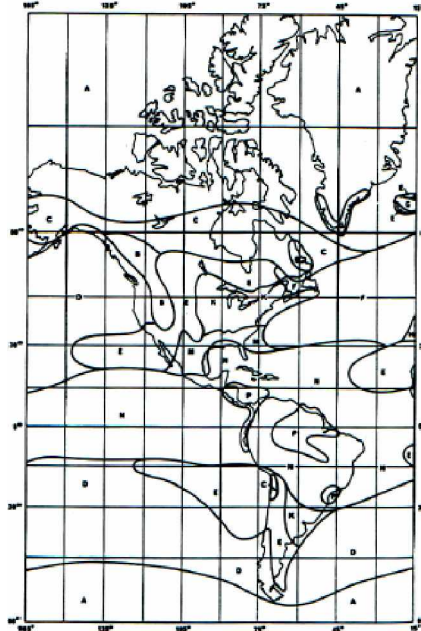


Tabla 2. Valores de la rata de lluvia en relación con el tipo de zona.<sup>7</sup>

TIPO DE ZONA	RMAX (1%)	RMAX (0.1%)	RMAX (0.01%)
A	-	2	8
B	1	3	12
C	-	6	15
D	3	8	19
E	1	6	22
F	2	8	28
G	-	12	30
H	-	10	32
J	-	20	35
K	2	12	42
L	-	15	60
M	4	22	63
N	6	35	95
P	12	65	145

Para el cálculo de los parámetros  $a$  y  $b$ , en el caso de la polarización circular, se obtienen de la siguiente forma:

$$a_c = \frac{a_h + a_v}{2}$$

$$b_c = \frac{a_h b_h + a_v b_v}{2a_c}$$

<sup>6</sup> GOMEZ, Op. cit., p. 88.

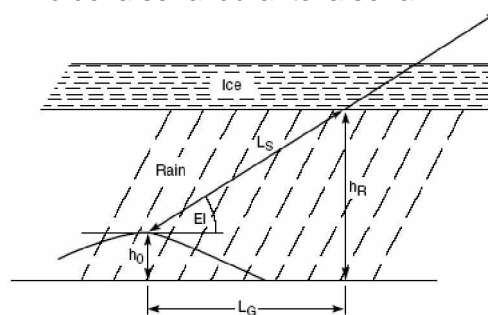
<sup>7</sup> GOMEZ, Op. cit., p. 87.

Ahora, para la obtención del valor de la atenuación por lluvia por kilómetro recorrido de la señal, tenemos la siguiente ecuación la fórmula:

$$\alpha = a R_p^b \text{ dB} / \text{Km}$$

Así pues, con este valor se puede obtener la atenuación por lluvia durante todo el recorrido de la señal para la polarización circular, pero como dicha atenuación no se presenta en todo el trayecto hasta el satélite, se ve la necesidad de calcular la distancia en la cual se ve esta atenuación. Para el buen entendimiento, se presenta al siguiente gráfico:

Figura 4. Longitud del camino de la señal durante la señal<sup>8</sup>



En donde las variables de interés son:

$L_S$  = Distancia en la que la señal es realmente atenuada por lluvia.

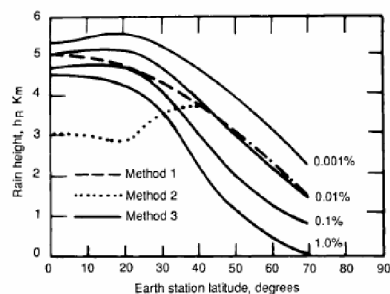
$h_R$  = Es la altura desde el nivel del mar, hasta las nubes, es decir la altura de la lluvia.

$h_o$  = Es la altura respecto al nivel del mar de la estación terrena.

$\alpha$  = Es el ángulo de elevación determinado anteriormente.

De lo anterior queda por conocer la variable  $h_R$ , para esto el método de Crane presente el siguiente gráfico:

Figura 5. Latitud de la estación terrena vs. altura de la lluvia<sup>9</sup>



<sup>8</sup> RODDY, Op. cit., p. 96.

<sup>9</sup> Ibid., p. 96.

El cual muestra la altura de la lluvia,  $h_R$ , en función de la latitud de la estación terrena.

Con esto, mediante geometría simple, obtenemos un valor de  $L_s$  de:

$$L_s = \frac{h_r - h_o}{\sin(El)}$$

Ahora, para el cálculo total de la atenuación por lluvia, se toma la siguiente ecuación:

$$A_p = aR_p^b L_s r_p \text{ dB}$$

En donde se han obtenido previamente todos los valores para desarrollarla a excepción de  $r_p$ , el cual es dependiente del factor de atenuación considerado y la distancia  $L_G$ , como se muestra a continuación:

$$r_{0.001} = \frac{10}{10 + L_G}$$

$$L_G = L_s \cos(\alpha)$$

Con esto, es posible determinar el valor en dB de la atenuación por lluvia presente en una locación específica, basados en el método de Crane.

### 1.3.4 Pérdidas por absorción de gases mayoritarios

Además de los efectos presentados por la lluvia, existen pérdidas debidas a la absorción molecular, a causa de los gases presentes en la atmósfera, las cuales representan un gran problema para frecuencias de trabajo mayores a 70 GHz, pero que deben ser tratadas para un perfecto análisis del canal de comunicaciones.

La absorción real debida a los gases presentes en la atmósfera, se puede representar mediante la siguiente ecuación:

$$A_a = \int_0^{r_0} \gamma_a(r) dr$$

En donde:

$$\gamma_a(r) = \gamma_o(r) + \gamma_w(r)$$

$r_o$  representa la distancia de la trayectoria de la señal.

$\gamma_a$  representa la atenuación debida a la absorción molecular.

$\gamma_o$  y  $\gamma_w$  muestran las atenuaciones específicas por el oxígeno y el vapor de agua respectivamente.

Como puede observarse, el valor para la atenuación depende directamente de los aportes de atenuación del oxígeno y el vapor de agua, los cuales requieren de cálculos bastante complejos para la obtención de sus valores, por lo cual se implementa el método de Van Vleck-Weisskopf, el cual representa una aproximación para dichas atenuaciones en función de la frecuencia de operación y bajo ambiente de trabajo de temperatura de 15° C y una presión equivalente a 1.013 mb. Siendo así, la fórmula que representa el valor de la absorción debida al oxígeno es:

Si la frecuencia de operación es menor a 57 GHz, tenemos:

$$\gamma_o = \left[ 7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2} + \frac{4.81}{(f^2 - 57) + 1.50} \right] f^2 \times 10^{-3}$$

Para la atenuación debida a la absorción del vapor de agua, se tiene que:

$$\gamma_w = \left[ 0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4}$$

En donde  $\rho$  representa la densidad de vapor de agua en gramos / m<sup>3</sup>.

Debido a la dependencia de la frecuencia por parte de la atenuación por oxígeno y vapor de agua, se debe estimar un valor tanto para las frecuencias de trabajo de bajada y de subida.

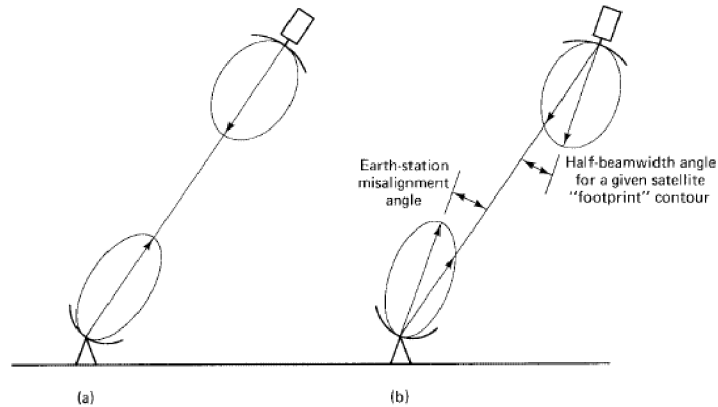
Con los respectivos cálculos de estos valores, es posible determinar las pérdidas por absorción de gases para ambos enlaces.

### 1.3.5 Pérdidas por apuntamiento

Cuando se establece una comunicación satelital como la propuesta por CUBESAT y la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, se presenta la situación ideal en que las antenas, la de la estación terrena y la de la estación lejana, se encuentren perfectamente alineadas para una máxima ganancia de las mismas, pero como se plantea en la grafica a continuación, esta situación no siempre ocurre, lo que genera unas pérdidas en la transmisión, debida a la no alineación entre dichas antenas, parámetro que debe considerarse, para un buen modelado del sistema de comunicaciones.



Figura 6. Pérdidas por apuntamiento <sup>10</sup>



Los datos para este tipo de pérdidas, son obtenidos mediante valores estadísticos, resultados de otras estaciones terrenas que tienen un buen tiempo de funcionamiento, como el ejemplo mostrado a continuación para localidades de Canadá.

Tabla 3. Pérdidas por absorción atmosférica y apuntamiento en algunas estaciones terrenas <sup>11</sup>.

Location	Atmospheric Absorption	Satellite antenna pointing loss, dB	
	dB, summer	1/4 Canada coverage	1/2 Canada coverage
Cat Lake	0.2	0.5	0.5
Fort Severn	0.2	0.9	0.9
Geraldton	0.2	0.2	0.1
Kingston	0.2	0.5	0.4
London	0.2	0.3	0.6
North Bay	0.2	0.3	0.2
Ogoki	0.2	0.4	0.3
Ottawa	0.2	0.6	0.2
Sault Ste. Marie	0.2	0.1	0.3
Sioux Lookout	0.2	0.4	0.3
Sudbury	0.2	0.3	0.2
Thunder Bay	0.2	0.3	0.2
Timmins	0.2	0.5	0.2
Toronto	0.2	0.3	0.4
Windsor	0.2	0.5	0.8

### 1.3.6 Pérdidas por polarización

En adición de estar pérdidas por la no alineación de las antenas, existe otro tipo de pérdidas, debida al tipo de polarización usada en la transmisión.

Estas pérdidas se presentan debido al paso de la señal por la capa de hielo, pero su valor es tan pequeño, que puede ser despreciado y de tal forma considerarse como una sola pérdida la de polarización y la de apuntamiento.

<sup>10</sup> Ibid., p. 309.

<sup>11</sup> Ibid., p. 330.

### 1.3.7 Pérdidas del alimentador

Estas ocurren en la conexión realizada entre la antena receptora y el receptor apropiado, que en nuestro caso es el radio a implementar, específicamente, en la conexión entre las guías de onda, los filtros, acopladores y el amplificador de alta potencia (HPA por sus siglas en inglés). Su valor no es mensurable, pero se especifica como 0.5 dB de pérdidas, debidas al alimentador del sistema.

### 1.3.8 Ruido

En un enlace satelital como el analizado, la potencia recibida tanto en las estaciones terrenas como en el CUBESAT es muy pequeña, lo que representa un gran problema, pues es solucionado mediante los amplificadores ubicados en las ambas estaciones. El inconveniente se presenta por señales no deseadas que se insertan en la señal transmitida, conocidas como ruido, las cuales presentan un agravante debido a que, junto a la amplificación de la señal, este parámetro también se ve incrementado.

La principal fuente de ruido es aquella que se presenta debida al movimiento térmico de electrones tanto en elementos pasivos como activos del sistema receptor.

La potencia de ruido térmico esta representada mediante:

$$P_N = \kappa T_N B_N$$

En donde:

$T_N$  es la temperatura equivalente de ruido.

$B_N$  corresponde al ancho de banda del ruido.

$\kappa$  es la constante de Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)

El ancho de banda del ruido es siempre mayor a -3 dB. La regla general establece que el ancho de banda del ruido es 1.12 veces la señal transmitida en - 3 dB.

La principal característica de la temperatura de ruido, es que esta es plana en todo el espectro de frecuencia, por lo que se debe hablar de la densidad espectral de potencia de ruido, la cual esta representada por:

$$N_0 = \frac{P_N}{B_N} = \kappa T_N \text{ joules}$$

#### 1.3.8.1 Temperatura de ruido de la antena

Las antenas que operan en el modo de recepción introducen ruido a la señal. Debido a que las antenas de los satélites están apuntando hacia la tierra, estas reciben toda la radiación térmica de ella, es decir, que la temperatura equivalente de ruido para la antena del satélite es e 290 °K.

En cuanto a las antenas ubicadas en las estaciones terrenas, su temperatura de ruido depende principalmente de los mecanismos resistivos que en ella existan, pues estos generan ruido térmico, el cual se ve reflejado en la señal. Para la banda C, estas pérdidas son aproximadas a los 60 °K, en la Ku poseen valores de alrededor de los 80 °K.

### 1.3.8.2 Temperatura de ruido del amplificador de bajo ruido

Debido a que este sistema presenta componentes que reaccionan al calor mediante la liberación de electrones, dicho amplificador introduce señales no deseadas a la comunicación existente. Este parámetro no es mensurable, pero su representación matemática esta expresada de la siguiente manera:

$$N_0 = \kappa(T_{ant} + T_e)$$

En donde:

$N_0$  representa el ruido total referido a la entrada del amplificador.

$T_{ant}$  equivale a la temperatura de ruido de la antena.

$T_e$  es la temperatura de ruido del amplificador.

### 1.3.8.3 Factor de ruido

Es una alternativa para representar el ruido presente en el amplificador del sistema. Son cifras de mérito de calidad que indican cuanto se deteriora la relación de señal a ruido de la señal cuando esta pasa por un circuito o una serie de circuitos. Es decir, no es mas que la relación señal a ruido en la entrada entre la correspondiente en la salida. Se representa mediante:

$$N_{0,out} = FGkT_0$$

Donde F representa el factor de ruido del sistema, G es la ganancia de potencia disponible, y el ruido de entrada al sistema está representado median  $kT_0$ , en donde k es la constante de Boltzman y  $T_0$  la temperatura ambiente.

De aquí se desprende una relación estricta con la temperatura de ruido del amplificador, presentada previamente, lo que modifica la ecuación de la siguiente manera:

$$Gk(T_0 + T_e) = GFGkT_0$$

Que es equivalente a:

$$T_e = T_0(F - 1)$$

De aquí se puede representar el factor de ruido del sistema como:

$$F = 10 \log \left( \frac{T_e}{T_0} + 1 \right)$$

#### 1.3.8.4 Pérdidas por redes de absorción

Estas redes están compuestas por elementos eléctricamente resistivos, los cuales convierten la señal transmitida en calor, causando así la introducción de ruido en el sistema, conformadas principalmente por atenuadores resistivos, guías de onda y líneas de transmisión. Es decir, esta pérdida representa la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida en uno de los extremos de la comunicación, es decir, en el satélite o la estación terrena, la cual será siempre mayor que la unidad. Por lo general y en casos usuales, este valor suele asumirse como pérdidas en las guías de onda en la estación terrena de 0.5 dB.

#### 1.3.9 Relación señal a ruido del enlace

Este parámetro representa la calidad del enlace en uno de los puntos de la comunicación, es decir, la relación entre la potencia recibida y la potencia de ruido en estos puntos. Suele representarse mediante:

$$\left( \frac{C}{N} \right) = P_R - P_N$$

Donde  $P_R$  representa el valor de la potencia de la señal recibida, mientras  $P_N$  representa la potencia de ruido en el punto analizado. Es debido a estos parámetros que la relación señal a ruido se transforma en:

$$\left( \frac{C}{N} \right) = PIRE(dBW) + \left( \frac{G}{T} \right) (dB / K) - Pérdidas(dB) - k(dB)$$

En donde:

PIRE: representa la potencia irradiada isotrópica efectiva.

$\frac{G}{T}$ : representa la relación entre la ganancia de la antena receptora y la temperatura de ruido del sistema.

Pérdidas: Son todas las pérdidas que se presentan en este tipo de enlaces.

k = constante de Boltzman.

#### 1.3.10 Desvanecimiento Multitrayectoria

Un inconveniente que se presente en un sistema de comunicaciones inalámbricos como el propuesto entre la estación terrena de la Universidad Surcolombiana y el Cubesat UD,

es la de propagación multitrayectoria de las señales enviadas desde las antenas. Esta es la razón básica por la cual los canales de comunicaciones inalámbricos poseen características aleatorias y se aumenta la tasa de error de bits. En enlaces en donde el receptor o transmisor se mueven, como lo es este tipo de enlace, la variación temporal de posición implica que la potencia recibida es un proceso aleatorio.

Se ha comprobado a través de extensos estudios que la distribución de probabilidad Rician modela con bastante exactitud las estadísticas de primer orden de la envolvente (real) del voltaje de señal recibido tanto para enlaces fijos como móviles. Básicamente este modelo corresponde a la recepción de una señal de potencia constante (es decir independiente de posición) y una parte que varía aleatoriamente con posición o tiempo. Si  $A$  es la parte fija y  $v$  la aleatoria (que es compleja por lo general), se escribe<sup>12</sup>:

$$pdf = \frac{(2K+1)r}{\Omega} \exp\left[-K \frac{(-K+1)r^2}{\Omega}\right] \left[2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}} r\right]$$

En donde:

$c = A + v$ , es decir la parte fija y la aleatoria.

$r = |c|$ , es decir la parte real de la sección fija y la aleatoria.

$\Omega$  = potencia media recibida.

$K$  = es el cociente entre la potencia fija y la potencia aleatoria de la señal.

$$K = \frac{A^2}{\sigma^2}$$

Para enlaces móviles, se tienen en cuenta dos situaciones:

- Enlaces con línea de vista, en donde normalmente  $K$  posee valores mayores que cero. Además, existe un aporte dominante en cualquier posición asociado al haz con línea de vista, es decir  $A > 0$ .
- Enlaces sin línea de vista, en donde normalmente  $K = 0$ , en estos casos la distribución Rician se convierte en una distribución Rayleigh.

### 1.3.11 Frecuencia doppler

Un fenómeno físico clásico presente en esta situación es el efecto Doppler, presentado cuando uno de los extremos de la comunicación se encuentra en movimiento relativo respecto al medio en el que las ondas se propagan, en este caso, la frecuencia portadora sufre una variación que debe ser tenida en cuenta en el sistema de recepción. Esta variación es debida principalmente a la distancia a la cual se encuentren el objeto transmisor y el receptor, y la velocidad a la cual se desplacen.

---

<sup>12</sup> FEICK, RODOLFO. Modelado de canal Inalámbrico: Resultados y trabajo futuro. (14 de Julio de 2005). p., 8.

La variación de la frecuencia Doppler, puede ser positiva o negativa, lo cual depende únicamente, si el transmisor se acerca o aleja del receptor, respectivamente.

Para una órbita de las características de los satélites LEO, las siguientes ecuaciones proporcionan la velocidad y el periodo de rotación.

$$V_{sat} = \frac{630000}{\sqrt{r}}$$

A partir de esto, se puede calcular la variación de la frecuencia debida al efecto Doppler, así:

$$f_D = f_c \frac{v}{c}$$

Donde:

$f_c$  = Frecuencia de portadora

$v$  = Velocidad del satélite

$c$  = Velocidad de la luz

## 1.4 MODULACION DEL ENLACE

Los sistemas digitales presentan ventajas, frente a los sistemas convencionales de transmisión analógica, en las que se encuentran: facilidad de procesamiento, facilidad de multiplexado e inmunidad al ruido. Razón por la cual, se elige la comunicación digital, para el análisis de sus modulaciones, y de esta manera seleccionar la más adecuada para utilizar en el enlace Cubesat-UD.

En esencia, un sistema de comunicación digital es la transmisión de portadoras analógicas moduladas digitalmente entre dos o más puntos de un sistema de comunicaciones<sup>13</sup>. En la comunicación digital existen dos medios de transmisión: por medio físico y por medio del espacio libre. Este último medio de propagación, es que utilizaremos para el análisis del enlace entre el satélite Cubesat-UD, junto con la estación terrena de la USCO.

### 1.4.1 Codificación M-aria

Es un sistema de modulación donde  $M$  representa la cantidad de condiciones posibles para determinar cantidad de variables binarias. Ejemplo de esto es la FSK y BPSK cuyo M-arios es  $M=2$ , donde  $M=2$  me indica las dos condiciones posibles de salida.

La cantidad de condiciones de salida  $M$  esta dada por:

$$M = 2^N$$

---

<sup>13</sup> TOMASY, Wayne. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. 4 ed. Prentice Hall. Mexico. 2003. p., 468.

N = Cantidad de bits codificados

M = Cantidad de condiciones posibles de salida con N bits

### 1.4.2 PSK – Phase shift keying

La manipulación por desplazamiento de fase (PSK), es una modulación angular con amplitud constante, su única diferencia es la cantidad de fases de salida.

#### 1.4.2.1 BPSK - Binary phase shift keying

La manipulación por desplazamiento binario de fase BPSK, es una modulación que permite tener dos fases de salida para una frecuencia portadora, en que cada fase representa un 1 lógico y la otra fase el 0 lógico de la entrada digital, y cuyas fases se encuentran en desfase 180°.

