

DISEÑO DE UN ENTORNO DE PRUEBAS PARA UN SISTEMA DE COMUNICACIONES EMBARCADO EN SATÉLITE

Autor: Matías Javier Soriano Arce

Tutor: Dra. Ana Vidal Pantaleoni

Departamento de Comunicaciones

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2015-16

Valencia, 13 de septiembre de 2016

Resumen

La *Universidad Politécnica de Valencia* (U.P.V) actualmente se encuentra inmersa en el desarrollo de un proyecto ambicioso, el Politech.1. Se trata del diseño y la construcción de un satélite que cumplirá las especificaciones CubeSAT 3U/3kg.

Como a fecha de hoy la placa que ha de ir embarcada en el satélite todavía está en fase de desarrollo y fabricación, el presente TFG tiene como objetivo realizar una estimación del comportamiento real, a partir de simulaciones por ordenador. De esta manera, se obtendrá un conocimiento más amplio del sistema, puesto que se determinarán valores como la sensibilidad, tasas de error, entre otros parámetros.

Así mismo, se establecerán los criterios de calidad que la placa ha de cumplir para su buen funcionamiento en el entorno espacial, proporcionando en esta memoria los procedimientos adecuados para comparar en la práctica las medidas que se han obtenido por simulación. Esta parte conforma un aspecto esencial en el proyecto, puesto que si no se verifica si se cumplen los requisitos de calidad y se realiza el lanzamiento, el satélite no cumplirá su cometido correctamente y conformará lo que se denomina basura espacial.

Resum

La *Universitat Politècnica de València* (U.P.V) actualment es troba immersa en el desenvolupament d'un projecte ambiciós, l'Politech.1. Es tracta del disseny i la construcció d'un satèl·lit que complirà les especificacions CubeSAT 3U / 3kg.

Com a data d'avui la placa que ha d'anar embarcada en el satèl·lit encara està en fase de desenvolupament i fabricació, el present TFG té com a objectiu realitzar una estimació del comportament real, a partir de simulacions per ordinador. D'aquesta manera, s'obtindrà un coneixement més ampli del sistema, ja que es determinaran valors com la sensibilitat, taxes d'error, entre altres paràmetres.

Així mateix, s'establiran els criteris de qualitat que la placa ha de complir per al seu bon funcionament en l'entorn espacial, proporcionant en aquesta memòria els procediments adequats per comparar en la pràctica les mesures que s'han obtingut per simulació. Aquesta part conforma un aspecte essencial en el projecte, ja que si no es verifica si es compleixen els requisits de qualitat i es realitza el llançament, el satèl·lit no farà el seu fet correctament i conformarà el que s'anomena brossa espacial.

Abstract

The *Polytechnic University of Valencia* (U.P.V) is currently immersed in the development of an ambitious project, Politech.1. This is the design and construction of a satellite that meet the specifications CubeSAT 3U / 3kg.

As of today the board has to go onboard the satellite is still in development and manufacturing, this TFG aims to estimate the actual behavior, from computer simulations. Thus, a wider knowledge of the system is obtained, since they are determined values such as sensitivity, error rates, among other parameters.

Also, the quality criteria that the board must meet to function properly in the space environment, providing herein proper procedures to compare in practice the measures that have been obtained by simulation will be established. This part forms an essential aspect in the project, because if it is not verified if requirements are met quality and the launch is done, the satellite will not fulfill its task properly and conform what is called space junk.

Índice de contenido

Capítulo 1.	Introducción	5
1.1.1	Estructura de la memoria.....	5
Capítulo 2.	Objetivos y metodología	7
Capítulo 3.	Estado de arte	9
3.1	Telemetría y Telecomando (TT&C).....	9
3.2	Protocolo AX.25.....	11
3.2.1	Introducción y conceptos básicos.....	11
3.2.2	Estructura de la trama.....	14
3.2.3	Especificaciones	17
3.3	Secuencias y formato de comunicación	17
3.3.1	Telecomando	18
3.3.2	Comando	19
3.3.3	Mensaje	19
Capítulo 4.	Utilización de MixW	21
4.1	Introducción e historia.....	21
4.2	Modos utilizados	21
4.2.1	Modo RTTY	21
4.2.2	Modo Packet.....	22
Capítulo 5.	Calidad del enlace	24
5.1	Introducción	24
5.2	Estimación de los paquetes recibidos.....	25
5.2.1	Introducción	25
5.2.2	Modulación BFSK.....	27
5.3	Estimación de la tasa de error de bit (BER)	36
5.3.1	Introducción	36
5.3.2	Modulación BFSK.....	37
5.3.3	Modulación FM con BFSK.....	43
5.3.4	Modulación BPSK.....	46
5.3.5	Modulación FFSK	48
5.4	Estimación de la sensibilidad del receptor	52
5.4.1	Cálculo analítico.....	52
5.4.2	Caracterización del ruido del sistema.....	53
Capítulo 6.	Validación física del sistema.....	56
6.1	Introducción	56