La ecuación de salida para BPSK:

$$s(t) = \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c - f_a)t] - \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_c + f_a)t]$$

$f_a = \frac{f_b}{2}$  = Frecuencia fundamental máxima de entrada (hertz)

$f_c$  = Frecuencia de portadora de referencia

$f_b$  = Frecuencia de bits (bps)

En ancho de banda mínimo bilateral de Nyquist, para la salida BPSK esta dado por:

$$B = f_b$$

Figura 8. Tabla de verdad BPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación

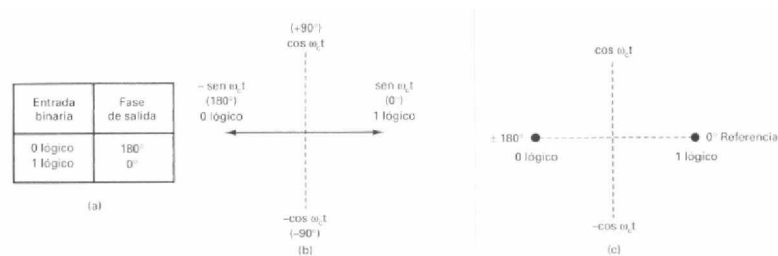
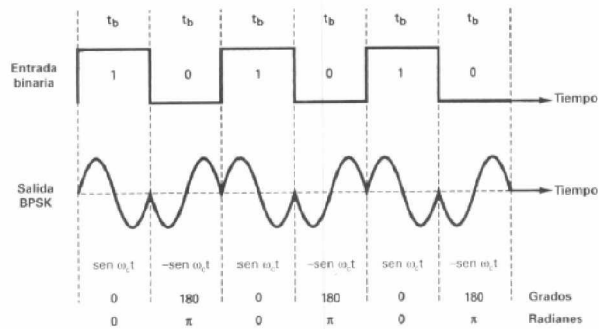


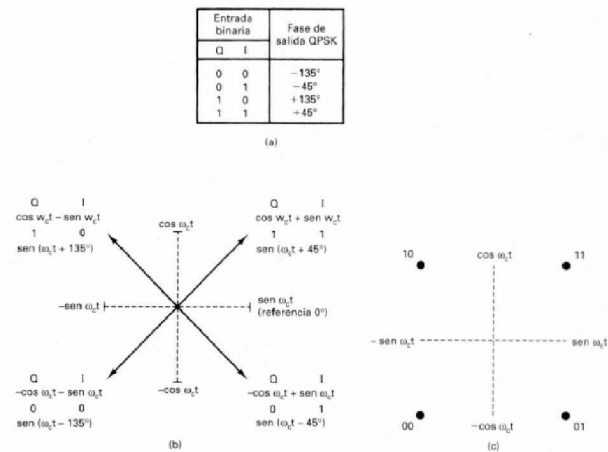
Figura 9. Relación de fase de salida en función del tiempo para BPSK



### 1.4.2.2 QPSK - Quaternary phase shift keying

La manipulación por desplazamiento cuaternario de fase QPSK, es una técnica M-aria de codificación, donde la cantidad de condiciones de salida es  $M=4$ . De esta manera hay cuatro fases de salida para una sola frecuencia portadora. Y para que existan estas cuatro condiciones de fase de salida, los datos de entrada se combinan en grupos de dos bits, llamados dibits, de esta forma se generan las cuatro condiciones de entrada (00 01 10 11); cada dibits en particular genera una fase de salida de las cuatro fases de salidas posibles, como se muestra la figura 10.

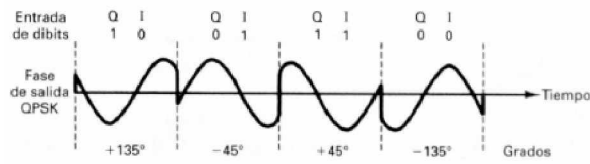
Figura 10. Tabla de verdad QPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación



La ventaja de la QPSK, es la amplitud constante que esta mantiene, que la distingue de la QAM. Obsérvese el espaciado angular entre las condiciones de fases de salida es de  $90^\circ$ , lo que permite un desplazamiento de  $\pm 45^\circ$  durante la transmisión.



Figura 11. Fase de salida en función de tiempo para un modulador QPSK



El ancho de banda bilateral de Nyquist mínimo para QPSK, esta dado por:

$$B = \frac{f_b}{2}$$

B = Ancho de banda mínimo de bits (bps)

$f_b$  = Rapidez de entrada de bits

La ecuación de salida del modulador balanceado QPSK esta dada por:

$$s(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi \left( f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left( f_c + \frac{f_b}{4} \right) t$$

Donde  $f_c$  representa la frecuencia de la señal portadora

### 1.4.2.3 8-PSK

Es otra técnica de codificación M-aria, en que las condiciones de fase de salida es M=8. Para obtener estas condiciones de salida, se consideran a los bits en grupos de tres, llamados tribits. Como se muestra en tabla de la figura 12.

Figura 12. Tabla de verdad QPSK – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación

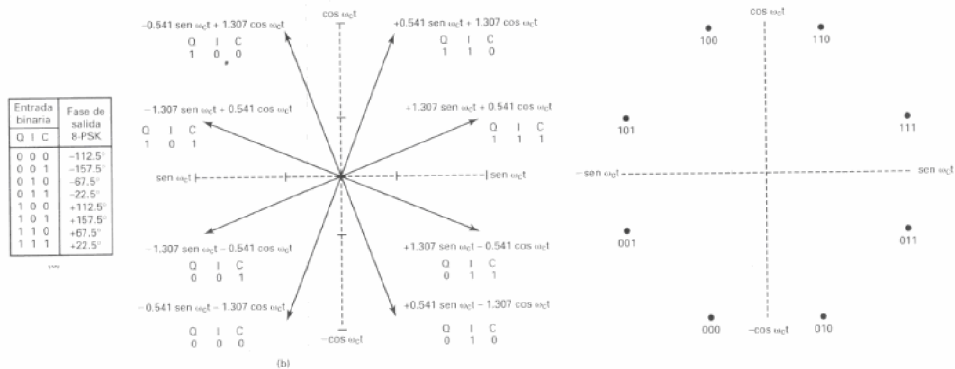
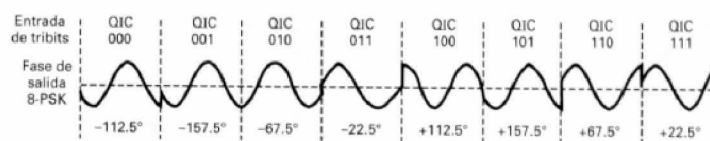


Figura 13. Fase de salida en función del tiempo 8-PSK



Se observa, en el diagrama fasorial, las condiciones de fase de salida, y sus valores correspondientes. Además que existe una separación angular entre los fasores de salida de  $45^{\circ}$ , permitiendo un desplazamiento de  $\pm 22.5^{\circ}$  durante la transmisión para mantener la integridad.

La ecuación de salida del modulador 8-PSK esta dada por:

$$\theta(t) = \frac{X}{2} \cos 2\pi \left( f_c - \frac{f_b}{6} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left( f_c + \frac{f_b}{6} \right) t$$

Donde,  $X = \pm 1.3070 \pm 0.541$  son valores relativos respecto al nivel de modulación de amplitud de pulso,  $f_c$  = Frecuencia de la portadora y  $f_b$  = Frecuencia de bits (bps)

El ancho mínimo de banda de Nyquist para 8-PSK esta dado por:

$$B = \frac{f_b}{3}$$

#### 1.4.2.4 16-PSK

La manipulación por desplazamiento de fase de dieciséis factores 16-PSK, es una técnica en la que existen dieciséis fases de salida, en la cual, en la entrada se agrupan 4 bits o cuadbts, para combinar las dieciséis posibles combinaciones de entrada.

La separación angular, entre las fases de salida, en este tipo de modulación es de solo  $22.5^{\circ}$ , de manera que la señal transmitida puede sufrir un desplazamiento de fase  $\pm 11.25^{\circ}$  manteniendo la integridad de la información. Este poco desplazamiento de fase, hace que 16-PSK sea susceptible a irregularidades presentadas en el medio de transmisión.

#### 1.4.3 QAM – Quadrature amplitude modulation

La modulación de amplitud en cuadratura QAM, contiene su información tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

##### 1.4.3.1 8-QAM

8-QAM, es otra técnica de codificación M-aria, con  $M=8$ , donde la señal de salida no tiene una amplitud constante. La salida del modulador 8-QAM, queda determinada por los tribits de entrada, los cuales determinan la amplitud y la fase de la señal de salida modulador 8-QAM.

Figura 14. Tabla de verdad 8-QAM – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación

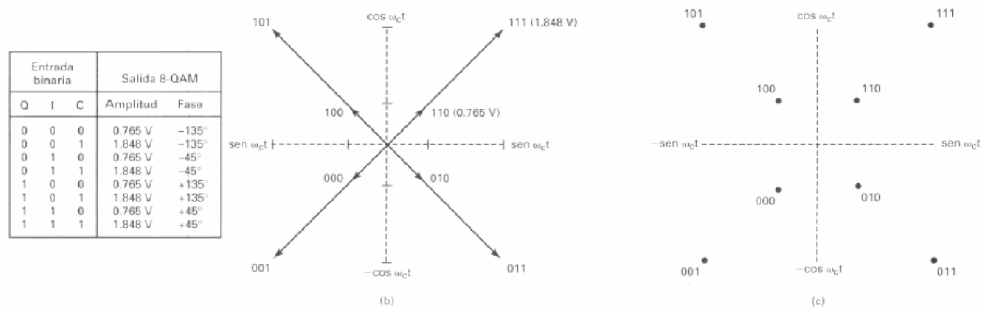
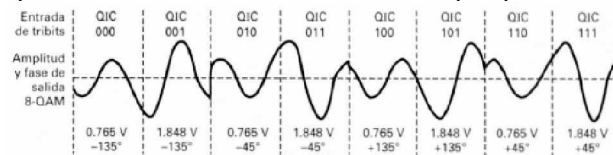


Figura 15. Fase y amplitud de salida en función del tiempo, para 8-QAM



El ancho mínimo de banda de Nyquist para 8-QAM esta dado por:

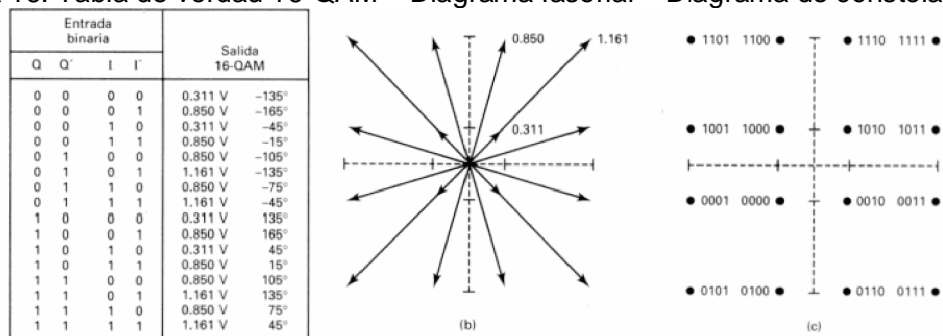
$$B = \frac{f_b}{3}$$

$$f_b = \text{rapidez\_de\_entrada\_de\_bits}(bps)$$

### 1.4.3.2 16-QAM

16-QAM, es una codificación M-aria M=16, donde los datos de entrada están agrupados en cuadbts, que determinan la amplitud y la fase de la señal portadora de transmisión.

Figura 16. Tabla de verdad 16-QAM – Diagrama fasorial – Diagrama de constelación



La ecuación de salida del modulador 16-QAM esta dada por:

$$\theta(t) = \frac{X}{2} \cos 2\pi \left( f_c - \frac{f_b}{8} \right) t - \frac{X}{2} \cos 2\pi \left( f_c + \frac{f_b}{8} \right) t$$

$X = \pm 0.22 \pm 0.821$  son valores relativos respecto al nivel de modulación de amplitud de pulso

$f_c$  = Frecuencia de la portadora

$f_b$  = Frecuencia de bits (bps)

El ancho mínimo de banda de Nyquist esta dado por:

$$B = \frac{f_b}{4}$$

Para la misma rapidez de entrada de bits  $f_b$ , el ancho mínimo de banda para pasar la salida de un modulador 16-QAM es igual a la cuarta parte de la necesaria para el modulador BPSK, la mitad de la QPSK y 25% menos que con 8-PSK. Para cada técnica de modulación los baudios de la salida se reducen en la misma proporción.

#### 1.4.4 FSK – Frequency shift keying

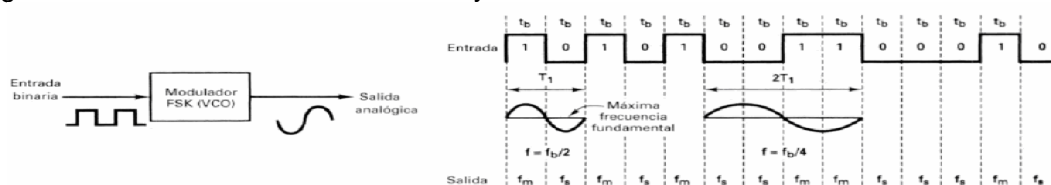
Manipulación por desplazamiento de frecuencia, es una modulación digital simple y de baja eficiencia. Tiene una modulación de ángulo y amplitud constante. La característica general de la FSK, es que hay un cambio de frecuencia de salida cada vez que cambia la entrada binaria. La ecuación general de FSK binaria:

$$V_{fsk}(t) = V_c \cos[2\pi(f_c + v_m(t)\Delta f)t]$$

En donde  $V_{fsk}(t)$  representa la forma de onda binaria FSK,  $V_c$  la amplitud de la señal portadora en voltios,  $f_c$  la frecuencia central portadora,  $\Delta f$  la desviación máxima de la frecuencia y  $v_m(t)$  la señal moduladora de entrada binaria.

En FSK, la señal binaria de entrada desvía a la frecuencia de la portadora, cuando la entrada varía entre 1 lógico y 0 lógico. De esta manera la frecuencia de salida se desplaza entre dos frecuencias; la frecuencia de marca ( $f_m$ ) cuando se trata de un 1 lógico, y la frecuencia de espacio ( $f_s$ ) cuando se trata de un 0 lógico, ambas frecuencia separadas por la desviación máxima de frecuencia. Estas dos frecuencias se dan según las características de diseño. Como se muestra en la figura 17.

Figura 17. Formas de onda de entrada y salida binaria FSK<sup>14</sup>



<sup>14</sup> TOMASY.Op. cit., p. 471.

La desviación máxima de frecuencia se determina:

$$\Delta f = \frac{|f_m - f_s|}{2}$$

Donde  $f_m$  es la frecuencia de marca y  $f_s$  la frecuencia de espacio.

El ancho de banda mínimo para pasar una señal FSK esta dado por:

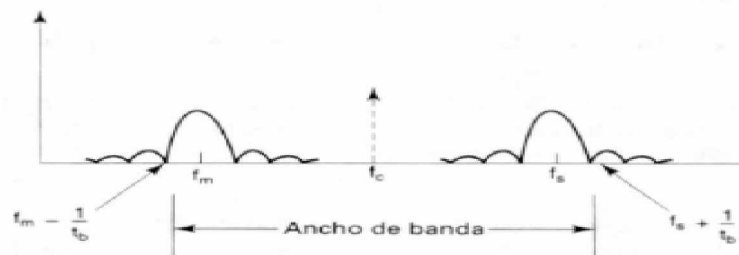
$$B = 2(\Delta f + f_b)$$

$B$  = Ancho de banda mínimo (hertz)

$\Delta f$  = Desviación mínima de frecuencias máximas (hertz)

$f_b$  = Frecuencia de bits (bps)

Figura 18. Espectro de frecuencias FSK<sup>15</sup>



#### 1.4.4.1. 8-FSK

8-FSK es una forma de modulación angular de amplitud constante, similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía, entre ocho niveles de voltaje discreto o por asociación de 3 bits, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua.

Las principales características son que la amplitud de la portadora  $V_c$  se mantiene constante con la modulación. Sin embargo, la frecuencia en radianes de la portadora de salida cambia por una cantidad igual a  $\pm \pi /4$ . El cambio de frecuencia es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal de entrada binaria. La salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre 8 frecuencias.

#### 1.4.5 GMSK – Gaussian minimum shift keying

Al abordar esta modulación, primero se tiene que especificar el concepto de minimum shift keying, la cual es una FSK binaria, que se diferencia por sus frecuencias de espacio y de

<sup>15</sup> Ibid. p. 477.

marca se encuentran espaciadas en tiempo entre las dos, y el espaciamiento entre ellas es la mitad de la frecuencia de bits:

$$f_s - f_m = 0.5 f_b$$

$$h = 0.5$$

$$h = \text{Indice\_de\_Modulacion}$$

En este caso hay una diferencia mínima entre las frecuencias de marca y espacio.

Esto asegura una transición uniforme de fase en la señal de salida análoga, cuando se pasa entre frecuencia de espacio a frecuencia de marca y viceversa. Como se muestra en la figura 22.

Figura 19. Forma discontinua de FSK

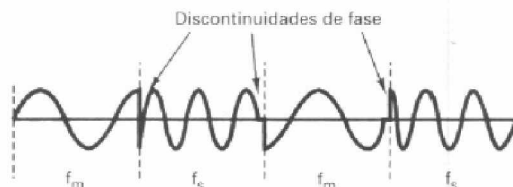
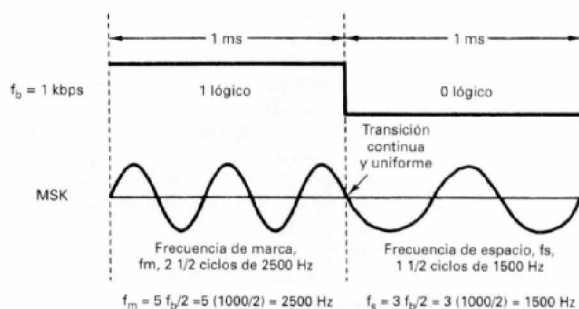


Figura 20. Forma continua de onda MSK



GMSK es un esquema de modulación binaria simple que se puede ver como derivado de MSK. En GMSK, los lóbulos laterales del espectro de una señal MSK se reducen pasando los datos modulantes a través de un filtro Gaussiano de premodulación. El filtro gaussiano aplanar la trayectoria de fase de la señal MSK y por lo tanto, estabiliza las variaciones de la frecuencia instantánea a través del tiempo. Esto tiene el efecto de reducir considerablemente los niveles de los lóbulos laterales en el espectro transmitido.

El filtrado convierte cada dato modulante que ocupa en banda base un período de tiempo  $T$ , en una respuesta donde cada símbolo ocupa varios períodos. Sin embargo, dado que esta conformación de pulsos no cambia el modelo de la trayectoria de la fase, GMSK se puede detectar coherentemente como una señal MSK, o no coherentemente como una señal simple FSK. En la práctica, GMSK es muy atractiva por su excelente eficiencia de potencia y espectral. El filtro de premodulación introduce interferencia intersímbolo ISI

(Inter-Symbol Interference) en la señal transmitida, pero esta degradación no es grave si el parámetro BT del filtro es mayor de 0.5.

El filtro gaussiano de premodulación tiene una respuesta impulsiva dada por:

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right)$$

y su respuesta en frecuencia viene dada por

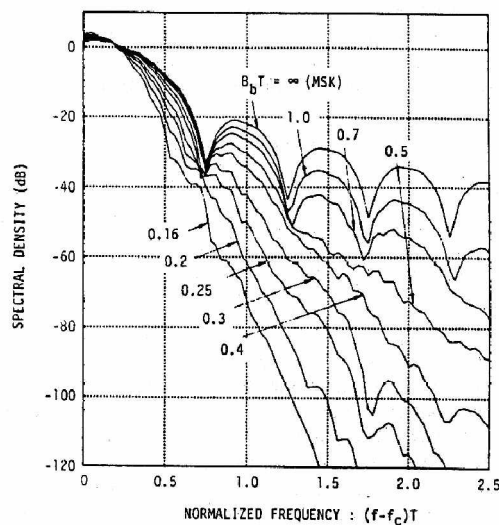
$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2)$$

El parámetro  $\alpha$  está relacionado con el ancho de banda del filtro B, por la siguiente expresión:

$$\alpha = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{B}$$

El filtro GMSK se puede definir completamente por B y por la duración de un símbolo en banda base T o equivalentemente por su producto BT. La Figura 24 muestra la densidad espectral de potencia PSD de una señal GMSK para varios valores de BT. Se muestra también la PSD de una señal MSK, que es equivalente a GMSK con BT infinito. En la figura se observa como conforme se reduce el parámetro BT, los niveles de los lóbulos laterales se atenúan rápidamente. Sin embargo, la reducción de BT incrementa la ISI, y por lo tanto se incrementa la tasa de error de bits, pero a pesar de este efecto el rendimiento global del sistema mejora.

Figura 21. Densidad Espectral de Potencia de una Señal GMSK Para Varios Valores de BT.



Hay dos métodos para generar GMSK, uno es la modulación FSK, y la otra es la modulación QPSK.

Figura 22. GMSK implementado por FSK con FM-VCO <sup>16</sup>

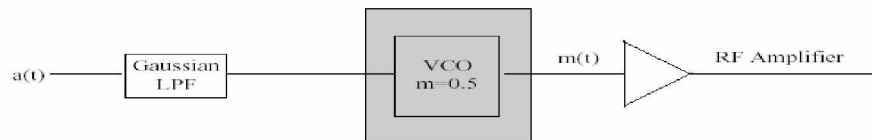
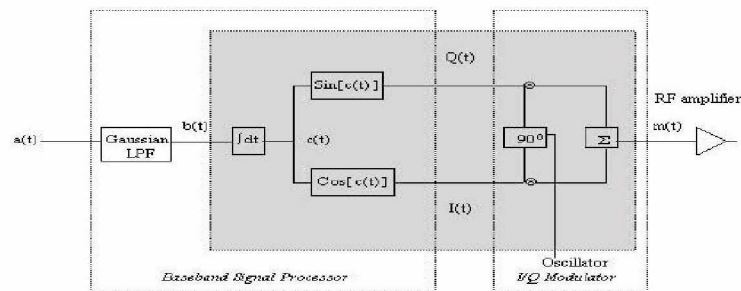


Figura 23. GMSK implementado por QPSK <sup>17</sup>



Las áreas sombreadas en las dos figuras anteriores tienen la misma función.

La arquitectura del modulador-VCO GMSK, como se muestra en la figura 25 es simple mas sin embargo, no es conveniente para una demodulación debido a los problemas de tolerancia de los componentes.

Este método requiere que el factor de desviación de frecuencia del VCO sea exactamente igual a 0.5, pero el índice modulación convencional para VCO depende del tiempo de transmisión y la temperatura.

En la figura 26, se emplea un proceso de banda base en cuadratura, seguido por un modulador de cuadratura. Con este método, el índice de modulación se mantiene en 0.5. Este sistema es más económico para su implementación.

#### 1.4.6 Eficiencia de ancho de banda

La eficiencia de ancho de banda, determina la relación de rapidez de transmisión de bits entre el ancho mínimo de banda necesario para determinado esquema de modulación.

<sup>16</sup> Digital Modulation and GMSK, University of Hull, Appendix D. p., 6.

<sup>17</sup> Ibid. p., 6.



$$Eficiencia\_de\_AB = \frac{rapidez\_de\_transmision(bps)}{ancho\_minimo\_de\_banda(Hz)}$$

$$AB = Eficiencia\_de\_ancho\_de\_banda \left( \frac{bits}{ciclo} \right)$$

Tabla 4. Eficiencia de las modulaciones digitales <sup>18</sup>

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baudios	Eficiencia de ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Un bit	$\geq f_b$	$f_b$	$\leq 1$
BPSK	Un bit	$f_b$	$f_b$	1
QPSK	Dibit	$f_b/2$	$f_b/2$	2
8-PSK	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
8-QAM	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
16-PSK	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4
16-QAM	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4

Analizando esta tabla, se puede observar que la modulación 16-QAM es el mas eficiente, ya que requiere hasta una cuarta parte menos, de ancho de banda que en las otras modulaciones digitales, para la misma capacidad de bits de entrada.

#### 1.4.7. Probabilidad de error y tasa de errores de bits

La probabilidad de error  $P(e)$ , es la expectativa matemática, de que determinado sistema tenga una tasa de errores. La tasa de errores de bits BER, es un registro practico del funcionamiento real del sistema en cuanto errores.

De esta manera, cuando se tiene una tasa de error de bits, esta se compara con la probabilidad de error, para evaluar el desempeño del sistema.

La probabilidad de error, es una función de la relación de potencia portadora a ruido y de la cantidad de condiciones de codificación M-aria.

Donde la relación de potencia de portadora a ruido, es la potencia promedio de la portadora entre la potencia del ruido térmico.

La ecuación de la relación de potencia de portadora a ruido, esta dada por:

$$\frac{C}{N} = \text{Ecuación de la relación de la portadora a ruido}$$

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{KTB} \text{ Relación adimensional}$$

<sup>18</sup> TOMASY.Op. cit., p. 475.

$$\frac{C}{N}(dB) = 10 \log \frac{C}{N} = C_{dBm} - N_{dBm}$$

C = Potencia de la portadora en Watts

$$C_{(dBm)} = 10 \log \frac{C_{watts}}{0.001}$$

N = potencia de ruido térmico en Watts

N = KTB

$$N_{(dBm)} = 10 \log \frac{KTB}{0.001}$$

K = constante de Boltzman

T = temperatura en grados kelvin

B = ancho de banda

La relación de potencia de portadora a ruido, es menor en sistemas QAM que otros sistemas PSK. Además la relación de potencia a ruido aumenta, si el nivel de codificación M-aria aumenta.

La energía por bit, queda determinada por:

$$E_b = CT_b (J / bit)$$

$$E_{b(dBm)} = 10 \log \frac{C}{f_b} = 10 \log C - 10 \log f_b$$

Donde  $E_b$  representa la energía de un bit (joules por bit),  $T_b$  el tiempo de un solo bit y C es la potencia de la señal portadora.

La densidad de potencia del ruido, es la potencia de ruido que se presenta en un ancho de banda determinado. Se encuentra dada por:

$$N_0 = \frac{N}{B} = KT (W / Hz)$$

$$N_0 = 10 \log \frac{K}{0.001} + 10 \log T$$

Con  $N_0$  representando la densidad de potencia de ruido, N la potencia de ruido térmico y B el ancho de banda.

La relación de energía por bit a densidad de potencia de ruido ( $E_b/N_0$ ), relaciona la energía de un bit a la potencia de ruido en un ancho de banda determinado a 1 Hz. De esta manera se puede lograr una comparación entre todos los sistemas de modulación digital, ya que el esquema común de comparación es el ancho de banda.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{CB}{Nf_b}$$

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = 10\log \frac{C}{N} + 10\log \frac{B}{f_b}$$

Con:

$\frac{E_b}{N_0}$  como la relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido.

$\frac{C}{N}$  relación de potencia de la portadora a ruido.

$\frac{B}{f_b}$  relación de ancho de banda de ruido a frecuencia de bits.

#### 1.4.7.1. Errores en PSK

Los errores de bits, en los sistemas de modulación digital se deben a la distancia entre los puntos de un diagrama de estado-espacio de señal. Ya que esta distancia se ve afectada cuando se introduce ruido en la transmisión, este ruido se combina como un vector de ruido junto el vector de señal en el diagrama de estado-espacio, desplazando en fase las señales del sistema.

Para sistemas PSK multifásicos, la ecuación general de la distancia máxima entre puntos de señalización esta dado por:

$$d = \left( 2 \operatorname{sen} \frac{180^\circ}{M} \right) \times D$$

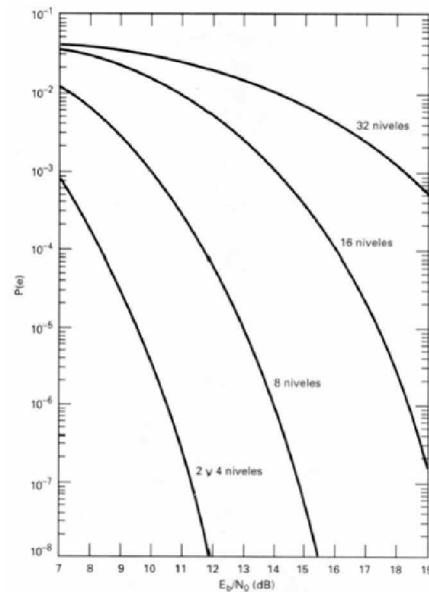
$d = \text{distancia\_entre\_errores}$

$M = \text{cantidad\_de\_fases}$

$D = \text{maxima\_amplitud\_de\_la\_señal}$

Para mayores niveles de modulación M, la relación energía de bit a densidad de potencia ruido, debe ser mayor para reducir el efecto de interferencia ruido.

Figura 24. Tasas de error para sistemas de modulación PSK<sup>19</sup>



La ecuación general para la probabilidad de error de bit, en un sistema PSK M-árstico esta dado por:

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erf}(z)$$

*erf* = funcion\_de\_error

$$z = \operatorname{sen}(\pi / M) \left( \sqrt{\log_2 M} \right) \left( \sqrt{E_b / N_0} \right)$$

#### 1.4.7.2 Errores en QAM

Para sistemas con una gran cantidad de puntos de se\u00f1al, M-arios; los sistemas QAM presentan una ventaja frente a sistemas PSK, debido a que la distancia entre puntos de se\u00f1alización es menor que los del sistema PSK. La ecuación general de la distancia entre los puntos de se\u00f1alización para QAM con L niveles en cada eje, esta dado por:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1} \times D$$

*d* = distancia\_entre\_errores

*L* = cantidad\_de\_niveles\_en\_cada\_eje

*D* = amplitud\_maxima\_de\_la\_se\u00f1al

La probabilidad de error de bit, en un sistema QAM de L niveles esta dado por:

<sup>19</sup> Ibid, p. 485.

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 L} \left( \frac{L-1}{L} \right) \text{erfc}(z)$$

*erfc(z) = funcion\_de\_error\_complementario*

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

Figura 25. Tasas de error para sistemas de modulación QAM <sup>20</sup>

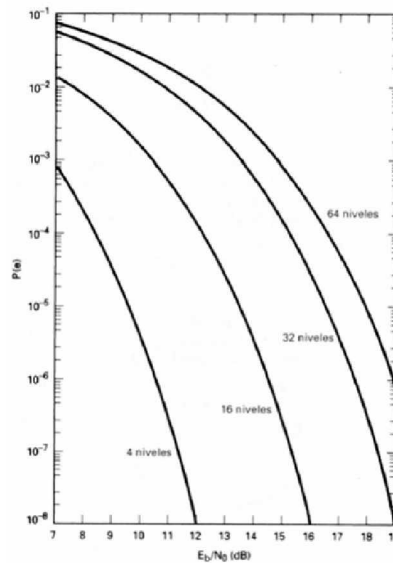


Tabla 5. Comparación de presencia de errores en diversos esquemas de modulación digital (BER=10<sup>-6</sup>)

Técnica de modulación	Relación C/N (dB)	Relación $E_b/N_0$ (dB)
BPSK	10,6	10,6
QPSK	13,6	10,6
4-QAM	13,6	10,6
8-QAM	17,6	10,6
8-PSK	18,5	14
16-PSK	24,3	18,3
16-QAM	20,5	14,5
32-QAM	24,4	17,4
64-QAM	26,6	18,8

### 1.4.7.3. Errores en FSK

La probabilidad de error en los FSK se evalúa de forma distinta, que en PSK y QAM. Hay dos tipos de sistemas FSK: no coherente (asíncrono) y coherente (síncrono). En el FSK

<sup>20</sup> Ibid. p. 463.

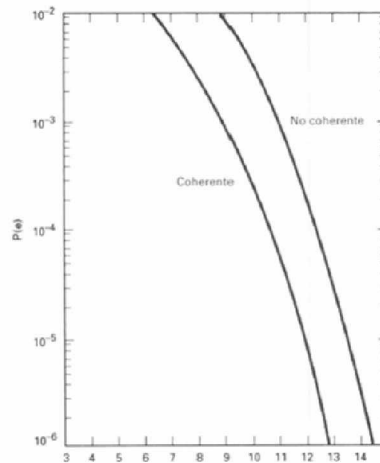
no coherente, el transmisor y el receptor no tienen sincronización de fase ni de frecuencia. En FSK coherente, las señales de referencia del receptor local están amarradas en fase y frecuencia con las señales transmitidas. La probabilidad de error para FSK no coherente está dada por:

$$P(e) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

La probabilidad de error en FSK coherente es:

$$P(e) = \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

Figura 26. Tasas de error para sistemas de modulación FSK <sup>21</sup>



La figura 26, muestra las curvas de probabilidad de error para FSK coherente y no coherente, en función de valores de  $E_b/N_0$ . La probabilidad de error para FSK no coherente es mayor que para FSK coherente de igual relación de energía por bit a potencia de ruido.

<sup>21</sup> Ibid., p. 510.

## 2. CÁLCULOS Y SIMULACIONES

Basados en el contexto teórico presentado anteriormente, y teniendo en mente los objetivos a alcanzar, se realizarán los cálculos y debidas simulaciones, con el fin de determinar las características necesarias de los elementos a usar en la estación terrena sede USCO, la cual hace parte del macro proyecto “CUBESAT – UD: telemedicina y Telemetría”.

Una de las primeras necesidades a satisfacer, es el cálculo de la potencia de transmisión necesaria desde la estación terrena en análisis, la cual sea capaz de lograr la llegada de los datos enviados desde la sede USCO al CUBESAT, el cual se encontrará en la orbita LEO (Low Earth Orbit). Para esto, se deben conocer los valores de todos los fenómenos presentes en la transmisión, que afectarán directa o indirectamente la señal.

### 2.1 PÉRDIDAS Y ATENUACIONES DEL CANAL USCO – CUBESAT UD

Como primera medida se representarán las pérdidas por espacio libre, presentadas en este enlace, basados en la teoría presentada previamente. Para esto, es necesario conocer la distancia total que recorrerá la señal, la cual se determinará como de 800 Kilómetros, pues a la máxima distancia a la que pasará el satélite CUBESAT sobre la tierra, y es de vital importancia asumir este dato, pues se esta considerando la situación crítica en cuanto a distancia se refiere, para el establecimiento de la comunicación.

Después es necesario determinar los valores para cada uno de los fenómenos presentes en el enlace, comenzando por las pérdidas por espacio libre.

PÉRDIDAS POR ESPACIO LIBRE:

Sabemos, por el contexto teórico que las pérdidas por espacio libre se representan mediante la siguiente función:

$$L_o = 32.4 + 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}(d)$$

En donde:

$L_o$  = Pérdidas por espacio libre en decibeles

$f$  = Frecuencia de transmisión

$d$  = Distancia oblicua

Por lo que para el caso de la estación terrena a implementar en la Universidad Surcolombiana tenemos los siguientes valores<sup>22</sup>:

---

<sup>22</sup> Datos tomados del trabajo de tesis “Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO” presentado a la Universidad Surcolombiana.

$d = 800 \text{ Km.}$   
 $f \text{ subida} = 146 \text{ MHz}$   
 $f \text{ bajada} = 438 \text{ MHz}$

Por lo que las pérdidas por espacio libre presentadas en el enlace de subida (Uplink) y enlace de bajada (Downlink) poseen valores de:

$$\begin{aligned}
 L_{\text{uplink}} &= 135.68 \text{ dB} \\
 L_{\text{downlink}} &= 145.22 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

#### ATENUACIÓN POR LLUVIAS:

Como se mencionó, este parámetro se prefiere sea basado en estadísticas de precipitación de lluvias tomadas en el lugar a implementar la estación terrena. Como se dijo anteriormente este tipo de atenuaciones suele despreciarse para frecuencias de trabajo menores a 5 GHz, lo cual descartaría el análisis para el sistema de comunicaciones de la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, pues en este se trabajan frecuencias de operación no superan 1 GHz, pero a fin de analizar a fondo el sistema y sin desechar cualquier tipo de efecto presente en la comunicación, se analizará la atenuación por lluvias, según el método de Crane, debido a que en esta región no se llevan a cabo datos estadísticos de las precipitaciones lluviosas.

El modelo de Crane propone:

$$\alpha = a R_p^b \text{ dB / Km}$$

Basándonos en los coeficientes de atenuación, Tabla 2, obtenemos los valores de los parámetros  $a$  y  $b$ , para el tipo de polarización a utilizar en la estación terrena de la USCO, que es circular<sup>23</sup>, a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 a_c &= \frac{a_h + a_v}{2} \\
 b_c &= \frac{a_h b_h + a_v b_v}{2a_c}
 \end{aligned}$$

Obteniendo los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}
 a_c &= 0.00003695 \\
 b_c &= 0.896
 \end{aligned}$$

Ahora, para el cálculo de la atenuación por lluvia por kilómetro recorrido de la señal, reemplazamos los valores en la fórmula propuesta por Crane, con valor de  $R_p = 95$ , obteniendo el valor de:

---

<sup>23</sup> Datos tomados del trabajo de tesis "Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO" presentado a la Universidad Surcolombiana.



$$\alpha = 2.186e - 3 \text{ dB/Km}$$

Según los datos obtenidos mediante las muestras estadísticas por medio del IDEAM<sup>24</sup>, en la ciudad de Neiva podemos realizar una comparación entre los valores de atenuación por lluvia por kilómetro recorrido de la señal obtenidos mediante la fórmula de Crane, mostrada anteriormente, y dichos datos estadísticos.

Para esto tenemos:

$$\alpha = a R_p^b \text{ dB / Km}$$

$$R_p = 129,6$$

$$a_c = 0.00003695$$

$$b_c = 0.896$$

Obteniendo un valor de:

$$\alpha = 2.887e - 3 \text{ dB/Km}$$

Para obtener un valor real de la atenuación por lluvias en el enlace de comunicaciones a realizar, este se basara en el dato obtenido a través del IDEAM.

Debido a que dicha atenuación no se presenta en todo el trayecto hasta el satélite, se calcula la distancia en la cual se ve esta atenuación. Representada en la Figura 4. Para esto debemos considerar que el parámetro  $h_o$ , representa la altura respecto al nivel del mar de la estación terrena, es decir, la altura de Neiva con respecto al nivel del mar, la cual es de 0.472 kilómetros<sup>25</sup>, y  $\alpha$  es el ángulo de elevación determinado anteriormente de 59.75°.

De lo anterior queda por conocer la variable  $h_R$ , y basándonos en el grafico 5, el cual muestra la altura de la lluvia,  $h_R$ , en función de la latitud de la estación terrena y que para el caso de Neiva, se observa que el valor de dicha altura, basados en un factor de reducción de 0.001%, es:

$$h_R = 5.2 \text{ Kilómetros}$$

Es así, que mediante:

$$L_s = \frac{h_r - h_o}{\sin(El)}$$

<sup>24</sup> Dato obtenido mediante IDEAM, rata de lluvia en la ciudad de Neiva de 1296.2 milímetros al año. Fecha de consulta, 7 de septiembre de 2007.

<sup>25</sup> J. Noreña, S. Análisis ictiofaunístico para el desarrollo de la piscicultura en el occidente colombiano. [En línea]. [citado el 18 marzo 2007]. <Disponible en [www.fao.org/docrep/005/AC866S/AC866S33.htm](http://www.fao.org/docrep/005/AC866S/AC866S33.htm)>.

Y reemplazando los valores previamente obtenidos, tenemos que:

$$L_s = \frac{5.2 - 0.472}{\text{sen}(59.75)}$$

$$L_s = 5.47326 \text{ Km}$$

Ahora, para el cálculo total de la atenuación por lluvia, se toma la siguiente ecuación:

$$A_p = aR_p^b L_s r_p \text{ dB}$$

En donde queda faltando por calcular  $r_p$ , el cual es dependiente del factor de atenuación considerado y la distancia  $L_G$ , como se muestra a continuación:

$$r_{0.001} = \frac{10}{10 + L_G}$$

$$L_G = L_s \cos(\alpha)$$

$$L_G = 5.473 \cos(59.75)$$

$$L_G = 2.757 \text{ Km}$$

Reemplazando tenemos que  $r_p$ , es:

$$r_p = 0.7838$$

En definitiva, para la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, se tiene una atenuación por lluvia de:

$$A_{LL} = 12.38 \times 10^{-3} \text{ dB}$$

#### ABSORCIÓN DE GASES MAYORITARIOS:

Como se mencionó, esta absorción suele considerarse para frecuencias de trabajo mayores a los 70 GHz, pero para una buena representación del canal, se realizará el respectivo cálculo.

Basados en el contexto teórico, la absorción real debida a los gases presentes en la atmósfera, se puede representar mediante la siguiente ecuación:

$$A_a = \int_0^{r_0} \gamma_a(r) dr$$

En donde:

$$\gamma_a(r) = \gamma_o(r) + \gamma_w(r)$$

$r_o$  representa la distancia de la trayectoria de la señal.

$\gamma_a$  representa la atenuación debida a la absorción molecular.

$\gamma_o$  y  $\gamma_w$  muestran las atenuaciones específicas por el oxígeno y el vapor de agua respectivamente.

Basados en el método de Van Vleck-Weisskopf, y con una frecuencia de operación menor a 57 GHz, tenemos:

$$\gamma_o = \left[ 7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2} + \frac{4.81}{(f^2 - 57) + 1.50} \right] f^2 \times 10^{-3}$$

Por lo tanto para el enlace de subida (Uplink), tenemos que:

$$\gamma_o = \left[ 7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{0.146^2} + \frac{4.81}{(0.146 - 57)^2 + 1.5} \right] (0.146 \times 10^{-3})$$

$$\gamma_o = 0,0417 \text{ dB/Km}$$

Mientras que para el modo bajada (Downlink), se tiene:

$$\gamma_o = \left[ 7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{0.438^2} + \frac{4.81}{(0.438 - 57)^2 + 1.5} \right] (0.438 \times 10^{-3})$$

$$\gamma_o = 0,01396 \text{ dB/Km}$$

Para la atenuación debida a la absorción del vapor de agua, se tiene que:

$$\gamma_w = \left[ 0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4}$$

En donde  $\rho$  representa la densidad de vapor de agua en gramos / m<sup>3</sup>. En cuyo caso asumiremos un valor de 10 g/m<sup>3</sup>. Como se muestra en la gráfica de  $r_w$  en función de la frecuencia, vemos que la atenuación por vapor de agua, para las frecuencias implementadas en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, son mínimas, obteniendo así, valores calculados de:

Para el enlace de subida:

$$\gamma_w = \left[ 0.067 + \frac{3}{(0.146 - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(0.146 - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(0.146 - 323.8)^2 + 10} \right] (0.146 * 10 \times 10^{-4})$$

$$\gamma_w = 0.1 \times 10^{-6} \text{ dB / Km}$$

Mientras que el enlace de bajada, se tiene que:

$$\gamma_w = \left[ 0.067 + \frac{3}{(0.438 - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(0.438 - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(0.438 - 323.8)^2 + 10} \right] (0.438 * 10 \times 10^{-4})$$

$$\gamma_w = 0.32 \times 10^{-6} \text{ dB / Km}$$

Teniendo las atenuaciones por oxígeno y vapor de agua, se procede a realizar el cálculo de la atenuación por gases atmosféricos. Para esto, se debe tener en cuenta que los gases se encuentran concentrados en un 80% en los primeros 150 Kilómetros de la trayectoria, mientras que en los siguientes 750 kilómetros, se presenta el 20% restante de concentración de gases, teniendo así que:

Para el enlace de subida:

$$A_a = 15 * 0.8 * (0.0417 + 0.1 \times 10^{-6}) + 75 * 0.2 * (0.0417 + 0.1 \times 10^{-6})$$

$$A_a = 0.112 \text{ dB}$$

Y para el enlace de bajada, se tiene:

$$A_a = 15 * 0.8 * (0.01396 + 0.32 \times 10^{-6}) + 75 * 0.2 * (0.01396 + 0.32 \times 10^{-6})$$

$$A_a = 0.376 \text{ dB}$$

#### PÉRDIDAS POR APUNTAMIENTO:

Dado a que este no es un parámetro que se pueda calcular mediante una representación matemática, y es debida a datos recopilados por diferentes estaciones terrenas alrededor del mundo, se realiza un promedio de los valores presentados en el contexto teórico, obteniendo así un valor de atenuación por apuntamiento de 0.4 dB.

#### PERDIDAS POR ALIMENTACIÓN:

Al igual que las pérdidas por apuntamiento, este parámetro no es mensurable, pero debe ser tenido en cuenta, pues es debido a las conexiones eléctricas y empalmes de los diferentes elementos internos de la estación terrena. Para este se ha establecido un valor estándar de 0.5 dB.

## 2.2 CÁLCULO DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN DE LA ESTACIÓN TERRENA

Habiendo determinado las pérdidas que se presentan en el enlace, se debe establecer una potencia de transmisión que sea capaz de hacer llegar la información al satélite, cuando se presenten todas estas pérdidas y factores que deterioran la señal, en las peores condiciones.

Para esto, se deben conocer también parámetros tales como la ganancia de la antena de transmisión, pues esta amplifica la señal, por lo cual debe ser tomada en cuenta, así como la Potencia Efectiva Radiada Isotrópica (PIRE) que depende directamente de la ganancia de la antena transmisora.