6.2	Montaje práctico.....	56
6.2.1	Método primario de validación física.....	56
6.2.2	Método alternativo de validación física	57
Capítulo 7.	Conclusiones y líneas futuras	62
7.1	Conclusiones	62
7.2	Líneas futuras de trabajo	63

Índice de ilustraciones

ILUSTRACIÓN 1 DIAGRAMA DE UN SISTEMA TT&C.....	10
ILUSTRACIÓN 2 MÁQUINAS DE ESTADOS DE LA CAPA FÍSICA Y DE ENLACE DEL PROTOCOLO AX.25 PARA UN ENLACE SIMPLE.....	11
ILUSTRACIÓN 3 MÁQUINAS DE ESTADOS DE LA CAPA FÍSICA Y DE ENLACE DEL PROTOCOLO AX.25 PARA UN ENLACE COMPUESTO.....	12
ILUSTRACIÓN 4 EJEMPLO DE LA UTILIZACIÓN DE LAS PRIMITIVAS.....	12
ILUSTRACIÓN 5 COMUNICACIÓN DE TRAMAS DE TELECOMANDO.....	18
ILUSTRACIÓN 6 COMUNICACIÓN DE TRAMAS DE COMANDO.....	19
ILUSTRACIÓN 7 COMUNICACIÓN DE TRAMAS DE MENSAJE DESDE GS HACIA OBC.....	19
ILUSTRACIÓN 8 ESPECTRO TEÓRICO BFSK.....	22
ILUSTRACIÓN 9 SEÑALES EN BFSK.....	22
ILUSTRACIÓN 10 CONFIGURACIÓN DEL PROTOCOLO AX.25 EN <i>MIXW</i> . MODULACIÓN AFSK (BINARIA).....	23
ILUSTRACIÓN 11 CONFIGURACIÓN DISPOSITIVOS DE GRABACIÓN.....	26
ILUSTRACIÓN 12 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL EXPERIMENTO.....	28
ILUSTRACIÓN 13: FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DE UNA DISTRIBUCIÓN NORMAL.....	29
ILUSTRACIÓN 14 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LOS PAQUETES RECIBIDOS EN FUNCIÓN DE LA SNR (BFSK).....	31
ILUSTRACIÓN 15 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL AJUSTE EXPONENCIAL (PAQ_RX).....	32
ILUSTRACIÓN 16 PARÁMETROS DE AJUSTE EN MATLAB PARA EL MODELO EXPONENCIAL (PAQ_RX).....	33
ILUSTRACIÓN 17 LAYOUT DE MATLAB PARA EL MODELO EXPONENCIAL (PAQ_RX).....	33
ILUSTRACIÓN 18 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL AJUSTE POLINÓMICO (PAQ_RX).....	35
ILUSTRACIÓN 19 LAYOUT DE MATLAB PARA EL MODELO POLINÓMICO (PAQ_RX).....	35
ILUSTRACIÓN 20 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA BER EN FUNCIÓN DE LA SNR EN BFSK.....	38
ILUSTRACIÓN 21 MODELO TEÓRICO Y EXPERIMENTAL DE LA BER EN FUNCIÓN DE LA EB/NO (BFSK).....	40
ILUSTRACIÓN 22 ZOOM MODELO TEÓRICO Y EXPERIMENTAL DE LA BER (BFSK).....	40
ILUSTRACIÓN 23 UTILIZACIÓN DE VUMETER.....	41
ILUSTRACIÓN 24 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL AJUSTE EXPONENCIAL (BER).....	42
ILUSTRACIÓN 25 LAYOUT DE MATLAB PARA EL MODELO EXPONENCIAL (BER).....	43
ILUSTRACIÓN 26 DIAGRAMA DE BLOQUES UTILIZADO EN BFSK CON FM.....	43
ILUSTRACIÓN 27 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA BER EN FUNCIÓN DE LA SNR PARA BFSK-FM.....	45
ILUSTRACIÓN 28 MODULACIÓN PSK.....	46
ILUSTRACIÓN 29 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LOS RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN CON BPSK.....	48
ILUSTRACIÓN 30 DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN DE OQPSK.....	49
ILUSTRACIÓN 31 DIAGRAMA MODULACIÓN MSK.....	49
ILUSTRACIÓN 32: MODULADOR FFSK.....	50
ILUSTRACIÓN 33: DIVISIÓN DE LOS DATOS DE ENTRADA S(T) EN CANALES EN FFSK MEDIANTE UN <i>SPLITTER</i>	50
ILUSTRACIÓN 34 REPRESENTACIÓN GRÁFICA RESULTADOS CON LA MODULACIÓN FFSK.....	51
ILUSTRACIÓN 35 TERMINOLOGÍA UTILIZA PARA EL CÁLCULO TEÓRICO DE LA SENSIBILIDAD.....	52
ILUSTRACIÓN 36 DIAGRAMA DE BLOQUES EMPLEADO PARA LA VERIFICACIÓN FÍSICA.....	57
ILUSTRACIÓN 37 DIAGRAMA DE BLOQUES A EMPLEAR EN LA VERIFICACIÓN FÍSICA ALTERNATIVA.....	58
ILUSTRACIÓN 38 CONEXIÓN FÍSICA ENTRE EL PC Y LA PLACA DE TEST.....	58
ILUSTRACIÓN 39: MSP430 DE TEXAS INSTRUMENTS®.....	59
ILUSTRACIÓN 40 CONEXIÓN FÍSICA MEDIANTE RS-232.....	59
ILUSTRACIÓN 41: VERIFICACIÓN MEDIANTE UN ANALIZADOR DE ESPECTROS Y UNA ANTENA.....	60
ILUSTRACIÓN 42 DIAGRAMA DE OJOS DE UNA SEÑAL MODULADA EN BFSK.....	61

Índice de tablas

TABLA 1 CONTRUCCIÓN U <i>FRAME</i>	14
TABLA 2 CONTRUCCIÓN UI <i>FRAME</i>	14
TABLA 3 CAMPOS DE LA DIRECCIÓN DE LA DESTINACIÓN.	15
TABLA 4 CODIFICACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE DESTINACIÓN.	15
TABLA 5 CAMPOS DE LA DIRECCIÓN DE ORIGEN.	16
TABLA 6 CAMPOS DE LA DIRECCIÓN DEL REPETIDOR.	16
TABLA 7 CAMPOS DE LA TRAMA DE TELECOMANDO.	18
TABLA 8 CÓDIGO MATLAB BFSK.	28
TABLA 9 PAQUETES RECIBIDOS Y PER EN FUNCIÓN DE LA SNR EN BFSK.	30
TABLA 10 BER EN FUNCIÓN DE LA SNR EN BFSK.	38
TABLA 11 DATOS OBTENIDOS PARA LA SIMULACIÓN BFSK-FM.	45
TABLA 12 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN CON BPSK.	47
TABLA 13 DATOS OBTENIDOS DE LA SIMULACIÓN CON LA MODULACIÓN FFSK.	51
TABLA 14: COMPARATIVA DE LAS MODULACIONES.	62

Capítulo 1. Introducción

La *Universidad Politécnica de Valencia* (U.P.V) actualmente se encuentra inmersa en el desarrollo de un proyecto ambicioso, el Politech.1. Se trata del diseño y la construcción de un satélite que cumplirá las especificaciones CubeSat 3U/3kg, teniendo un tamaño de 10 x 10 x 30 cm y pesando 3 kg. Dispondrá de una cámara (GEODEYE) para la observación de la Tierra, cuyas imágenes serán transmitidas en banda C a la estación terrena.

La comunicación entre Politech.1 y la estación terrena se realizará por medio de tres enlaces, en VHF, UHF y banda C. Mediante el enlace en banda C (5.8 GHz), el transmisor a bordo transmitirá las imágenes captadas por la cámara anteriormente citada, a una velocidad de transmisión de más de 100 kbps. Para telemetría y control (TT&C) se utilizará un enlace en 435 MHz (UHF) para la bajada y 145 MHz para la subida (VHF).