La ecuación que nos representa la potencia requerida por el amplificador de la estación terrena es:

$$P_{HPA} = PIRE - G_T + TFL$$

Donde:

PIRE = es la potencia radiada isotrópica de la antena de la estación terrena.

G<sub>T</sub> = es la ganancia de la antena de la estación terrena, que posee un valor de 16 dB.

TFL = son las pérdidas de transmisión, descritas anteriormente.

Para determinar el valor del PIRE, debemos referirnos a la densidad de flujo de saturación, la cual presenta el PIRE como:

$$PIRE = \Psi_m + A_0 + FSL$$

En donde solo se tienen en cuenta las pérdidas por espacio libre, pero como sabemos, existen otras pérdidas en un enlace satelital, por lo que la ecuación queda:

$$PIRE = \Psi_m + A_0 + FSL + AA + PL + AML$$

Donde:

$\Psi_m$  = Es la densidad de saturación de flujo.

$A_0$  = Área efectiva de la antena isotrópica.

FSL = Pérdida por espacio libre.

AA = Pérdida por absorción atmosférica.

PL = Pérdidas por polarización.

AML = Pérdidas por apuntamiento.

Como se mencionó anteriormente, las pérdidas por polarización suelen considerarse como una sola junto a las pérdidas por apuntamiento, por lo que se presentara simplemente como AML.

De lo anterior se puede describir la potencia requerida en el amplificador como:

$$P_{HPA} = \Psi_m + A_0 + FSL + AA + PL + AML - G_T + TFL$$

Para el cálculo del área efectiva de la antena isotrópica,  $A_0$ , este se calcula mediante:

$$A_0 = -(21.45 + 20\log f)$$

Para el caso de la frecuencia de subida de 146 MHz, se tiene que:

$$A_0 = -(21.45 + 20\log (0.146))$$

$$A_0 = -4.737 \text{ dB}$$

En cuanto a la densidad de flujo para saturación,  $\Psi_s$ , que es la cantidad de información que puede soportar un canal antes de saturarse, es necesario trabajar fuera del límite de saturación para que en este no se produzcan efectos de intermodulación. Este parámetro para el caso en análisis tiene un valor de  $-101.4 \text{ dB}^{26}$ , teniendo que:

$$P_{HPA} = \Psi_m + A_0 + FSL + AA + PL + AML - G_T + TFL$$

$$P_{HPA} = (-101.4 - 4.737 + 135.68 + 0.385 + 0.4 - 16 + 0.5) \text{ dB}$$

$$P_{HPA} = 14.828 \text{ dBi}$$

$$P_{HPA} = 30.4 \text{ W}$$

### 2.3 CÁLCULO DE LA POTENCIA RECIBIDA EN LA ESTACIÓN TERRENA

Ya establecidas las pérdidas presentes en el enlace de bajada, en especial las pérdidas por espacio libre, que son las que mas afectan el enlace, y conociendo la potencia de transmisión del satélite la cual es de 1 W, de acuerdo al análisis realizado por el grupo de potencia de la Universidad Distrital, y la ganancia de la antena del mismo, es posible establecer la potencia que será recibida en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, después de que la señal haga su recorrido, así:

$$P_R = P_{T_s} + G_T - FSL$$

Donde el parámetro  $P_{T_s}$  representa la potencia de transmisión del satélite, la cual es de 1 W.  $G_T$  es la ganancia de la antena del satélite de 3 dBi. FSL, hace referencia a las pérdidas por espacio libre en el enlace de bajada que posee un valor de 145.22 dB.

$$P_R = -143.22 \text{ dBm}$$

---

<sup>26</sup> INTELSAT IESS 410, Appendix A Table 1. p., 24.

Debemos resaltar que un dBm es una unidad estándar para los niveles que miden de la energía en lo referente a una señal de la referencia de 1 milivatio. En cuanto al signo negativo, nos representa que es la pérdida de potencia de la señal. Por ende la potencia pérdida en la transmisión es:

$$P_p = \log_{10}(143.22/.001)$$

$$P_p = 0.515 \mu W$$

Para lo cual tenemos que la potencia total recibida en la estación terrena desde el satélite es de:

$$P_{RET} = 0.484 \mu W$$

Valor del cual debemos tener un margen de error, para lo cual se exigirá que el radio en la recepción presente una sensibilidad tal, que con una recepción de 0.4  $\mu W$  sea suficiente para recibir los datos.

## 2.4 RUIDO DEL SISTEMA

Como se estableció anteriormente, es necesario realizar el cálculo de un parámetro que nos permita medir la eficiencia del enlace, esto se logra mediante la obtención de la relación señal a ruido tanto para el sistema de bajada como para el de subida.

Como lo establece la formula previamente presenta esta relación se obtiene mediante:

$$\left(\frac{C}{N}\right) = PIRE(dBW) + \left(\frac{G}{T}\right)(dB/K) - Pérdidas(dB) - k(dB)$$

En donde:

PIRE: representa la potencia irradiada isotrópica efectiva.

$\frac{G}{T}$ : representa la relación entre la ganancia de la antena receptora y la temperatura de ruido del sistema.

Pérdidas: Son todas las pérdidas que se presentan en este tipo de enlaces.

k = constante de Boltzman.

Por lo tanto es necesario calcular el PIRE para ambos enlaces. Para esto tenemos que el PIRE es:

$$PIRE = P_T + G_R - L$$

Donde:

$P_T$  es la potencia de transmisión,  $G_R$  es la ganancia de la antena receptora y  $L$ , representa las pérdidas por las guías de ondas.

**DOWNLINK:**

Esta representa la potencia real entregada desde la antena del satélite a la estación terrena. Sabiendo de antemano que la potencia de transmisión del satélite es de 1W, es decir 0dB, 3dBi de ganancia de la antena funcionando a 144 MHz, y debido a que no existen guías de onda en este, se supone pérdidas por este tipo de 0 dB, se obtiene:

$$PIRE = 3dBW$$

**UPLINK:**

Para este caso conoce que la potencia de transmisión es de 30.4 W, lo que equivale a 14.828, la ganancia de la antena es de 16 dBi y se estima unas pérdidas por guías de ondas de 0.5 dB<sup>27</sup>, obteniendo:

$$PIRE = 30.328dBW$$

En la fórmula de relación señal a ruido también se observa el parámetro G/T, el cual representa la relación de la ganancia de la antena receptora a temperatura de ruido, cuyo valor es equivalente a:

$$\frac{G}{T} = G_R - T_S$$

Donde  $G_R$  representa la Ganancia de la antena receptora y  $T_S$  la temperatura de ruido del sistema. Dado a que el primer parámetro ya es conocido, resta por saber el valor de  $T_S$ , el cual se obtiene mediante:

$$T_S = T_{ant} + T_e + \frac{(L-1)T_o}{G} + \frac{l(F-1)T_o}{G}$$

Donde:

$T_{ant}$  representa la temperatura de ruido de la antena, cuyo valor, según el marco teórico, es de 80 °K para el análisis del enlace de subida, y 290 °K para el de bajada, pues el satélite recibe la temperatura reflejada por el planeta.

$T_e$  hace referencia al valor de la temperatura de ruido del amplificador, cuyo valor suele tomarse de 90 °K.

$T_o$  es la temperatura ambiente, es decir 290 °K.

---

<sup>27</sup> Datos tomados del trabajo de tesis "Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO" presentado a la Universidad Surcolombiana.



$F$  es la figura de ruido del sistema, que esta representada por:

$$F = 10 \log \left( \frac{T_e}{T_0} + 1 \right)$$

Obteniendo un valor de 1.17, esta relación es adimensional.

$L$  hace referencia a las pérdidas por redes de absorción, es decir, las perdidas por líneas de transmisión, y los valores ya fueron presentados anteriormente.

$G$  se refiere a la Ganancia del sistema amplificador, es decir, 1 W en el satélite y 30.4 W en la estación terrena.

Reemplazando dichos valores en la ecuación, obtenemos valores para la temperatura de ruido del sistema de:

*ESTACION TERRENA:*

$$T_s = 137.362 \text{ dB} / K$$

*SATÉLITE:*

$$T_s = 90 \text{ dB} / K$$

Por lo que se obtiene valores de señal a ruido también se observa el parámetro  $G/T$ , de:

*UPLINK:*

$$\left[ \frac{G}{T} \right] = -121.362 \text{ dB} / K$$

*DOWNLINK:*

$$\left[ \frac{G}{T} \right] = -90 \text{ dB} / K$$

Habiendo obtenido todos lo parámetros necesarios, es posible calcular las relaciones señal a ruido para ambas direcciones del enlace.

*UPLINK:*

$$\left( \frac{C}{N} \right) = \text{PIRE}(\text{dBW}) + \left( \frac{G}{T} \right) (\text{dB} / K) - \text{Pérdidas}(\text{dB}) - k(\text{dB})$$

Donde:

$$\text{PIRE} = 30.328 \text{ dBW}$$

G/T = -121.362 dB/K  
Pérdidas: 136.04 dB  
K = constante de Boltzman

Obteniendo:

$$[C/N]_U = -143.5 \text{ dB}$$

*DOWNLINK:*

$$\left(\frac{C}{N}\right) = PIRE(dBW) + \left(\frac{G}{T}\right)(dB / K) - Pérdidas(dB) - k(dB)$$

Donde:

PIRE = 3 dBW  
G/T = -90 dB/K  
Pérdidas: 145.58 dB  
K = constante de Boltzman

Obteniendo:

$$[C/N]_U = -83.02 \text{ dB}$$

## 2.5 DESVANECIMIENTO MULTITRAYECTORIA

La importancia del desvanecimiento multitrayectoria, para este trabajo, es que este es un parámetro vital en las simulaciones de la modulación, puntualmente el valor de K es el cociente entre la potencia fija y la potencia aleatoria de la señal.

Basados en la teoría se observa que este valor no es mensurable, pero se debe conservar la condición, en la cual establecemos una línea de vista entre los extremos de la comunicación, es decir donde normalmente K posee valores mayores que cero. Además, existe un aporte dominante en cualquier posición asociado al haz con línea de vista, es decir  $A > 0$ . Para satélites de órbita baja se ha determinado que este valor es de 10, lo que se utilizará en las simulaciones.

## 2.6 FRECUENCIA DOPPLER

En cuanto a este fenómeno, tenemos que la velocidad de giro del satélite, considerando el valor aproximado para radio de la tierra como 6378 Kilómetros<sup>28</sup>, y la altura del satélite de 900 Kilómetros, con el fin de trabajar en el caso crítico, es de:

---

<sup>28</sup> Ojeda., José. Datos de planetas del sistema solar. [En línea]. [citado el 20 Agosto 2007]. <Disponible en [http://www.redastro.cl/sistemasolar/datos\\_planetas.php](http://www.redastro.cl/sistemasolar/datos_planetas.php)>

$$V_{sat} = \frac{630000}{\sqrt{r}} \Rightarrow \frac{630000}{\sqrt{6378+900}}$$

$$V_{sat} = 7384.7 \text{ m/s}$$

Por lo que la frecuencia Doppler, que se expresa mediante la formula:

$$f_D = f_c \frac{v}{c}$$

Donde:

$f_c$  es la frecuencia de portadora

$v$  es la velocidad del satélite

$c$  es la velocidad de la luz

Posee valores, tanto para el enlace de subida como el de bajada, de:

Enlace de subida, frecuencia de 146 MHz.

$$f_{Ds} = 146e6 \text{ Hz} \cdot \frac{7384.7 \text{ m/s}}{2.98e8 \text{ m/s}}$$

$$f_{Ds} = 3618.7 \text{ Hz}$$

Enlace de bajada, frecuencia de 438 MHz

$$f_{Db} = 438e6 \text{ Hz} \cdot \frac{7384.7 \text{ m/s}}{2.98e8 \text{ m/s}}$$

$$f_{Db} = 10854 \text{ Hz}$$

## 2.8 RESUMEN DE PARAMETROS PRESENTES EN LA COMUNICACIÓN CUBESAT UD - ESTACIÓN TERRENA USCO

En la siguiente tabla se relacionarán todos los parámetros calculados y analizados anteriormente para el sistema de comunicaciones entre el CUBESAT y la estación terrena a implementar en la Universidad Surcolombiana.

Tabla 7. Parámetros presentes en el enlace de CUBESAT – Estación terrena USCO

PARAMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Distancia oblicua	$d$	800 Km.
Frecuencia de subida	$F_U$	146 MHz
Frecuencia de bajada	$F_D$	438 MHz
Área efectiva de la antena isotrópica	$A_o$	-4.737 dB
Densidad de flujo de saturación	$\psi_s$	-101.4 dB
Pérdidas por espacio libre	$FSL$	Uplink 135.68 dB Downlink 145.22 dB
Pérdidas por absorción atmosférica(gases mayoritarios y lluvia)	$AA$	0.385 dB
Pérdidas por no alineación de las antenas (polarización y apuntamiento)	$AML$	0.4 dB
Ganancia de la antena transmisora	$G_T$	16 dB
Absorción de gases mayoritarios	$A_G$	Uplink 0.112 dB Downlink 0.376 dB
Atenuación por lluvias	$A_{LL}$	$12.38 \times 10^{-3}$ dB
Pérdidas transmitidas por alimentación	$TFL$	0.5 dB
Potencia del amplificador de la estación terrena	$P_{HPA}$	30.4 W
Potencia recibida en la estación terrena	$P_{RET}$	0.4 $\mu$ W
Potencia isotrópica radiada	$PIRE$	30.328 dBW
Relación señal a temperatura de ruido	$C/N$	Uplink -143.5 dB Downlink -83.02 dB
Frecuencia Doppler	$F_{Ds}, F_{DB}$	Uplink 3.61 KHz Downlink 10.8 KHz

## 2.9 SIMULACIONES

Luego de analizar el canal de comunicación y las pérdidas a las que se enfrenta la señal, es necesario determinar la viabilidad del uso de diversas técnicas convencionales de modulación satelital y proponer nuevos sistemas capaces de garantizar la robustez del enlace.

Se realizará un análisis de las técnicas tradicionales de modulación implementadas en comunicación satelital (QPSK, 16QAM, 4QAM, 8FSK, GMSK).

Para iniciar el análisis de la modulación se debe calcular la energía del bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , para evaluar el desempeño del sistema a partir del BER deseado que para el enlace es de  $10e-6$ .

Sabemos que el PIRE de funcionamiento del sistema, está dada por la potencia de transmisión y la ganancia de antena.

La relación portadora a temperatura equivalente de ruido en el punto de funcionamiento, es decir en la estación remota receptora, exactamente a la entrada del receptor C/T será:

#### UPLINK

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = PIRE_{\text{Funcionamiento}} + \left(\frac{G}{T}\right)_T - L_0 - L_{LL} - L_{AA}$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = 30.32dBW - 35.652dB / K - 135.68dB - 0.01238dB - 0.1005dB$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = -140.994dB$$

#### DOWNLINK

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = PIRE_{\text{Funcionamiento}} + \left(\frac{G}{T}\right)_T - L_0 - L_{LL} - L_{AA}$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = 30.32dBW - 27.652dB / K - 145.22dB - 0.01238dB - 0.1005dB$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = -142.66dB$$

Donde  $L_0$  son las pérdidas por espacio libre,  $L_{LL}$  son las pérdidas asociadas a la lluvia y  $L_{AA}$  son las pérdidas atmosféricas adicionales, consideradas para este caso de 0.1005dB.

La relación portadora a densidad de ruido C/ $N_0$ , dependerá de la relación portadora a temperatura equivalente de ruido así como de la constante de Boltzman:

#### UPLINK

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T} - 10 \log K = -140.994dB + 228.6dB = 87.6dBHz$$

Donde:

$K = \text{constante\_de\_proporcionalidad\_de\_boltzman}(1.38 \times 10^{-23} \text{ joules\_por\_kelvin})$

#### DOWNLINK

$$\frac{C}{No} = \frac{C}{T} - 10 \log K = -142.66dB + 228.6dB = 86.06dBHz$$

Donde:

$K = \text{constante\_de\_proporcionalidad\_de\_boltzman}(1.38 \times 10^{-23} \text{ joules\_por\_kelvin})$

Finalmente, la relación energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_o$  será:

UPLINK

$$\frac{E_b}{No} = \frac{C}{No} - 10 \log CR = 87.6dB - 77.09dB = 10.51dB$$

DOWNLINK

$$\frac{E_b}{No} = \frac{C}{No} - 10 \log CR = 86.06dB - 77.09dB = 9dB$$

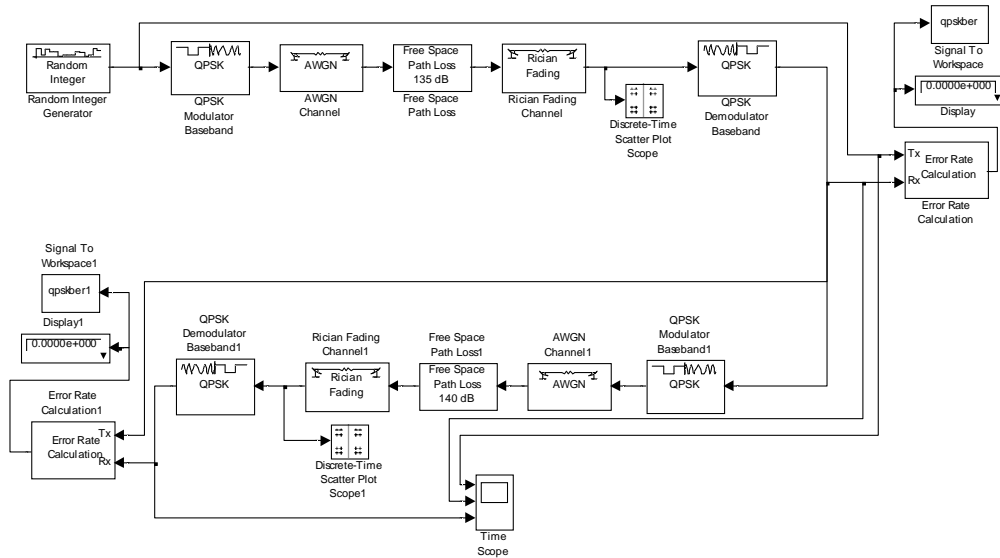
Donde CR es la tasa de bits por segundo,  $25E1=51200Kbps$ . A partir de este valor de  $E_b/N_o$ , se evaluará la tasa de errores de bits BER, para las modulaciones digitales que se tratan en el capítulo, con el fin de determinar cuáles son las que presentan menores errores de transmisión y cuáles se adaptan mejor al requerimiento del enlace.

### 2.9.1 Modelamiento del enlace completo con QPSK

En el modelamiento del sistema fue implementado un código aleatorio, empleado para generar la trama de bits utilizada en la modulación de datos, es así como a través de un generador de enteros, fue simulada la entrada de datos.

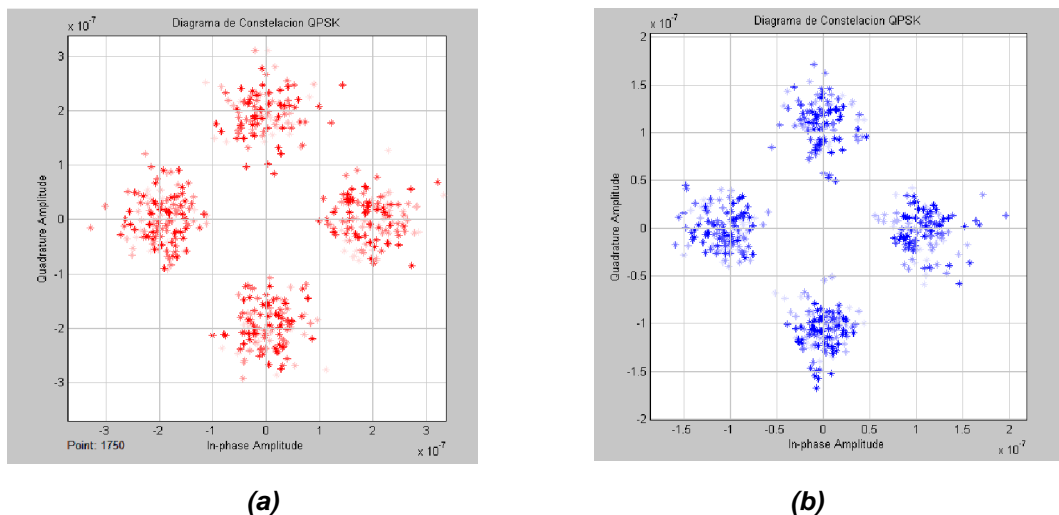
El esquema del canal completo de enlace de Uplink y Downlink, con modulación QPSK se implementará en MATLAB mediante un esquema de bloques desde SimulinkMATLAB, figura 27.

Figura 27. Modelo de QPSK con canal completo



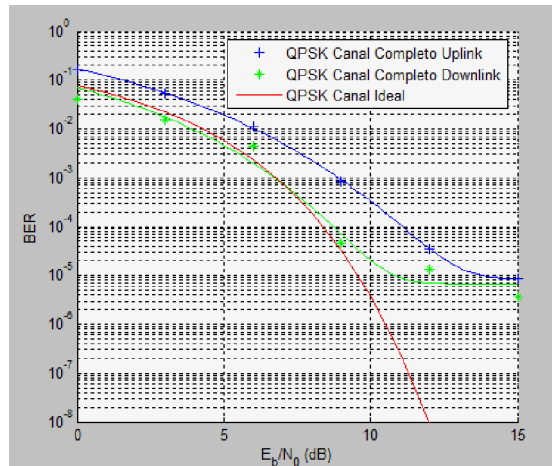
Esta señal generada aleatoriamente es introducida al modulador QPSK y enviada por el canal de comunicaciones, en la cual se incluyen las anomalías del canal, como son el ruido blanco Gaussiano, las pérdidas del espacio libre y la dispersión Rician; hasta llegar al demodulador del Cubesat-UD. Para luego ser reenviada la señal hasta la estación terrena, y de igual manera teniendo en cuenta las pérdidas del canal, y la variación de las mismas según la frecuencia de trabajo. Como se muestra en la figura 28.