El protocolo utilizado para las comunicaciones es el AX.25 con *packet radio* a 1200 baudios. El *packet radio* es una forma de comunicación digital donde los mensajes entre transmisor y receptor no se transmiten de forma continua, puesto que son fragmentados en paquetes de longitud fija, añadiendo información útil de cara a la gestión y control de los errores producidos. Al ser un protocolo ampliamente utilizado por CubeSAT's y satélites de *radioamateur*, existe bastante documentación como apoyo. Así mismo, este protocolo también se ha elegido por cuestiones de compatibilidad con el resto de satélites en órbita. En el enlace de subida, el TNC (*Terminal Node Control*) utiliza un conversor analógico digital (CAD) y se modula la información en AFSK (configuración de partida), tras crear los paquetes AX25. AFSK (Audio Frequency Shift Keying) es una técnica de modulación que está caracterizada por representar los datos digitales por cambios en la frecuencia (pitch) de un audio, pudiendo transmitir éste vía radio o telefónica. Difiere de FSK en que la modulación se realiza en las frecuencias de banda base, puesto que la señal resultante está en el rango de frecuencias audibles. Cabe decir también que esta técnica es menos eficiente en términos de potencia y ancho de banda que otras modulaciones.

1.1.1 Estructura de la memoria

El contenido de este documento está organizado y distribuido como se detalla a continuación en los siguientes puntos:

En el capítulo dos, se establece el objetivo principal que persigue este trabajo final de grado y, posteriormente, se presentan los diferentes objetivos concretos que han de plantearse para alcanzarlo. Además, también se presenta la metodología utilizada, así como la distribución de tareas y la distribución temporal de este proyecto, entre otros detalles.

En el capítulo tres, se expone el estado en el que se encuentra el proyecto, así como una breve explicación del protocolo usado por Politech.1.

En el capítulo cuatro, se justifica la utilización de un SDR (*Software Defined-Radio*) para cumplir los objetivos de esta memoria y se detalla el funcionamiento de una herramienta en concreto, *MixW*.

En el capítulo cinco, se aborda el tema de la calidad del enlace. Mediante simulación por *software*, se estima el comportamiento real que tendrá el sistema en las condiciones habituales que se dan en el entorno espacial. En concreto, se estima la tasa de error de bit, el umbral de detección y la sensibilidad del receptor en diversos casos.

En el capítulo seis, se explican dos métodos de validación física, que se deberán utilizar cuando la placa esté fabricada para verificar si se cumplen los requisitos mínimos para su correcto funcionamiento.

Por último, en el capítulo siete se presenta una serie de conclusiones derivadas de los capítulos precedentes. Además, se escoge la opción que permite un óptimo funcionamiento del sistema, dada la aplicación. Por otro lado, se establecen las líneas de trabajo futuras que se tendrán que llevar a cabo cuando la placa haya sido fabricada, pudiendo validar los resultados obtenidos vía simulación.

Capítulo 2. Objetivos y metodología

Este *Trabajo de Final de Grado* (TFG) tiene como finalidad principal ahondar más en el proyecto que está involucrado el iTEAM, el Politech.1. En años anteriores, han sido presentados varios TFG's y PFC's que sirven como punto de partida de esta memoria y que sin el trabajo realizado anteriormente por estos compañeros este TFG no sería posible.

El objetivo principal de este proyecto es diseñar un banco de pruebas para comprobar y cuantificar el funcionamiento de los sistemas de comunicaciones embarcados en el CubeSAT, diseñando métodos adecuados para hacer pruebas y realizando los montajes necesarios en el laboratorio para su posterior evaluación, mejorando el estado inicial si es posible.

Por causas externas a nuestra voluntad, a fecha de hoy todavía no se dispone de la placa de *test* para poder realizar las oportunas medidas en el laboratorio. Por ello, se ha tenido que modificar ligeramente la hoja de ruta inicial de este TFG, centrándose en el estudio teórico del sistema y en la preparación de un escenario para las pruebas físicas. De esta manera, los objetivos son los siguientes:

- Caracterización por simulación vía *software* del comportamiento del sistema real en diversas condiciones, asimilables al entorno espacial.
- Obtención de modelos analíticos que permitan estimar el comportamiento del sistema real para cualquier condición.
- Establecer la configuración óptima que permita la mejor calidad de servicio (QoS).
- Diseñar un método de verificación que permita comprobar en un futuro si la placa, una vez fabricada, cumple los requisitos mínimos de funcionamiento.
- Elaborar recomendaciones futuras para el proyecto y conclusiones.

Con tal de llevar todo lo anterior a cabo, se ha seguido el siguiente cronograma:

Fechas	Actividad
Febrero 2016	Documentación.
Marzo 2016	Documentación y pruebas en el laboratorio de iTEAM de manejo de equipos y de <i>software</i> .
Abril 2016	Documentación y espera de la placa de <i>test</i> .
Mayo 2016	Inicio simulaciones.
Junio 2016	Simulaciones. Inicio redacción de la memoria. Documentación.

Julio 2016	Simulaciones, redacción de la memoria y documentación.
Agosto 2016	Redacción de la memoria y revisión.

En este proyecto se ha invertido bastante tiempo en la confección y ejecución de las simulaciones. Hay que destacar que cada resultado de las simulaciones se ha obtenido tras una ejecución de casi tres horas de varios programas de MATLAB. Teniendo en cuenta que se han obtenido unos 60 valores, se puede decir que se han invertido más de 180 horas en simulaciones, puesto que no han resultado ser correctas a la primera.

Para finalizar las líneas de este capítulo, cabe resaltar que los temas tratados en esta memoria son vitales para desarrollar un sistema de comunicaciones espaciales. Un sistema satelital que va a ser lanzado al espacio tiene que tener garantías suficientes de que va a tener un adecuado funcionamiento en las condiciones concretas de la órbita. Así pues, estas páginas servirán para comprobar cómo funcionará el sistema en el entorno espacial, permitiendo validar el sistema si se cumplen los requisitos mínimos de calidad o, por el contrario, desecharlo si existe incertidumbre acerca del correcto funcionamiento en órbita.

Capítulo 3. Estado de arte

3.1 Telemetría y Telecomando (TT&C).

Un sistema TT&C obtiene información de la órbita a través de sistemas de seguimiento, evaluando la trayectoria (*tracking*) usando radiobalizas¹ con el fin de obtener la posición del satélite desde tierra (enlace *up-downlink*). Se utilizan o bien tonos puros para medir la frecuencia Doppler o bien secuencias pseudoaleatorias para medir el retardo sufrido. Además, estos sistemas también obtienen información de telemetría mediante el uso de sensores (termómetros, acelerómetros, transductores...), permitiendo monitorizar el estado del satélite. Así mismo, existe un conjunto de comandos que tienen la potestad para dar instrucciones y controlar el satélite a través del enlace de comunicaciones.

Sea cual sea la información del sistema, en cualquier caso los datos se convierten al dominio digital y son modulados en una portadora de radiofrecuencia para proceder a su transmisión por el enlace de larga distancia. En recepción, se sigue el proceso inverso: se demodulan y se realiza el procesamiento de la información para que el satélite realice una operación concreta solicitada por un telecomando, o bien para representar de una forma determinada los datos recibidos en la estación terrena (GS) para su posterior interpretación. Este tipo de sistemas son bastante comunes y de vital relevancia en comunicaciones espaciales, por la información que proporcionan y por las capacidades que tienen. Suelen utilizar poco ancho de banda (típicamente, 500 ~ 1000 bps) y modulaciones digitales PSK o FSK (de fase y frecuencia, generalmente).

En resumidas cuentas, la utilización de estos sistemas tiene como objetivo asegurar que el satélite funciona perfectamente para la aplicación que ha motivado su diseño. A través del sistema de *tracking*, se obtienen datos como el ángulo de inclinación, la velocidad orbital y la estimación de la trayectoria del satélite, entre otros.

Paralelamente, el telecomando consiste en el envío de instrucciones a distancia mediante un enlace de transmisión (radiofrecuencia), usando comandos ya definidos para controlar uno o varios sistemas remotos que no están conectados de forma directa al lugar desde donde se envía el comando (estación terrena). En muchos casos, la utilización de telecomando tiene la finalidad de mantener operativo el satélite, además de que facilita el cumplimiento de los objetivos de la misión espacial, que es la intención final de cualquier labor de este ámbito. Sin embargo, para conocer los comandos que deben ser escogidos para el cumplimiento de este objetivo, hay que conocer el estado del satélite mediante telemetría, es decir, es necesario tener información sobre el sistema en cada momento.

¹ *Beacons*.