Figura 28. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink



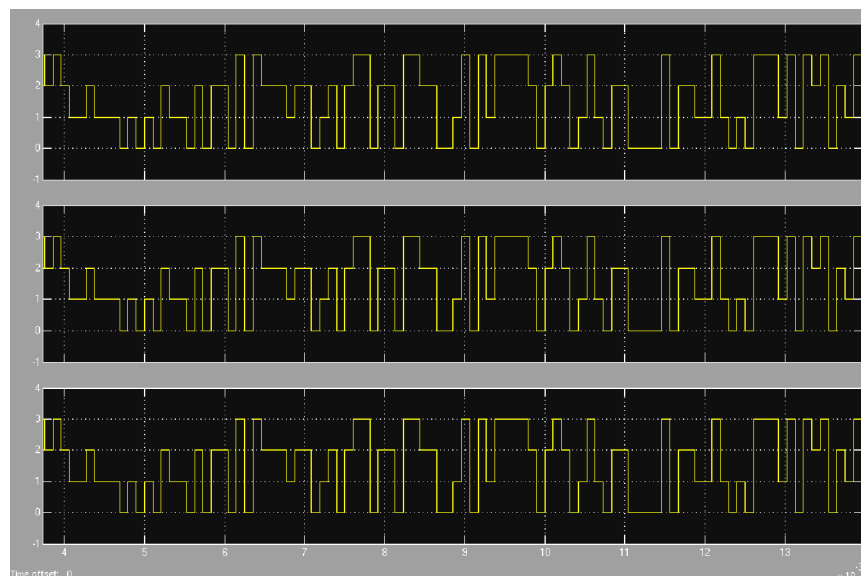
Ahora se evaluara la tasa de errores de la QPSK, tanto de un canal ideal, como el del canal completo para Uplink y Downlink, con ruido blanco Gaussiano, pérdidas de espacio libre y dispersión Rician.

Figura 29. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , QPSK



La viabilidad y el funcionamiento de QPSK se ven representada en la figura 30.

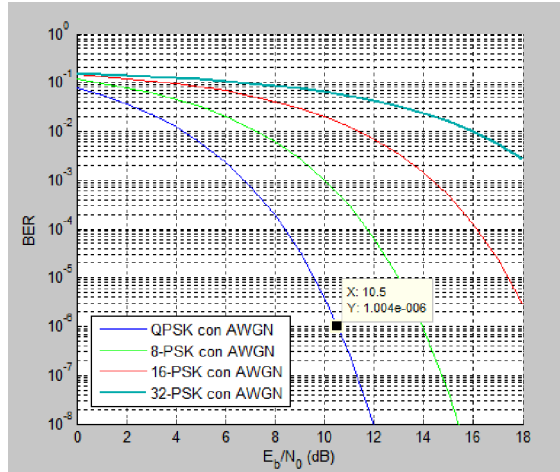
Figura 30. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink



Para el caso de modulaciones PSK M-arias de mayor orden, el análisis de la tasa de error de bits BER con respecto a la energía de bits a densidad de potencia ruido se obtuvo el siguiente resultado.



Figura 31. Tasa de error BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , M-PSK

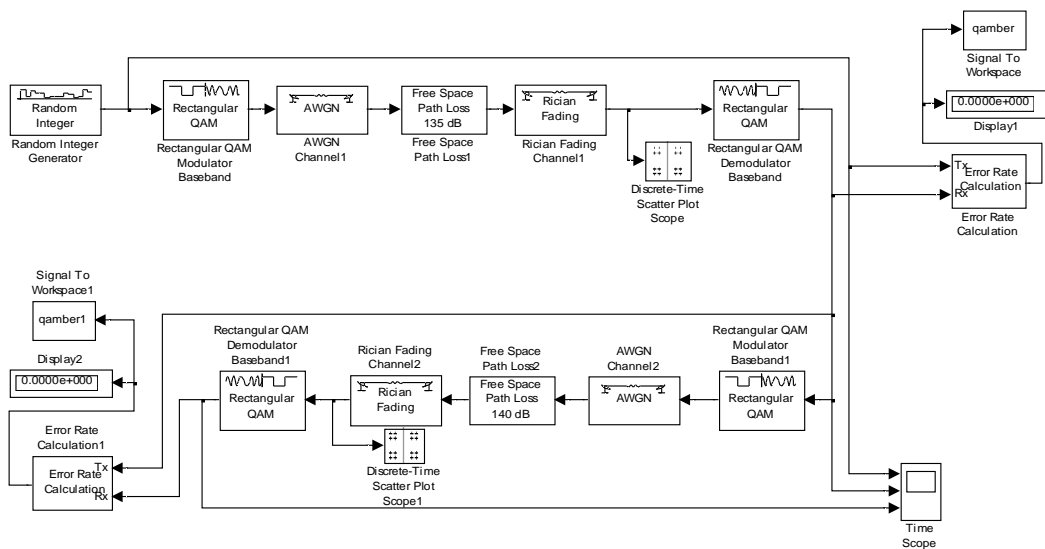


### 2.9.2 Modelamiento del enlace completo con 16-QAM

Igual que en la modulación QPSK, se realiza un modelamiento del sistema para 16-QAM, el cual genere un código aleatorio para la trama de bits utilizada en la modulación de datos.

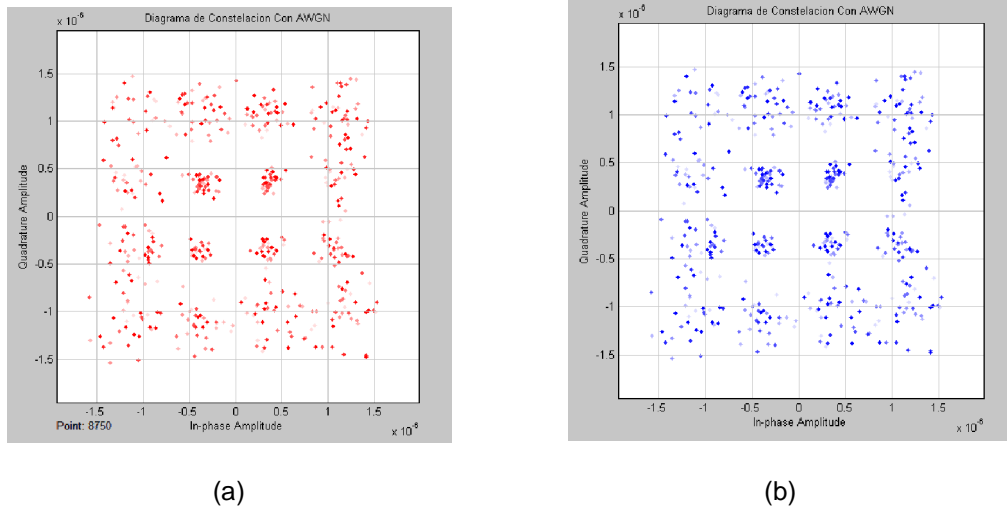
El esquema del canal completo de enlace de Uplink y Downlink, con modulación 16-QAM se implementará en MATLAB mediante un esquema de bloques desde Simulink/MATLAB.

Figura 32. Modelo 16-QAM con canal completo



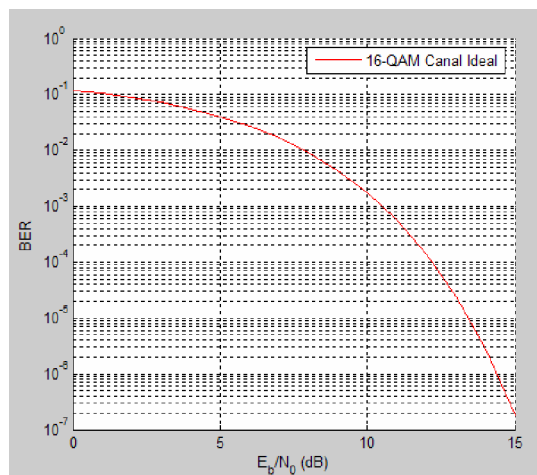
En la figura 33, se muestra los diagramas de constelación para modulación 16-QAM con ruido blanco Gaussiano AWGN, perdidas del espacio libre y dispersión Rician.

Figura 33. Diagrama de constelación. (a)Uplink (b)Downlink



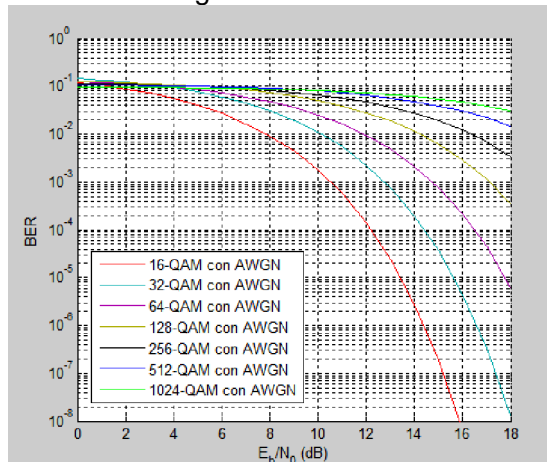
Ahora se evaluara la tasa de errores de la 16-QAM, con ruido blanco Gaussiano con ayuda del toolbox de comunicaciones de Matlab. De esta manera se determinara si la modulación 16-QAM, se encuentra dentro los parámetros de enlace, con respecto la energía del bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0$ , que se calculo anteriormente.

Figura 34. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , 16-QAM



Para el caso de modulaciones QAM M-arias de mayor orden, el análisis de la tasa de error de bits BER con respecto a la energía de bits a densidad de potencia ruido se obtuvo el siguiente resultado, figura 35.

Figura 35. Tasa de error BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , M-QAM

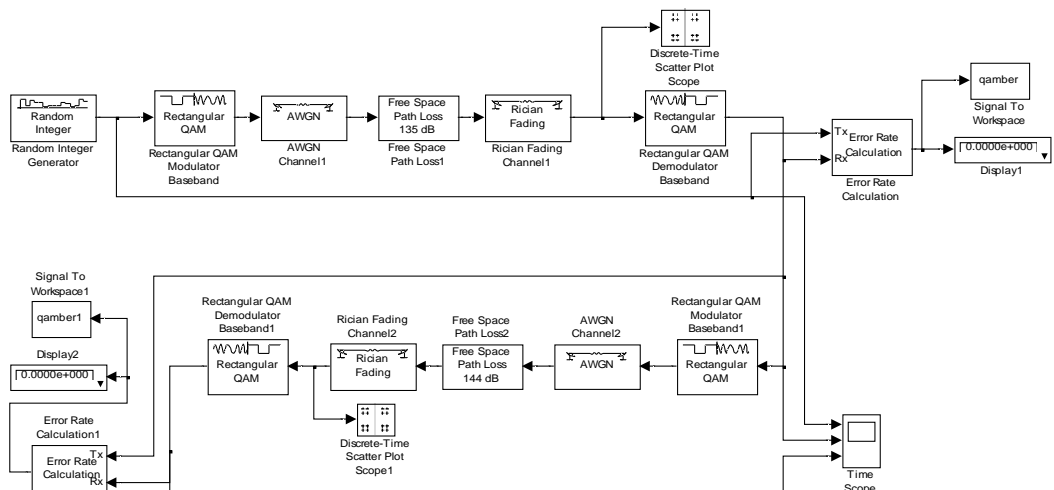


### 2.9.3 Modelamiento del enlace completo con 4-QAM

Se realiza un Modelamiento para la modulación 4-QAM, el cual genere un código aleatorio para la trama de bits utilizada en la modulación de datos.

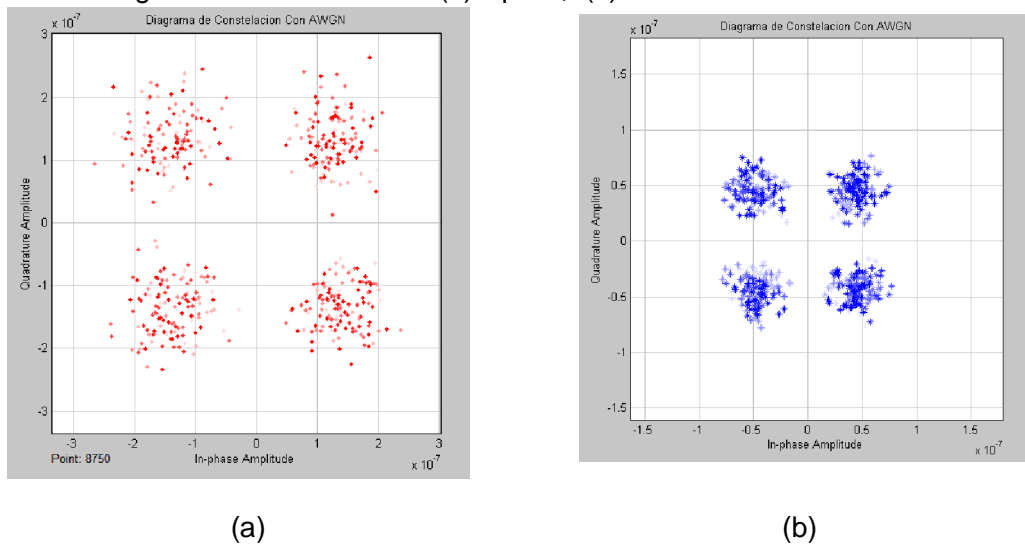
El esquema del canal completo de enlace de Uplink y Downlink, con modulación 4-QAM se implementará en MATLAB mediante un esquema de bloques desde Simulink/MATLAB, figura 36.

Figura 36. Modelo de 4-QAM con canal completo



En la figura 36, se muestra el diagrama de enlace completo desarrollado con Simulink. De igual forma que las modulaciones anteriores, se genera una señal aleatoriamente que es introducida al modulador 4-QAM y enviada por el canal de comunicaciones, en la cual se incluyen las anomalías del canal, como son el ruido blanco Gaussiano, las pérdidas del espacio libre y la dispersión Rician; hasta llegar al demodulador del Cubesat-UD. Para luego ser reenviada la señal hasta la estación terrena, y de igual manera teniendo en cuenta las pérdidas del canal, y la variación de las mismas según la frecuencia de trabajo.

Figura 37. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink



En la figura 38, se muestra los diagramas de constelación para modulación 4-QAM con ruido blanco Gaussiano AWGN, pérdidas del espacio libre y dispersión Rician.

Figura 38. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , 4-QAM

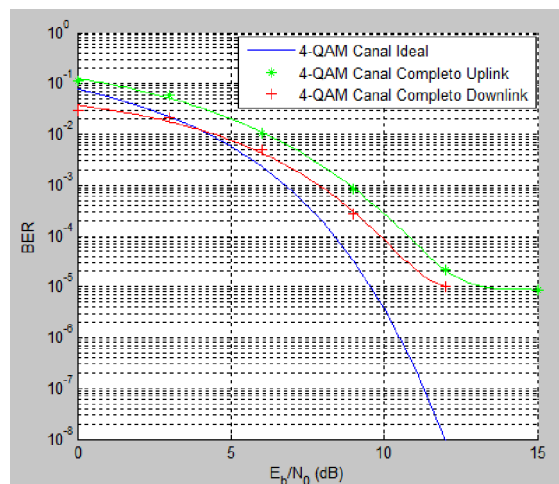
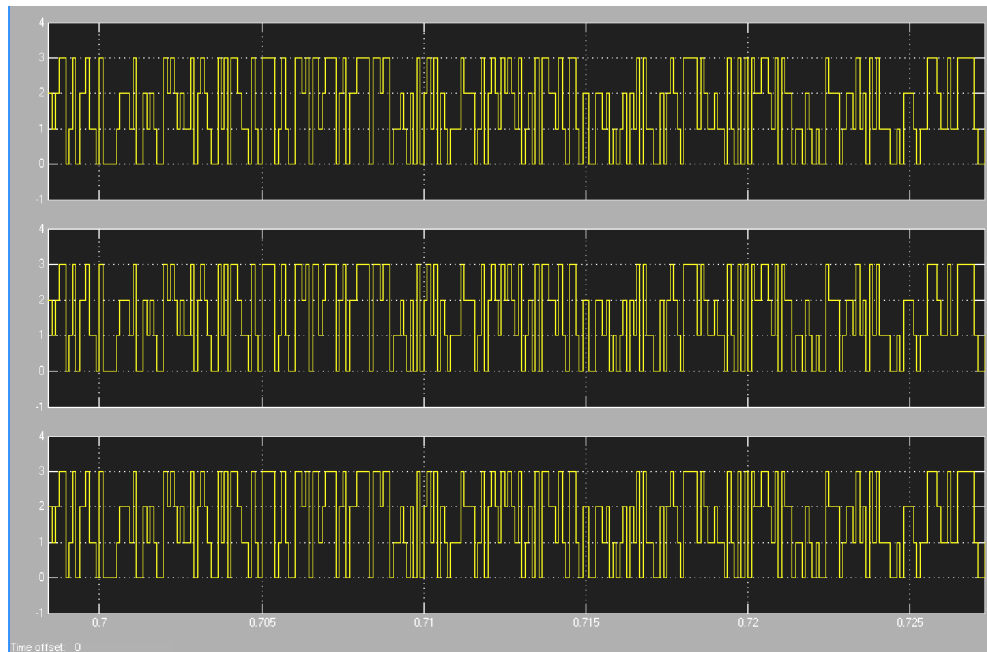


Figura 39. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink

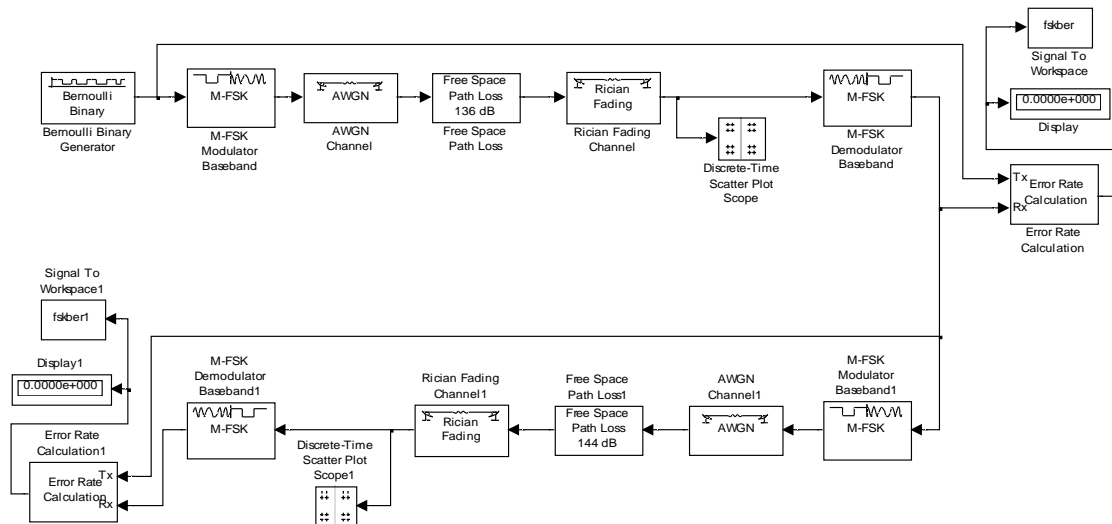


La viabilidad y el funcionamiento de 4-QAM se ven representada en la figura 39. La señal de entrada que va ser modulada aparece en la parte superior de la grafica, la señal intermedia corresponde a Uplink recibida en el Satélite Cubesat-UD, y la señal inferior corresponde a Downlink recibida en la estación terrena. Se observa que no existen errores de transmisión visibles para una  $E_b/N_0$  igual a la calculada, pero como se analizo anteriormente, estos existen según la proporción mostrada por las curvas de BER vs  $E_b/N_0$ .

#### 2.9.4 Modelamiento del enlace completo con 8-FSK

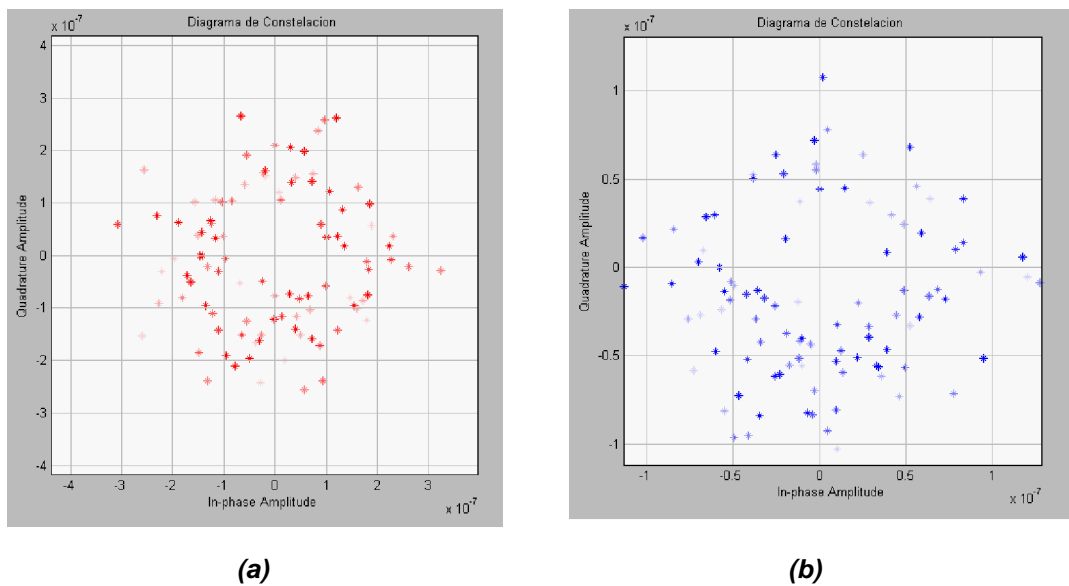
El esquema del canal completo de enlace de Uplink y Downlink, con modulación 8-FSK se implementará en MATLAB mediante un esquema de bloques desde SimulinkMATLAB, figura 40.