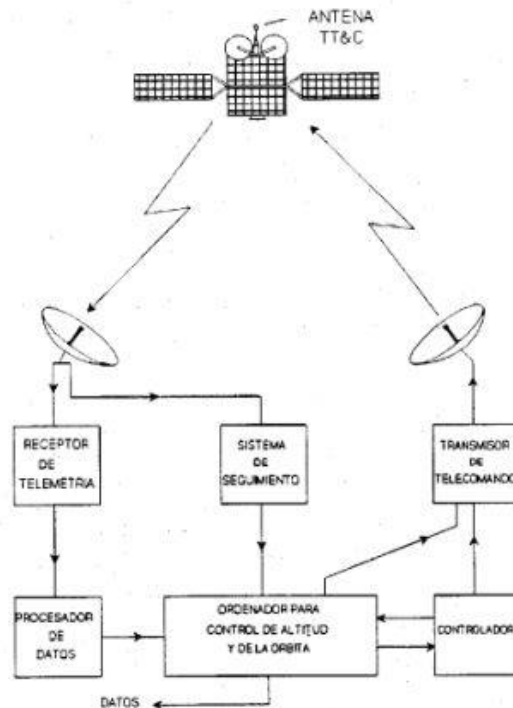


Ilustración 1 Diagrama de un sistema TT&C.

La telemetría permite la medición remota de magnitudes físicas y el posterior envío al centro de control (estación terrena). Mediante esta tecnología se pueden obtener datos internos operacionales, parámetros útiles para investigaciones científicas, parámetros del entorno espacial, así como los valores de los sensores embarcados en el sistema. Mediante el procesamiento de los datos obtenidos, se puede conocer el estado del sistema, lo que sirve de punto de partida para decisiones posteriores. Algunos de los parámetros que se pueden obtener a través de telemetría son los siguientes:

- Estado de los recursos (el nivel del tanque de combustible, el estado físico de las baterías...).
- Altitud del satélite.
- El modo de operación de cada subsistema del satélite.
- La salud de cada subsistema.
- El estado de la carga útil (*payload*).

En los últimos años el progreso tecnológico de los satélites ha confluído en una estrecha relación entre los sistemas de comunicaciones espaciales y los sistemas TT&C. Es decir, se ha creado una dependencia de los satélites para cualquier aplicación hacia los sistemas que se describen en este punto, por la importante labor que realizan en el entorno espacial: asegurar el correcto funcionamiento del sistema. Las funciones que tienen los sistemas TT&C se pueden resumir en los siguientes puntos:

1. Conseguir el seguimiento de la trayectoria del satélite y la medida de la órbita con el objetivo de asegurarse de que el lanzamiento, funcionamiento y órbita del satélite son correctos. En caso de detectar alguna anomalía, únicamente podría subsanarse vía telemando. Por ejemplo, las correcciones de órbita se realizan mediante este mecanismo.

2. Conseguir telemetría y telecomando del satélite y de su carga útil de forma que se pueda controlar si se cumplen las operaciones y el comportamiento esperados.
3. Proporcionar información relevante del entorno espacial para aplicaciones que requieran estos datos. Por ejemplo, hay aplicaciones que necesitan conocer la temperatura del entorno, la velocidad orbital, etc.

3.2 Protocolo AX.25

3.2.1 Introducción y conceptos básicos

Un protocolo de comunicaciones es un conjunto de reglas definidas que permiten a dos o más entidades de un sistema de comunicación que se comuniquen entre ellas para transmitir información a través de cualquier tipo de variación de una magnitud física. En definitiva, un protocolo engloba la sintaxis, la semántica, la sincronización de la comunicación, así como los mecanismos de corrección de errores.

El caso que nos concierne, el del Politech.1, el estándar elegido es el AX.25, modificado para la comunicación vía radio. En este apartado se describirán someramente los aspectos más destacables.

El TNC (*Terminal Node Control*), ya sea hardware o software, es un dispositivo utilizado en AX.25 (modo *packet radio*). Tiene una función similar a la del ensamblador/desensamblador de paquetes en AX.25, pero con el añadido de un módem para convertir las señales en banda base a señales audibles. Además de esta funcionalidad, también comprueba que los datos recibidos no contengan ningún error, con un CRC²; si los hubiera, se solicitaría una retransmisión al transmisor. De esta manera, se garantiza que no haya ningún error en las capas superiores del protocolo. Por otro lado, el TNC permite al usuario modificar una serie de ajustes característicos del enlace, como la tasa de transmisión, la modulación en banda base, la longitud del paquete o el tiempo de espera del reenvío.