Figura 40. Modelo de 8-FSK con canal completo



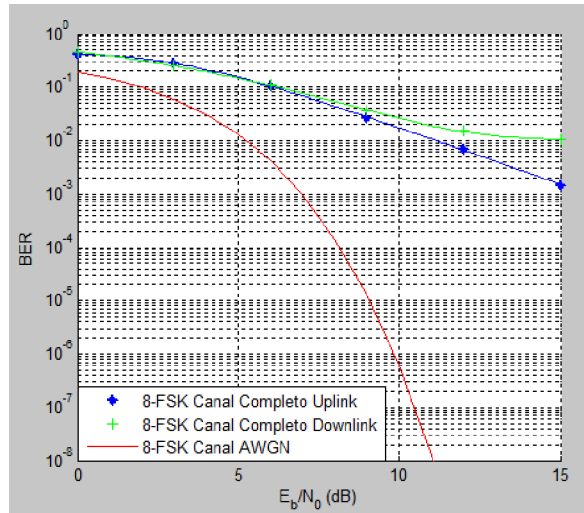
Los diagramas de constelación de 8-FSK se muestran en la figura 41.

Figura 41. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink



En la figura 42, se muestra que la modulación 8-FSK ideal con ruido.

Figura 42. Tasa de error de bits BER Vs Energía del Bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , 8-FSK



La viabilidad y el funcionamiento de 8-FSK se ven representada en la figura 43. La señal de entrada que va ser modulada aparece en la parte superior de la grafica, la señal intermedia corresponde a Uplink recibida en el Satélite Cubesat-UD, y la señal inferior corresponde a Downlink recibida en la estación terrena. Se observa que existen errores de transmisión visibles para una  $E_b/N_0$  igual a la calculada, estos existen según la proporción mostrada por las curvas de BER vs  $E_b/N_0$ . De igual manera existe un retardo tanto de Uplink y Downlink, cada uno de 4mseg debido al tiempo de propagación de la señal desde el transmisor hasta el receptor.

Figura 43. Señal enviada, Señal Uplink, Señal Downlink

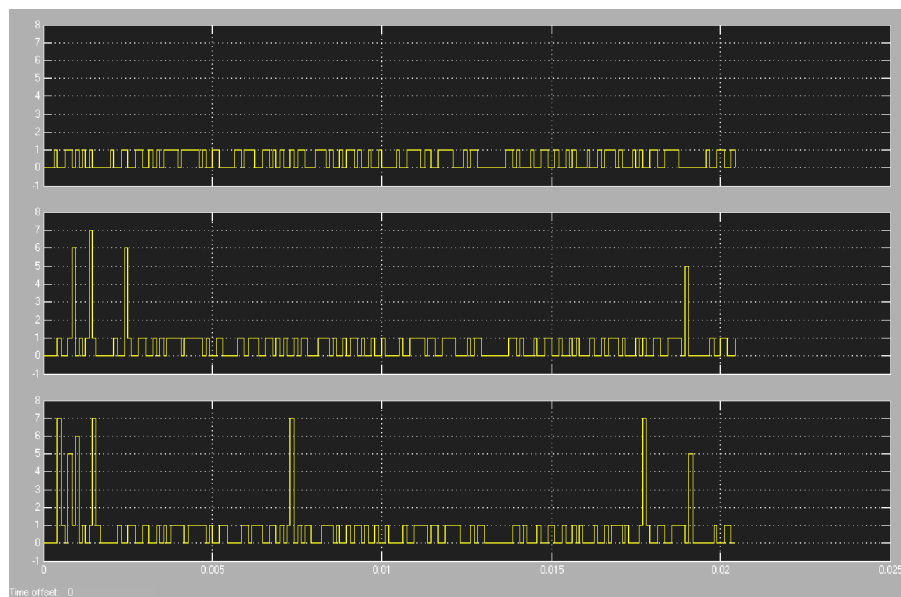
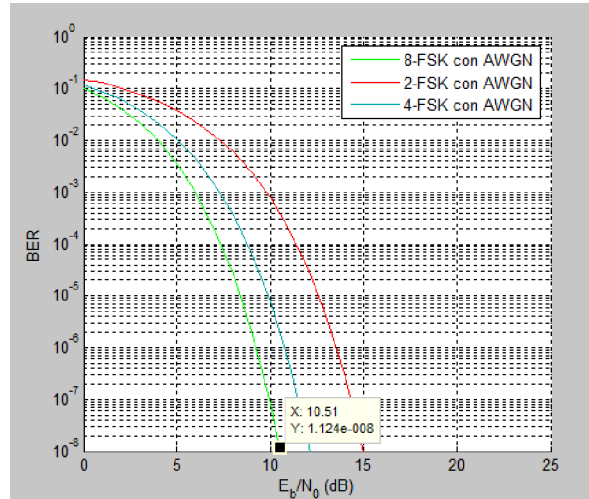


Figura 44. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , 8-FSK



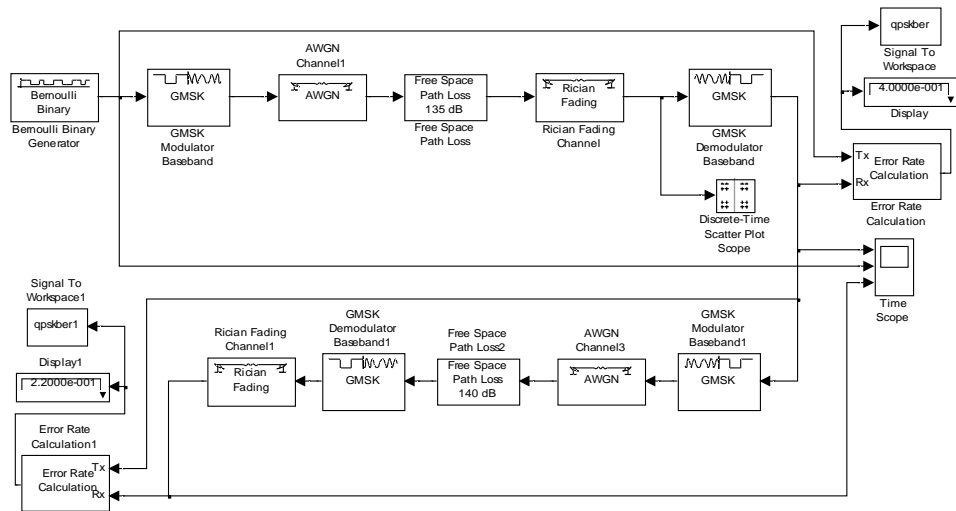
Para los otros niveles de modulación de M-FSK, se muestran las modulaciones 2-FSK y 4-FSK en la figura 44.

### 2.9.5 Modelamiento del enlace completo con GMSK

De manera similar a las modulaciones anteriores, se implementa un esquema del canal completo de enlace de Uplink y Downlink, con modulación GMSK por medio de bloques desde SimulinkMATLAB, figura 45.

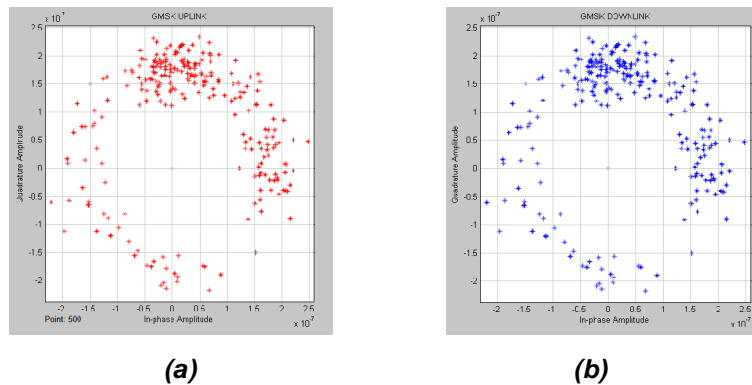
Figura 45. Modelo de GMSK con canal completo





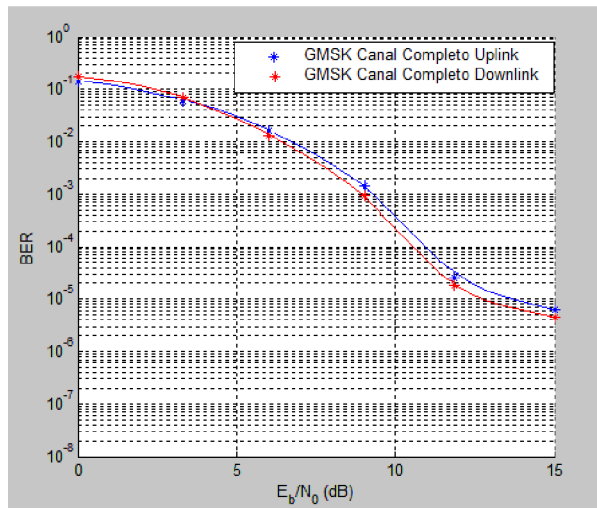
Se genera aleatoriamente una señal que es introducida al modulador GMSK y enviada por el canal de comunicaciones, en la cual se incluyen las anomalías del canal, como son el ruido blanco Gaussiano, las pérdidas del espacio libre y la dispersión Rician; hasta llegar al demodulador del Cubesat-UD. Para luego ser reenviada la señal hasta la estación terrena, y de igual manera teniendo en cuenta las pérdidas del canal, y la variación de las mismas según la frecuencia de trabajo.

Figura 46. Diagrama de constelación. (a) Uplink, (b) Downlink



Los diagramas de constelación de GMSK se muestran en la figura 46.

Figura 47. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido Eb/No, GMSK



En la figura 47, se muestran las curvas de Uplink y Downlink.

### 3. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Habiendo determinado los valores para los diferentes fenómenos presentes en el canal de comunicaciones que afectan de señal, y las respectivas simulaciones de las diferentes modulaciones, se realiza a continuación un análisis de estos con el fin de demostrar que su validez comparado con el contexto teórico mostrado al inicio del libro. Lo cual dará bases sólidas para la elección de los equipos a implementar en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana y asegurar la transmisión y recepción de datos.

#### 3.1 CANAL DE COMUNICACIONES

En cuanto a la distancia oblicua, que es la distancia que debe recorrer la señal, es decir, la distancia desde la estación terrena hasta el satélite CUBESAT, se asumió el valor crítico de esta, es decir, la distancia máxima a la cual se enlazará el satélite, con el fin de determinar las pérdidas en el peor de los casos.

Como se puede observar la principal pérdida presente en el enlace de comunicaciones propuesto, son las debidas al espacio libre, pues superan en gran magnitud a las demás pérdidas.

En cuanto al parámetro de atenuación por Lluvias, este posee un valor muy bajo, según lo calculado basados en el método de Crane y el mapa de zonas de lluvia UIT correspondiente al continente americano. Se debe decir, que aunque Colombia posee gran diversidad climática, en esta sectorización se le ha asignado un valor general para casi todo el país, que incluye principalmente la zona del Amazonas, lo que hace pensar que se ha generalizado esta región como de clima lluvioso y tropical, caso que en la realidad se aleja un poco del presentado específicamente en la ciudad de Neiva, pero al analizarse con este tipo de rata de Lluvia, la cual es mayor que en la ciudad de Neiva, se está exagerando el valor de la atenuación por lluvias, los que nos garantiza, que aunque sea temporada de lluvias fuertes, que no se dan comúnmente en la ciudad en cuestión, es decir el peor de los casos, se realizará la comunicación. Además se ve la estricta relación de este parámetro con la polarización de las antenas.

Para las pérdidas debidas a la absorción de gases mayoritarios, se obtuvo un valor, al igual que la atenuación por lluvias, bajo, lo cual concuerda con lo mencionado en el contexto teórico, pues ahí se dice que este parámetro suele afectar frecuencias de trabajo alrededor de los 70 GHz, y las utilizadas para realiza la comunicación con el CUBESAT UD, no son mayores a 1 GHz. Además, se nota una clara diferencia entre las pérdidas del enlace de bajada frente al de subida, datos que se verán reflejados en las potencias necesarias de transmisión y recepción de los radios de la estación terrena de la Universidad Surcolombiana.

En cuanto a las pérdidas por apuntamiento y por alimentación, se destaca nuevamente que estos parámetros no son mensurables, por lo que se ha estandarizado un valor para cada uno de estos, representados en la tabla "Parámetros presentes en el enlace de CUBESAT – Estación terrena USCO".

Para el cálculo de la potencia de transmisión, se utilizó cada uno de los valores justificados anteriormente, además de algunos parámetros como la ganancia de las antenas, obtenidos del proyecto de grado “Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO” presentado a la Universidad Surcolombiana. Para la determinación de la validez de este valor obtenido, se realizará una comparación con otras estaciones terrenas CUBESAT alrededor del mundo, más adelante.

El cálculo realizado en cuanto a la potencia recibida en la estación terrena, de la señal enviada por el CUBESAT UD, es de vital importancia, pues determinará la sensibilidad que debe poseer el sistema receptor de comunicaciones.

En cuanto a la figura de mérito del enlace, la cual nos representa la relación señal a ruido del sistema, vemos que, posee un gran valor en cuanto al enlace de subida se refiere, pues lo que nos indica que con esta potencia de transmisión, el valor de la señal es mucho mayor que del ruido, simplificando la obtención de datos del sistema. Para el enlace de bajada la relación no es tan buena pues, la potencia de transmisión del satélite es baja, por lo que se ve la necesidad de la implementación de filtros estrictos, ubicados en el sistema receptor, es decir los radios, y una modulación adecuada, que permitan el poder obtener los datos enviados desde el satélite.

Para el desvanecimiento Rician, la forma más fácil de ver su efecto, debido a la multitrayectoria de la señal, es mediante las simulaciones realizadas del canal de comunicaciones, en las cuales se ve su incidencia directa en la tasa de error de bits.

Se puede observar, que la relación de la frecuencia doppler respecto a la de transmisión es mínima, en el caso del enlace de subida tenemos una relación del 0.0245% de variación, y en el de bajada una relación del 0.0246% de variación. En el momento de evaluar el rendimiento de las modulaciones en el canal simulado, este parámetro es uno de los más importantes, ya que al trabajar modulaciones dependientes de la ortogonalidad de sus portadoras, el corrimiento en frecuencia podría afectar de manera significativa el enlace. Este fenómeno es una de los principales puntos a que se tiene en cuenta al momento de proponer una modulación específica para el sistema.

## **3.2 ANALISIS DE LAS MODULACIONES**

### **3.2.1 Modelamiento del enlace completo con QPSK**

En la figura 28, se muestra los diagramas de constelación para modulación QPSK con ruido blanco Gaussiano AWGN, pérdidas del espacio libre y dispersión Rician. Se observa que en las dos constelaciones tanto de Uplink y Downlink, las cuatro fases de salida están variando en amplitud y fase, originan corrimientos en torno a la frecuencia de operación. Pero estas no se pasan de su ángulo de desplazamiento  $\pm 45^\circ$ , lo que permite garantizar que la información que ha sido transmitida sea legible entre sus cuatro fases de salida. Esto es en el caso, cuando la  $E_b/N_0$  es igual a 10.51 dB. Además de sus corrimientos en

la frecuencia, las fases de salida tienden a tomar rutas no definidas, debidas a la variación de amplitud y fase, provocando que existan errores en la transmisión.

Con el toolbox de comunicaciones de Matlab Bertool. Se determinara si la modulación QPSK, se encuentra dentro los parámetros de enlace, con respecto la energía del bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0$ , que se calculo anteriormente.

En la figura 29, se encuentra que la modulación QPSK ideal con ruido blanco Gaussiano AWGN, tiene una energía de bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0=10.5$  dB, junto con una tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$ , lo que permite garantizar que el enlace necesite menos potencia para la transmisión. Sin embargo y dadas las características de ruido presentes en la ionosfera y en general en el espacio libre, este análisis teórico no es concluyente. Como se muestran en las otras dos curvas de Uplink y Downlink, en las cuales se tiene en cuenta las perdidas por desvanecimiento Rician, junto con las perdidas de espacio libre.

Se muestra que la QPSK de Uplink con perdidas completas del canal, presenta un BER un mayor al deseado, con la energía bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$  calculada al inicio del capitulo. Por tanto no cumple con la tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$  requerida para un enlace robusto. Pero en este caso, como corresponde al enlace de Uplink, se puede aumentar la potencia de transmisión para que aumente la energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , y de esta manera obtener una tasa de error de bits BER mucho menor o igual a la requerida por el enlace.

La otra curva es la QPSK de Downlink con perdidas completas del canal, igual que la curva de Uplink, presenta un BER un mayor al deseado, pero es mucho menor al BER del enlace de Uplink. Aun así no cumple con la tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$  requerida para un enlace robusto. El problema es que este BER, no puede decrementarse con el aumenta de potencia, ya que la potencia de transmisión del Satélite Cubesat-UD, esta limitada en su transmisión.

En la figura 30, la señal de entrada que va ser modulada aparece en la parte superior de la grafica, la señal intermedia corresponde a Uplink recibida en el Satélite Cubesat-UD, y la señal inferior corresponde a Downlink recibida en la estación terrena. Se observa que no existen errores de transmisión visibles para una  $E_b/N_0$  igual a la calculada, pero como se analizo anteriormente, estos existen según la proporción mostrada por las curvas de BER vs  $E_b/N_0$ . De igual manera existe un retardo tanto de Uplink y Downlink, cada uno de 4mseg debido al tiempo de propagación de la señal desde el transmisor hasta el receptor.

Se puede observar en la figura 31, que para mayores niveles de modulación M, la relación energía de bit a densidad de potencia ruido, debe ser mayor para reducir el efecto de interferencia ruido. Lo cual supone un grave problema en el enlace satelital, pues la potencia del satélite es limitada. Por tanto no se puede optar por modulaciones M-PSK mayores a la QPSK, ya que no cumplen con la tasa de error de bits BER requerida, según la energía del bit a densidad de potencia de ruido del enlace  $E_b/N_0=10.51$  dB, por tanto no se puede tener un enlace robusto. En el caso de BPSK, tiene la misma respuesta de probabilidad de error que la QPSK, por tanto no se incluye en la figura.

### 3.2.2 Modelamiento del enlace completo con 16-QAM

De igual forma la señal generada aleatoriamente es introducida al modulador 16-QAM y enviada por el canal de comunicaciones, en la cual se incluyen las anomalías del canal, como son el ruido blanco Gaussiano, las pérdidas del espacio libre y la dispersión Rician; hasta llegar al demodulador del Cubesat-UD. Para luego ser reenviada la señal hasta la estación terrena, y de igual manera teniendo en cuenta las pérdidas del canal, y la variación de las mismas según la frecuencia de trabajo. Como se muestra en la figura 32.

Se observa en la figura 33, que en las dos constelaciones tanto de Uplink y Downlink, las fases de salida están variando en amplitud y fase, originan corrimientos en torno a la frecuencia de operación. Pero estas no se pasan de su ángulo de desplazamiento  $\pm 15^\circ$ , lo que permite garantizar que la información que ha sido transmitida sea legible entre sus fases de salida. Esto es en el caso, cuando la  $E_b/N_0$  es igual a 10.51 dB. Además de las tomar rutas no definidas, debidas a la variación de amplitud y fase, provocando que existan errores en la transmisión.

En la figura 34, se encuentra que la modulación 16-QAM con canal ideal, junto con la energía de bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0$  calculada anteriormente, no se puede obtener una tasa de error de bits BER igual o menor a la deseada. Lo que indica que la potencia a utilizar en la transmisión de la señal no garantiza una tasa de error de bits BER a la deseada, utilizando la modulación 16-QAM. Por tanto esta modulación 16-QAM, no se puede utilizar en enlace, ya que no garantiza que en el envío de bits, tenga una tasa mínimo de errores.

La única manera de utilizar esta modulación es incrementando la potencia de transmisión para obtener una mayor relación de energía de bits a densidad de ruido  $E_b/N_0$ .

Se puede observar en la figura 35, que para mayores niveles de modulación  $M$ , la relación energía de bit a densidad de potencia ruido, debe ser mayor para reducir el efecto de interferencia ruido. Lo cual supone un grave problema en el enlace satelital, pues la potencia del satélite es limitada. Por tanto no se puede optar por modulaciones  $M$ -QAM mayores ya que no cumplen con la tasa de bits BER requerida, según la energía del bit a densidad de potencia de ruido del enlace  $E_b/N_0$  calculada al comienzo del capítulo

### 3.2.3 Modelamiento del enlace completo con 4-QAM

Como se analizó anteriormente, se concluye que para modulaciones QAM de mayor orden, no se cumplen con las condiciones de enlace. Mas se analiza con modulaciones QAM de menor orden como la 4-QAM, con la cual se lograra un análisis completo de modulación QAM si es apta para el enlace Cubesat-UD.

Se observa en la figura 37, que las dos constelaciones tanto de Uplink y Downlink, las cuatro fases de salida están variando en amplitud y fase, pero estas no se pasan de su ángulo de desplazamiento  $45^\circ$ , lo que permite garantizar que la información que ha sido transmitida se legible entre sus cuatro fases de salida. Sin embargo las pérdidas del canal, hace que los puntos de la constelación circulen alrededor de la fase y amplitud dispuestas para cada una de las señales, originando corrimientos en torno a las frecuencias de operación. Esto es el caso para cuando la  $E_b/N_0$  es igual a 10.51 dB.

En la figura 38, se encuentra que la modulación 4-QAM ideal con ruido blanco Gaussiano AWGN, tiene una energía de bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0=10.5$  dB, junto con una tasa de error de bits BER de  $9.997e^{-6}$ , lo que permite garantizar que el enlace necesite menos potencia para la transmisión. Sin embargo y dadas las características de ruido presentes en la ionosfera y en general en el espacio libre, este análisis teórico no satisface con las pérdidas completas del canal. Como se muestran en las otras dos curvas de Uplink y Downlink, en las cuales se tiene en cuenta las pérdidas por desvanecimiento Rician, junto con las pérdidas de espacio libre.

Se muestra que la 4-QAM de Uplink con pérdidas completas del canal, presenta un BER un mayor al deseado, con la energía bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$  calculada al inicio del capítulo. Por tanto no cumple con la tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$  requerida para un enlace robusto. Pero en este caso, como corresponde al enlace de Uplink, se puede aumentar la potencia de transmisión para que aumente la energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , y de esta manera obtener una tasa de error de bits BER mucho menor o igual a la requerida por el enlace.

La otra curva es la 4-QAM de Downlink con pérdidas completas del canal, igual que la curva de Uplink, presenta un BER un menor al deseado, pero es mucho menor al BER del enlace de Uplink. Aun así no cumple con la tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$  requerida para un enlace robusto. El problema es que este BER, no puede decrementarse con el aumento de potencia, ya que la potencia de transmisión del Satélite Cubesat-UD, está limitada en su transmisión.

### **3.2.4 Modelamiento del enlace completo con 8-FSK**

De manera similar a las modulaciones anteriores, el modelo desarrollado incluye las anomalías que más afectan el canal de comunicaciones, como son el ruido blanco Gaussiano, las pérdidas del espacio libre y la dispersión Rician. Estas anomalías son utilizadas tanto en el enlace de Uplink, como el Downlink.

Los diagramas de constelación de 8-FSK se muestran en la figura 41, se observa que no presentan una trayectoria definida tanto para Uplink como Downlink, ya que cada estado de salida tiende a variar en amplitud y fase de forma muy dispersa, haciendo que los estados de salida invadan las frecuencias adyacentes entre estas. Lo que no garantiza que la información transmitida sea legible entre sus estados de salida. Esto es el caso para cuando la  $E_b/N_0$  es igual a 10.51 dB.

En la figura 42, se muestra que la modulación 8-FSK ideal con ruido, presenta una tasa de error de bits BER que garantiza la calidad del enlace, con la energía de bit a densidad de potencia ruido  $E_b/N_0=10.51$  dB calculada anteriormente. Pero si tenemos en cuenta las pérdidas del canal tan en el enlace de Uplink y Downlink, como se muestra en las otras dos curvas de la figura 42, estas no garantizan las condiciones de un enlace robusto en cuanto al BER requerido.

La 8-FSK presenta menos robustez para el enlace debido a que es un esquema basado en frecuencia y por ende un corrimiento en la misma puede conllevar al demodulador a confundir 1 y 0 lógicos.

Igual que en las modulaciones anteriores, el problema es que el BER, no puede decrementarse con el aumento de potencia, ya que la potencia de transmisión del Satélite Cubesat-UD, esta limitada en su transmisión.

Para los otros niveles de modulación de M-FSK, se muestran las modulaciones 2-FSK y 4-FSK en la figura 44, en las cuales se observa que para obtener una tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$ , es necesario aumentar la potencia para obtener la energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$  requerido para cada uno de los casos, pero en ninguno de las dos modulaciones 2-FSK y 4-FSK presentan una energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$  igual o menor a la calculada, para el BER deseado. Por tanto estas dos modulaciones no garantizan robustez para el enlace.

### **3.2.5 Modelamiento del enlace completo con GMSK**

En la figura 46, se observa que no presentan una trayectoria definida tanto para Uplink como Downlink, para la energía a densidad de bits  $E_b/N_0$  calculada. Ya que cada estado de salida tiende a variar en amplitud y fase de forma muy dispersa, haciendo que los estados de salida invadan las frecuencias adyacentes entre estas. Esta degradación de la señal transmitida es producto del factor BT del filtro, que en el caso de la simulación es de 0.3, cuyo valor tan pequeño produce interferencia intersímbolo ISI en la transmisión de la señal.

Se muestra en la figura 47, que la GMSK de Uplink con pérdidas completas del canal, presenta un BER un mayor al deseado, con la energía bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$  calculado. Pero a pesar de esto presenta una buena respuesta ante el valor de la  $E_b/N_0$  utilizado para el enlace. En este caso, como corresponde al enlace de Uplink, se puede aumentar la potencia de transmisión para que aumente la energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , y de esta manera obtener una tasa de error de bits BER mucho menor o igual a la requerida por el enlace.

La otra curva es la GMSK de Downlink con pérdidas completas del canal, igual que la curva de Uplink, presenta un BER un menor al deseado, pero es mucho menor al BER del enlace de Uplink. Aun así no cumple con la tasa de error de bits BER de  $10e^{-6}$  requerida para un enlace robusto. En este caso el BER, no puede decrementarse con el aumento de potencia, ya que la potencia de transmisión del Satélite Cubesat-UD, esta limitada en su transmisión.

### **3.2.6 Síntesis de Resultados de las Simulaciones**

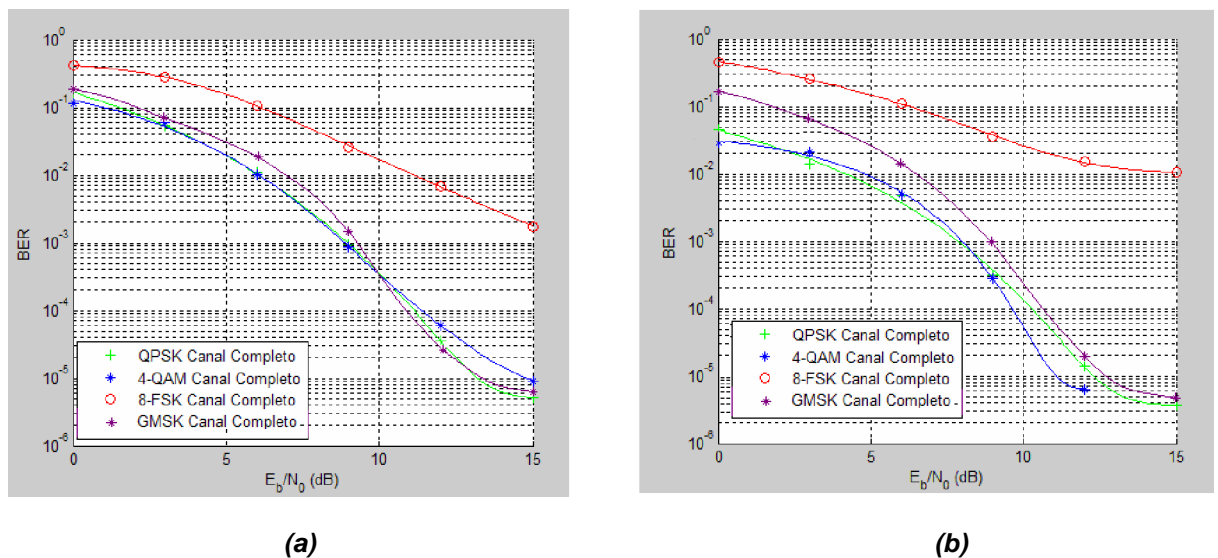
Finalmente después de analizar las modulaciones QPSK, 4-QAM, 8-FSK y GMSK, las cuales son las más utilizadas en los sistemas de comunicación tipo Cubesat.

En la figura 48 se muestran las respuesta del BER vs  $E_b/N_0$  de las modulaciones tratadas en el capítulo, las cuales tienen en cuenta las pérdidas del canal como son el ruido blanco



Gaussiano, dispersión Rician y pérdidas de espacio libre. Tanto en el enlace de Uplink y Downlink. En el análisis de las modulaciones en el transcurso del capítulo, se mostró que el gran inconveniente que presentaban las modulaciones, es limitante de potencia en la transmisión, tan el enlace de Uplink como el enlace Downlink: el cual no permite un enlace robusto en la transmisión. Esto se debe a que la energía a densidad de ruido  $E_b/N_0$  calculada anteriormente, no es un valor suficiente para ofrecer una tasa de error de bits BER que cumpla con los requerimientos del enlace.

Figura 48. Tasa de error de bits BER vs Energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , QPSK, 4-QAM, 8-FSK, GMSK (a) Uplink (b) Downlink



Así pues después de analizar el rendimiento espectral y BER en presencia de Ruido Blanco Gaussiano, Desvanecimiento Tipo Rician y Pérdidas por Espacio Libre de los sistemas de modulación: QPSK, 4-QAM, 8-FSK y GMSK; se llega a la conclusión que los sistemas de modulación que presentan un mejor rendimiento para las condiciones que presenta el canal caracterizado, son QPSK, 4-QAM y GMSK. Mientras que 8-FSK, es más susceptible a los errores que se presentan dentro del canal.

Tabla 6. Comparación de los BER en las distintas modulaciones analizadas para UPLINK.

MODULACION	CANAL IDEAL	CANAL COMPLETO UPLINK		
	BER = $10^{-6}$	BER = $10^{-6}$	BER = $10^{-5}$	BER = $10^{-4}$
<b>QPSK</b>	10.5 dB	---	13.2 dB	11 dB
<b>16-QAM</b>	---	---	---	---
<b>4-QAM</b>	10.51 dB	---	15 dB	11.25 dB
<b>8-FSK</b>	9.6 dB	---	---	---
<b>GMSK</b>	---	---	13.5 dB	10.8 dB

---: indica que no hay valor determinado.

Tabla 7. Comparación de los BER en las distintas modulaciones analizadas para DOWNLINK.

MODULACION	CANAL IDEAL	CANAL COMPLETO DOWNLINK		
	BER = $10^{-6}$	BER = $10^{-6}$	BER = $10^{-5}$	BER = $10^{-4}$
<b>QPSK</b>	10.5 dB	---	12.3 dB	10.3 dB
<b>16-QAM</b>	---	---	---	---
<b>4-QAM</b>	10.51 dB	---	11.2 dB	9.4 dB
<b>8-FSK</b>	9.6 dB	---	---	---
<b>GMSK</b>	---	---	12.8 dB	10.7 dB

---: indica que no hay valor determinado.

En las tablas se resume el resultado de las simulaciones tanto en Uplink y Downlink. Donde se muestra el valor requerido de Eb/No para una tasa de error de bits BER dada. Con estas tablas se demuestra que las tres modulaciones propuestas, son las factibles para cumplir con el criterio de diseño propuesto para el Cubesat-UD y la estación terrena Usco.

Tabla 8. Ventajas y desventajas de las modulaciones analizadas.

MODULACIONES	VENTAJAS	DESVENTAJAS
<b>QPSK</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ Presenta una buena respuesta BER frente a las pérdidas del canal. Comparado con otras modulaciones.</li> <li>∅ Es una modulación común en los radios comerciales.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ No es una modulación común entre en los sistemas Cubesat actuales.</li> </ul>
<b>16-QAM</b>		<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ No es una modulación común entre los radios comerciales y en los sistemas Cubesat actuales.</li> <li>∅ Se utiliza M de mayor orden en los radios comerciales.</li> <li>∅ No presenta un buen BER, debido a la cercanía de sus estados de salida.</li> </ul>
<b>4-QAM</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ Presenta una buena respuesta BER frente a las pérdidas del canal. Comparado con otras modulaciones.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ No es una modulación común entre los radios comerciales y en los sistemas Cubesat actuales.</li> <li>∅ Se utiliza M de mayor orden en los radios comerciales.</li> </ul>
<b>8-FSK</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ Es una modulación común en los radios comerciales. Y es utilizada en algunos sistemas Cubesat.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ Presenta un bajo BER, debido a que sus estados de salida sufre corrimientos en la frecuencia.</li> </ul>
<b>GMSK</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ Presenta una buena respuesta frente a las pérdidas del canal. Comparado con otras modulaciones.</li> <li>∅ Es utilizada en algunos sistemas Cubesat actuales.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>∅ No es una modulación común en los radios comerciales.</li> </ul>

Finalmente se muestra las ventajas y desventajas de cada una de las modulaciones, frente a su eficiencia, compatibilidad comercial y los sistemas actuales de Cubesat.

### 3.3 COMPARACIÓN CON OTRAS ESTACIONES TERRENAS CUBESAT

A continuación se presentan tablas en las cuales se muestran algunos CUBESAT en funcionamiento a la fecha, y además se exponen las características de algunos de estos, estos con el fin de obtener un marco referencial, de acuerdo al análisis realizado previamente.

Tabla 9. CUBESAT a nivel mundial

NOMBRE	FECHA DE LANZAMIENTO
CAPE 1	2007-04-17
CP3	2007-04-17
LIBERTAD 1	2007-04-17
SAUDICOMSAT 4	2007-04-17
MAST	2007-04-17
SAUDICOMSAT 3	2007-04-17
SAUDICOMSAT 5	2007-04-17
CSTB 1	2007-04-17
SAUDICOMSAT 6	2007-04-17
SAUDICOMSAT 7	2007-04-17
SAUDISAT 3	2007-04-17
EGYPTSAT 1	2007-04-17
HITSAT	2006-09-22
CUTE 1.7	2006-02-21
SSETI-EXPRESS DEB	2005-10-27
CUBESAT XI-V	2005-10-27
UWE-1	2005-10-27
CUBESAT XI-IV	2003-06-30
CANX-1	2003-06-30
AAU CUBESAT	2003-06-30
QUAKESAT	2003-06-30
CUTE-1	2003-06-30
DTUSAT	2003-06-30

Tabla 10. Características de algunos CUBESAT

CUBESAT	UNIVERSIDAD	FRECUENCIA DE SUBIDA	FRECUENCIA DE BAJADA	POTENCIA DE TRANSMISIÓN	MODULACIÓN
Libertad 1	Sergio Arboleda	342-440 MHz	143-148 MHz	UHF: 35W VHF: 50W	FSK
AAU	Aalborg University	432MHZ	144MHZ	UHF: 75W VHF: 100W	GMSK
XI - IV	Tokyo University	430 MHz:	144 MHz	UHF: 20W VHF: 50W	GMSK

HITSAT	Hokkaido Institute of Technology	437.275MHz	145MHz	UHF: 75W VHF: 100W	GMSK
SEEDS	Nihon University	437.485 MHz	144 MHz	UHF: 35W VHF: 50W	AFSK
UWE 1	Werzburg University	430 MHz:	144MHZ	UHF: 20W VHF: 50W	FSK

Comparando el análisis realizado en este trabajo y comparando con las características de diferentes estaciones terrenas CUBESAT a nivel mundial, vemos:

- Las frecuencias elegidas para nuestra estación terrena, mediante la realización del proyecto “Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO”, se encuentran dentro de las de radio-aficionado y además, están siendo utilizadas por diferentes estaciones terrenas a nivel mundial.
- Para el sistema de transmisión de la estación terrena ubicada en la Universidad Surcolombiana, que funcionará a una frecuencia de 438 MHz, es decir, UHF (Ultra High Frequency), se calculó una potencia de transmisión de 30.4 W, que es razonable, pues algunas de estas estaciones analizadas, como lo son la de la Universidad Sergio Arboleda y la Nihon University, utilizan potencia de transmisión de 35 W, que es un valor cercano al calculado. Se observa que existen estaciones terrenas que necesitan menor potencia de transmisión, alrededor de 20 W, como la Werzburg University y Tokyo University, y otras que necesitan mayor potencia de transmisión como es el caso de Aalborg University. Como se puede observar, la potencia calculada se encuentra entre los valores utilizados por otras estaciones terrenas a nivel mundial.
- En cuanto al tipo de modulación propuesto, podemos ver, que basados en las simulaciones realizadas, las FSK y GMSK son las óptimas para este tipo de transmisión, modulaciones que como se puede observar en la tabla de características de algunos CUBESAT, son las más usadas para este tipo de satélites, lo que le da mayor soporte al análisis realizado.

#### **4. EQUIPOS A IMPLEMENTAR EN LA ESTACIÓN TERRENA CUBESAT USCO**

Habiendo realizado el respectivo cálculo de las diferentes características que deben poseer los elementos de la estación terrena CUBESAT a ubicar en la Universidad Surcolombiana, se procede a la selección de dichos elementos.

Los elementos básicos para la implementación de una estación terrena como la que se desea realizar en la Universidad Surcolombiana, son: Antenas, Radio, TNC, CPU, y opcional conexión a un servidor para su acceso desde Internet.

En la figura 58, se presentan los elementos necesarios para la comunicación entre el satélite y la estación terrena.

Mientras en la figura 59, se muestran los elementos físicos necesarios a implementar en la estación terrena en análisis.

##### **4.1 CPU**

En cuanto a la CPU de la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, existen ciertos requerimientos debido al software y hardware a implementar en la estación terrena, como lo son:

- Windows XP o menor. Esto es debido a que el software desarrollado, específicamente, WINORBIT, pues este no puede ser ejecutado desde Windows Vista, Linux, Mac OS u otros sistemas operativos.
- Comunicación serial o paralela, pues la mayoría de radios se comunican al PC a mediante RS 232.
- Tarjeta de red. Pues debido a que el software de control, es una aplicación Web, se necesita una conexión a Internet, mediante el servidor de la Universidad USCONET, para lo cual se ve la necesidad de esta tarjeta.
- Además de estas características, no hay grandes requerimientos, solo los básicos de un PC de escritorio.

Para la estación terrena se propone un PC marca Hewlett Packard, pues la mayoría de los usados en el programa de Ingeniería Electrónica son de esta marca y han demostrado un desempeño satisfactorio.

Las características y precio del CPU elegido, se presentan en el apartado “ELEMENTOS Y COSTOS”, presentado mas adelante.

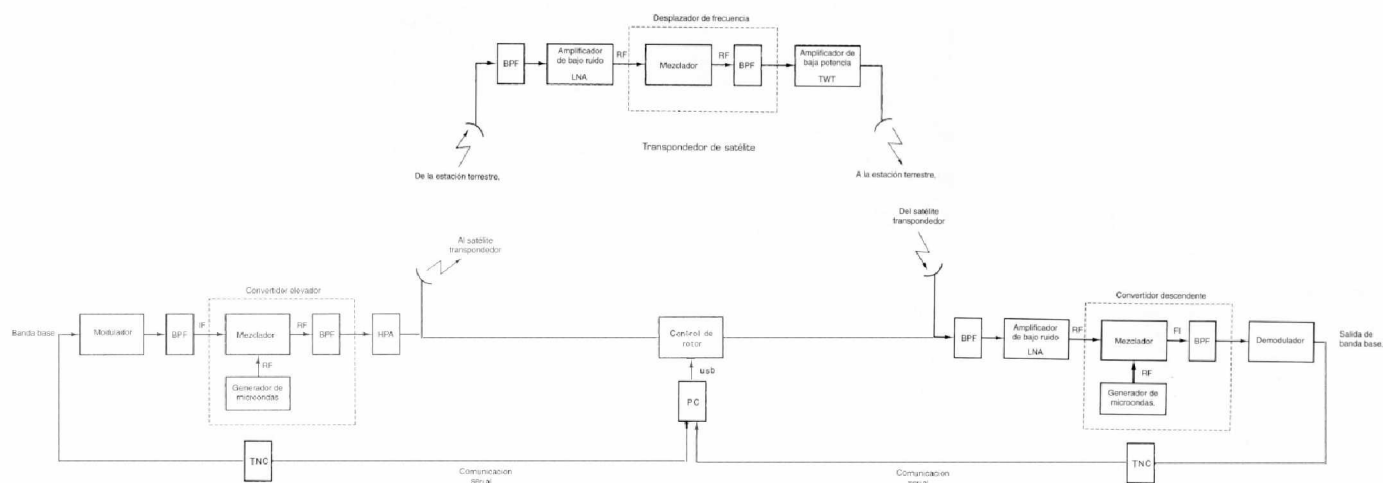


Figura 49. Elementos de la comunicación

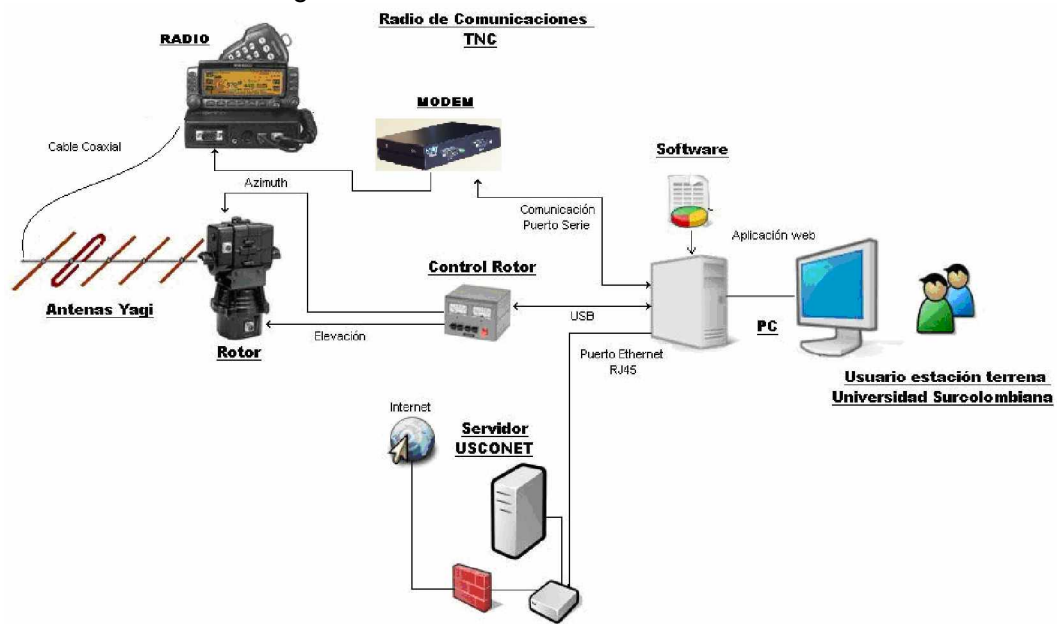


Figura 50. Dispositivos a utilizar en la estación terrena

## 4.2 TNC

El nodo controlador terminal, TNC por sus siglas en inglés, posee como función principal aceptar datos de su computadora personal y con ellos arma paquetes. Luego convierte los paquetes a tonos de audio que pueden ser transmitidos por el transceptor. El TNC también toma tonos de audio del transceptor, los convierte a datos para la computadora, y revisa los datos por errores.

Estos datos que son empaquetados, siguen el protocolo de comunicaciones AX.25. Este protocolo ocupa la primera y segunda capa del modelo de redes OSI, y se encarga de la transferencia de datos, encapsulados en paquetes, entre nodos y la detección de errores introducidos en el canal de comunicaciones.

Como se verá a continuación en el análisis de radios, este dispositivo por lo general se encuentra incorporado en los radios, por lo que en esta sección no se realizara un estudio de los TNC's disponibles.

## 4.3 RADIO

Como se puede observar en la figura “Elementos de la estación terrena”, el radio es el dispositivo que se encarga de amplificar la señal a transmitir a la frecuencia dada, y si este lo permite, pues no todos lo hacen, realizar la modulación y demodulación respectiva.

A continuación se proponen seis radios, con una breve descripción de los mismos, para luego realizar una comparación entre ellos, y así elegir el óptimo para usar en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana.

### 4.3.1 Yaesu FT – 7800R

Figura 51. Radio Yaesu FT – 7800R



Este radio proporciona 50 Vatios de potencia en la banda de los 144 MHz, y 40 vatios en los 430 MHz. El FT-7800R es ideal para comunicaciones simples, repetidoras u operaciones satelitales en ambas bandas FM.

#### 4.3.2 Yaesu FT – 2800M

Figura 52. Radio Yaesu FT – 2800M



El FT / 2800M VHF de YAESU, es un transceptor que gracias a su estudiado diseño todos los controles se encuentran en el panel frontal facilitando su instalación en móvil.

#### 4.3.3 Yaesu FT – 8800

Figura 53. Radio Yaesu FT – 8800



Móvil bibanda 144/430 FM, para uso en Full Duplex, banda cruzada y doble receptor. El Yaesu Ft 8800, incorpora 1000 memorias, diferentes tipos de escaners, 50 W de potencia, Packet a 1200/ 9600, subtonos CTCSS/ DCS.

#### 4.3.4 Kenwood TM – V71E

Figura 54. Radio Kenwood TM – V71E





Este es un transceptor de doble banda. Con una potencia de 50W salida, 1.000 canales de memoria, múltiples opciones de exploración, y conectividad a PC. El TM-V71E dispone de 10 canales de memoria dedicados a EchoLink® más el modo EchoLink® Sysop para ayudar en la operación nodo terminal, TNC.

#### 4.3.5 Kenwood TM – G707E

Figura 55. Radio Kenwood TM – G707E



El TM-G707E es extraordinariamente simple de usar. Incluso siendo un imperativo de diseño para los equipos de comunicaciones móviles, este transceptor bibanda (144/430 MHz) va más lejos, ofreciendo las memorias programables, la función Nombre en memoria, y otras numerosas funciones que facilitan enormemente su utilización sea cual sea la experiencia del usuario.

#### 4.3.6 Kenwood TM – D700

Figura 56. Radio Kenwood TM – D700



El transceptor móvil TM-D700E aprovecha una serie de innovadores estándares de comunicación, incorporando el TNC de 1200/9600 bps compatible con el protocolo AX.25. Este transceptor móvil, con pantalla grande, dispone de un equipamiento completo para obtener el máximo partido de las fascinantes oportunidades ofrecidas por SSTV, GPS y

APRS® - el *Automatic Packet/Position Reporting System* que está adquiriendo popularidad rápidamente en todo el mundo.

#### 4.3.7 Comparación entre radios

A continuación se presenta una tabla con las principales características de interés de estos radios, para, basados en estos parámetros, elegir el radio que mas convenga a la estación terrena de la Universidad Surcolombiana.

Tabla 11. Tabla comparativa de radios.

<u>MARCA</u>	<u>REFERENCIA</u>	<u>FRECUENCIAS DE TRABAJO (MHz)</u>	<u>POTENCIA DE TRANSMISIÓN (W)</u>	<u>SENSIBILIDAD</u>	<u>MODULACIÓN</u>	<u>TNC</u>
Yaesu	FT – 7800R	TX: 144-146 / 430-440	Máxima UHF: 40	0.16 µW	FM	NO
		RX: 108-1000	Máxima VHF: 50			
Yaesu	FT – 2800M	TX: 144 – 146 / 144 - 148	Máxima UHF: 60	0.2 µW	FM AM	NO
		RX: 144 - 146 / 137 - 174	Máxima VHF: 60			
Yaesu	FT – 8800	TX: 144	Máxima UHF: 50	0.730 µW	FM	NO
		RX: 430	Máxima VHF: 30			
Kenwood	TM – V71E	TX: 144-146 / 430-440	Máxima UHF: 50	0.16 µW	FM AM	NO
		RX: 118-524 / 800-1300	Máxima VHF: 50			
Kenwood	TM – G707E	TX: 144-146 / 430-440	Máxima UHF: 35	0.16 µW	FM	NO
		RX: 144-146 / 430-440	Máxima VHF: 50			
Kenwood	TM – D700A	TX: 144-146 / 430-440	Máxima UHF: 35	0.16 µW	AFSK	SI
		RX: 144-146 / 430-440	Máxima VHF: 50			

A partir de estos parámetros, se puede observar que existen radios que no poseen la función de modular la información en sistemas digitales, pues esta es una de las funciones del TNC lo que requiere en esos casos del uso de un MODEM externo. Al igual, se observa que de los radios analizados, solo uno posee el TNC incorporado, y analizando más a fondo, vemos que este cumple con las especificaciones de frecuencias de trabajo y potencia de transmisión, además es capaz de modular en AFSK, una de las modulaciones más viables según las simulaciones realizadas anteriormente. En cuanto al la sensibilidad observamos que todos son aptos, excepto el YAESU FT – 8800, pues su valor de sensibilidad no cumple con los requerimientos del canal de comunicaciones.

Es por estas razones que se propone la implementación del Kenwood TM – D700A, pues satisface todas las necesidades del enlace, además que, por poseer TNC incorporado, reduce los costos de implementación de la estación terrena en análisis.

Se adjunta al trabajo realizado las especificaciones del radio seleccionado.

#### 4.4 MODEM

Es el elemento encargado de realizar la modulación y demodulación de las señales. Algunos Radios poseen este equipo incorporado en ellos, pero se han de incluir pues no es seguro que, el radio seleccionado no modula en el tipo que se requiere según el análisis realizado anteriormente.

Para el caso de la GMSK se propone el uso del MODEM GMSK P9907, pues posee gran velocidad de transición de datos, hasta 12000 Baudios, y comunicación serial entre los equipos, que permiten una fácil conexión tanto a la CPU como al radio.

#### 4.5 ELEMENTOS Y COSTOS

A continuación se presentan los costos de implementación de los materiales a usar en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, cotizados el 16 de Agosto de 2007. Es de notar que el radio a implementar necesita elementos adicionales para su correcto funcionamiento, los cuales se relacionan en la siguiente tabla:

Tabla 12. Relación Elementos y costos estación terrena.

<b>ELEMENTO</b>	<b>REFERENCIA</b>	<b>CANTIDAD</b>	<b>PRECIO</b>
<b>Radio Kenwood</b>	<i>TM- D700A</i>	<b>1</b>	\$ 1.387.562
<b>Conector de 9 pines DB para PC</b>	<i>KPG-46A</i>	<b>1</b>	\$ 235.180
<b>Alimentador para Radio de 25 amperios continuos</b>	<i>KPS-15K</i>	<b>1</b>	\$ 425.462
<b>Cables de extensión</b>	<i>PG-4X</i>	<b>1</b>	\$ 342.080
<b>CPU</b>	<i>HPDX 2300</i>	<b>1</b>	\$ 2.700.000
<b>MODEM</b>	<i>GMSK P9907</i>	<b>1</b>	\$ 370.000
<b>UPS</b>	<i>QPCOM 800 VA Regulada</i>	<b>2</b>	\$ 300,000
<b>TOTAL</b>			<b>\$ 5.760.284</b>

## 5. LOCALIZACIÓN ESTACION TERRENA CUBESAT - UD USCO EN LA FACULTAD DE INGENIERÍA

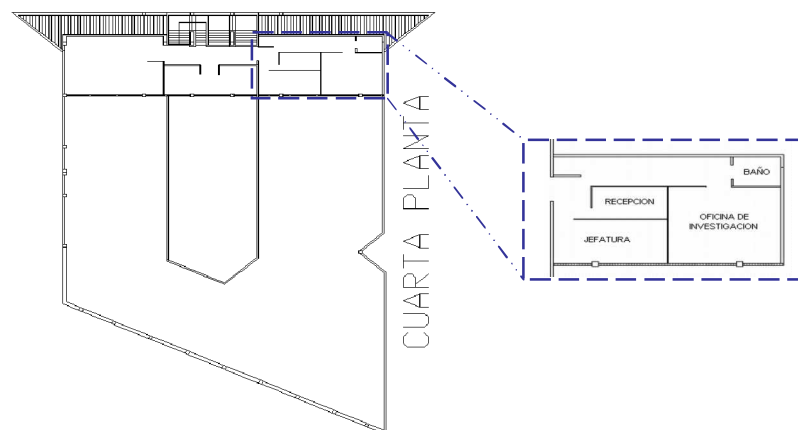
En esta sección se planteará la ubicación de las instalaciones del centro de control de la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, así como la ubicación de las antenas y su respectivo cableado.

Para esto, se propone el establecimiento del cuarto de control en el cuarto piso de la facultad de Ingeniería de la Universidad Surcolombiana, pues en esta planta se encuentran ubicadas solo las oficinas de los ingenieros, así como la secretaría del programa de Ingeniería Electrónica, lo que evita la circulación continua de personas que no se encuentran vinculadas con el proyecto. Además, esta locación propuesta queda muy cercana a las instalaciones del servidor de la Universidad, USCONET, que queda ubicado en el tercer piso de la misma edificación.

Basados en esto, se plantea la ubicación de las antenas en la azotea del bloque de dicha facultad, pues este edificio cuenta con tan solo 4 pisos, por lo tanto las antenas quedan muy cerca de la oficina de control, reduciendo así gastos de implementación en cables y pérdidas debidas a los mismos.

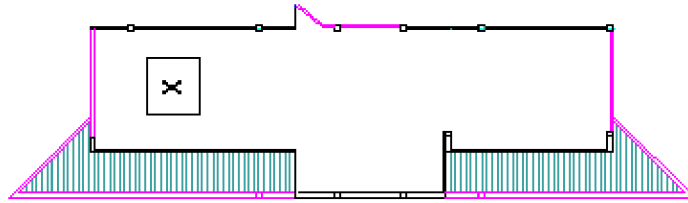
Ahora, basados en los planos del bloque de Ingeniería, se propone ubicar la oficina de control, en las oficinas del programa de Ingeniería electrónica ubicadas en el 4º piso, como se muestra en la figura:

Figura 57. Locación propuesta para instalaciones de la oficina de control CUBESAT estación terrena USCO



En cuanto a las antenas se refiere, se propone la siguiente ubicación:

Figura 58. Locación propuesta para instalaciones de las antenas de la estación terrena USCO



Pues esta ubicación nos presenta una buena línea de vista con el satélite, debido a que no hay árboles o edificaciones cerca que puedan perjudicar la comunicación. Además las pruebas de campo, anexadas a este trabajo, que garantizan el uso de las frecuencias propuestas en el proyecto “Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO” se realizaron en este lugar con total satisfacción.

Siendo así, se determina, en la siguiente tabla, el uso de los siguientes materiales para la implementación de la estación terrena y sus costos.

Tabla 13. Elementos y costos construcción y adecuación estación terrena Universidad Surcolombiana

ELEMENTO	CANTIDAD	PRECIO POR UNIDAD	PRECIO TOTAL
Cable 4 pares	55 metros	\$ 800	\$44.000
Cable de alimentación del rotor	30 metros	\$ 4.000	\$ 120.000
<b>TOTAL</b>			<b>\$164.000</b>

## 6. CONCLUSIONES

Se obtuvo como resultado del análisis de la caracterización del enlace, que la principal pérdida presentada es debida al espacio libre, pues en comunicaciones de este tipo, como lo son con satélites de órbita baja, LEO, debido a la relativa corta distancia entre la estación terrena y el satélite, las atenuaciones presentes por fenómenos atmosféricos no son de gran importancia, aunque estos se calcularon y analizaron para un mejor establecimiento de los parámetros presentes en el enlace.

En cuanto a los datos utilizados en el desarrollo de esta investigación, se presenta una muy buena aproximación entre los datos presentados en la atenuación por lluvias por medio del método matemático, y mediante el dato de la tasa de lluvias en Neiva, obtenida mediante el IDEAM.

Se puede concluir que las modulaciones que presentan mejor respuesta dentro del canal de comunicaciones y que ofrecen la menor tasa de error de bits BER, son las modulaciones QPSK, 4-QAM, GMSK. Como se puede comprobar en las tablas de las modulaciones anteriores, se muestran los diferentes valores de energía de bit a densidad de ruido  $E_b/N_0$ , frente a un BER deseado.

Ha de tenerse en cuenta que estas modulaciones son aptas para el enlace completo Cubesat-UD, con un mejoramiento en la parte de potencia y de filtrado de las mismas; cuyas mejoras se ven reflejadas en el radiotransmisor utilizado.

La modulación más apta para en el enlace Cubesat-UD, es la GMSK, ya que esta permite atenuar o eliminar en cierta medida, según sea su relación BT, las portadoras laterales y disminuir la interferencia intersímbolo ISI, la cual influye en gran medida en la disminución del BER, en un enlace de comunicaciones. Además de ser una de las modulaciones más implementadas en los radios actuales, lo cual facilitaría el desarrollo de la estación terrena USCO.

Para la elección de los materiales a implementar en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana, se ve la reducción de costos en la implementación de un radio, como lo es el escogido, debido a que este posee el TNC incorporado, principal ventaja, en comparación con otros que poseen características similares, por lo que se decidió la utilización de este.

En cuanto a las instalaciones cabe mencionar la facilidad que representa el ubicar la estación terrena en el lugar propuesto, pues su cercanía a la azotea del edificio y al servidor USCONET, se ven representadas en reducción de costos y pérdidas debidas al cableado.

## BIBLIOGRAFÍA

### LIBROS

MARANTE, R., RODRÍGUEZ, E. Y., GARCÍA, J. A. Estudio de modelos para la caracterización del canal de radio en comunicaciones Móviles de 2.5G y 3G. [XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio].

ZORZI, M., Capture probabilities in random-access mobile communications in the presence of Rician fading.. Vol. 46. (1 Febrero 1997).

GOMEZ, Juan Carlos. Sistemas de Telecomunicaciones: Planeación y Cálculo de enlace.

RODDY, Dennis. Satellite communications. Ed. Mc.Graw – Hill. Third edition.

TOMASY, Wayne. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. 4 ed. Prentice Hall. Mexico. 2003.

HA, Tri T. Digital Satellite Communication. 2 ed. Mc. Graw Hill. Singapore. 1990.

COLLIN, Robert E. Antenas and Radiowave Propagation. International Student Edition. Mc Graw Hill. Singapore. 1985.

CUESTA HERNÁNDEZ, Alfonso. Efectos del ruido en las comunicaciones electrónicas. 17 de Abril 2001.

ALMINDE, Lars. BISGAARD, Morten. VISCOR, Tor. Robustness of radio link between AAC-cubesat and ground station. Ed. Prentice Hall. Fifth edition.1996.

### PRINCIPALES ENLACES

[www.fao.org/docrep/005/AC866S/AC866S33/](http://www.fao.org/docrep/005/AC866S/AC866S33/)

[www.cubesat.aau.dk/documents/](http://www.cubesat.aau.dk/documents/)

[www.astronomos.org/articulistas/Lonnie/como\\_observar/](http://www.astronomos.org/articulistas/Lonnie/como_observar/)

[www.coit.es/publicac/publbit/bit115/quees/](http://www.coit.es/publicac/publbit/bit115/quees/)

[www.astromia.com/tierraluna/capatmosfera/](http://www.astromia.com/tierraluna/capatmosfera/)

[www.w4ggm.org/tailgate/](http://www.w4ggm.org/tailgate/)

[www.upv.es/satelite/trabajos/telec\\_movil/orbit/](http://www.upv.es/satelite/trabajos/telec_movil/orbit/)

[www.kenwood.com/i/products/info/amateur/](http://www.kenwood.com/i/products/info/amateur/)

# ANEXOS



## PROTOCOLO AX.25

Fue desarrollado en 1970 y estaba basado en el conocido protocolo para redes alámbricas X.25. Debido a la diferencia del medio físico de transmisión (de alámbrica a inalámbrica) y debido a los diferentes esquemas de direccionamiento, el protocolo X.25 fue modificado para ajustarse a las necesidades de Packet Radio. AX.25 incluye la posibilidad de un campo repetidor que permite a otras estaciones repetir automáticamente los paquetes para extender el alcance.

Una ventaja del X.25 es que cada paquete enviado contiene la identificación de la estación emisora del mismo, con lo cual cada transmisión puede ser identificada.

Además del AX.25 existen otros estándares de protocolo para Packet Radio como lo es el conocido TCP/IP.

La transmisión de paquetes de datos por radio es realizada en forma de pequeños bloques de datos, llamados frames, cada frame está formado por pequeños grupos de datos llamados campos. Un frame está formado por los siguientes campos:

**Tabla 8. Protocolo AX.25**

Bandera	Dirección	Control	ID de Protocolo	Información	FCS	Bandera
1	14-70	1	1	M	2	2

Bandera (1 octeto). Este campo se utiliza para delimitar los frames, aparece al inicio y al fin de cada frame y tiene el valor de 7E hexadecimal o 01111110 binario. Indica el inicio o fin de cada frame.

Dirección (14 a 70 octetos). El campo de dirección de AX.25 tiene una longitud de 14 a 17 octetos, dependiendo de cuantos repetidores o digipeaters se requieran para llegar al destino. Si las estaciones emisoras-receptoras están en rango (o sea, que no requieran de digipeater), solo será necesario especificar las direcciones de las estaciones emisoras-receptoras; para esto, se requiere del uso de 7 octetos, los cuales contienen el distintivo de llamada compuesto de hasta 7 caracteres cada uno. Si un frame debe pasar por un digipeater, será agregado un subcampo adicional al final del campo de direcciones.

Control (1 octeto). El campo de control es usado para identificar el tipo de frame que está siendo transmitido, por ejemplo, cuando hay una conexión en proceso el campo de control será tipo 2.

Id de Protocolo (1 octeto). Especifica el tipo de la capa de red en uso, para este caso, se usará la capa 3.

Información (hasta 256 octetos). El campo de información es usado para colocar la información a ser transmitida desde un punto a otro. Cualquier información que sea colocada dentro de este campo deberá pasar a través del enlace de manera transparente.

FCS o Secuencia de Chequeo de Frames (2 octetos). Esta secuencia de control está compuesta por los frames del emisor y el receptor, de tal forma que en cada FCS existe un octeto del emisor y un octeto del receptor. Se utiliza para asegurar que el frame no sea corrompido por el medio de transmisión además de cumplir con las recomendaciones del ISO 3390.

Bandera (1 octeto). Es idéntica a la bandera del inicio del frame, para indicar terminación de frame.

El protocolo AX.25 es similar a HDLC, sólo que este último cuenta además con el campo de PID, el cual es un identificador de protocolos, al ser protocolo único en AX.25, el PID no se utiliza.<sup>29</sup>

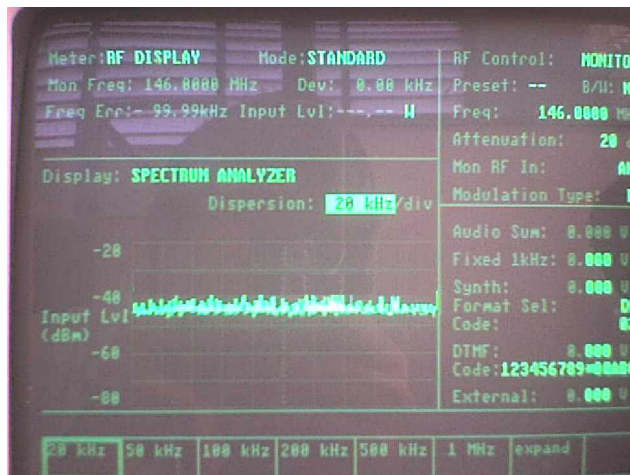
---

<sup>29</sup> Valdez, Alejandro. protocolo AX.25.[En línea]. [citado el 15 marzo 2007]. <Disponible en [www.qsl.net/gdm/AX25.html](http://www.qsl.net/gdm/AX25.html)>

## ESPECTRO DE FRECUENCIAS A UTILIZAR

Como se propone en la tesis “Diseño de un sistema de antenas para transmisión y recepción de datos en una estación terrena CUBESAT UD – USCO” presentado a la Universidad Surcolombiana, las frecuencias a implementar son 146 MHz para la transmisión de subida y 438 MHz para la transmisión de bajada.

### ANALIZADOR DE ESPECTRO SINTINIZADO A 146 MHz:



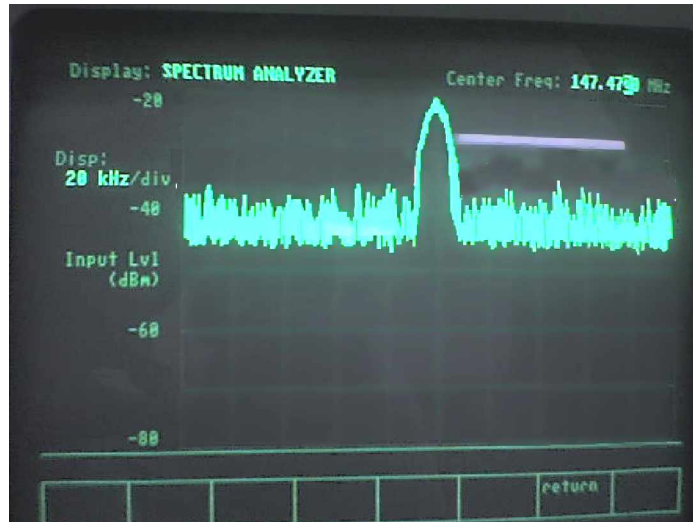
Se puede observar que esta frecuencia se encuentra libre. Es de esperar que aparezcan señales de ruido en el espectro, pero su amplitud es despreciable para la implementación de una comunicación como la deseada entre el satélite CUBESAT UD y la Estación Terrena USCO.

### ANALIZADOR DE ESPECTRO SINTINIZADO A 438 MHz:



Al igual que en la frecuencia de 146 MHz, no se observa un ruido cercano que pueda afectar la comunicación.

**ANALIZADOR DE ESPECTRO SINTINIZADO A 147.472 MHz, RUIDO MÁS CERCANO:**



El ruido mas cercano que puede afectar la transmisión se observa a los 147.472 MHz, cercano a la frecuencia de subida y alejado de esta por 1.47 MHz aproximadamente, con una potencia de -20 dBm, y un ancho de banda aproximado de 8 kHz, tomado a partir de los -3 dB de amplitud pico de la señal. Se puede observar que por su ancho de banda y su distancia de más de 1MHz, esta señal no interferirá la comunicación en el enlace de subida.