El protocolo AX.25 apareció en 1976, a partir de la estandarización de la conmutación de paquetes de datos, alcanzando una notable popularidad en aplicaciones que requerían comunicaciones multipunto con volúmenes pequeños de información. Este estándar ocupa la capa física y la capa de enlace (capa 1 y 2) del modelo OSI. Estas capas se pueden dividir en entes denominados máquinas de estados, que se explican a continuación.

Layer	Function(s)	
Data Link (2)	(DLSAP)	
	Segmenter	Management
	Data Link	Data Link
	Link Multiplexer	
Physical (1)	Physical	
	Silicon/Radio	

Ilustración 2 Máquinas de estados de la capa física y de enlace del protocolo AX.25 para un enlace simple.

² *Cyclic Redundancy Check*.

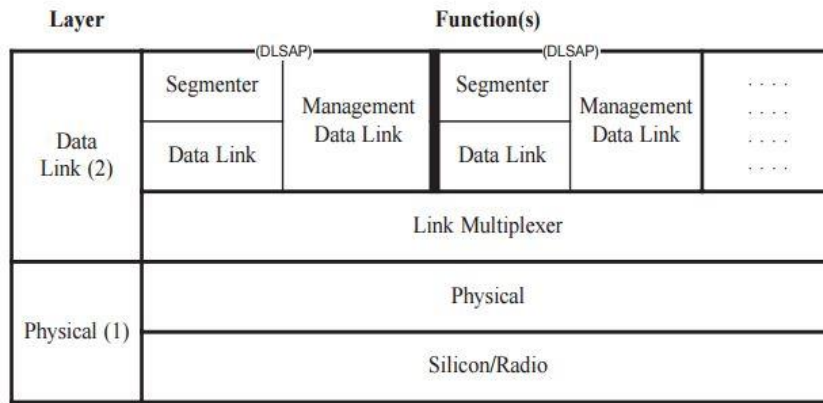


Ilustración 3 Máquinas de estados de la capa física y de enlace del protocolo AX.25 para un enlace compuesto.

El DLSAP³ permite ofrecer servicio a capas superiores, realizando una conexión directa con el nivel de red (capa 3), a través de la capa de enlace de datos.

En el caso de la coexistencia de varios enlaces, el multiplexador de enlace y la capa física serán comunes a todos los enlaces, siendo necesaria la utilización de una máquina de enlace de datos por enlace. Todas las entidades que aparecen en la anterior figura se comunican entre ellas a través de un enlace *peer to peer* (P2P) específico de cada capa. Añadido a lo anterior, hay que indicar que las comunicaciones entre la capa física y la capa de enlace de datos se realizan mediante primitivas de servicio. Las primitivas utilizadas en la capa de enlace de datos son las que a continuación se detallan:

- **REQUEST**: la usa una capa superior para solicitar un servicio a una capa inmediatamente inferior.
- **INDICATION**: la usa una capa que proporciona un servicio para notificar a la capa superior alguna actividad. Puede ser el resultado de una actividad de una capa inferior a la primitiva tipo REQUEST.
- **RESPONSE**: es usada para confirmar la recepción de una primitiva de tipo INDICATION de parte de la capa inferior. AX.25 no utiliza este tipo de primitivas.
- **CONFIRM**: es utilizada por la capa que demanda el servicio para confirmar que se ha completado la tarea.

A continuación, se muestra un ejemplo clarificador de lo anteriormente expuesto:

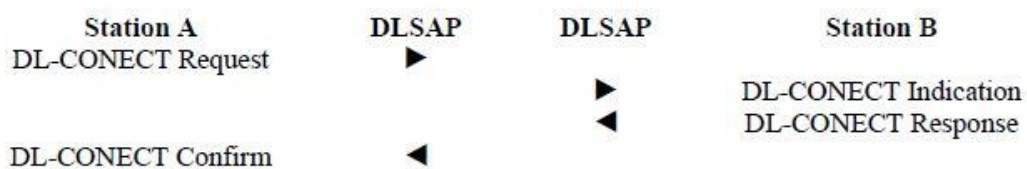


Ilustración 4 Ejemplo de la utilización de las primitivas.

³ Punto de Acceso al Servicio de Enlace de Datos (DLSAP).

3.2.1.1 Segmentador de paquetes

Esta máquina de estados acepta entradas desde la capa superior, por medio del DLSAP. Si la unidad de datos a enviar sobrepasa el límite de la trama de información (I) de AX.25 o de información no numerada (UI) entonces, en ese caso, se divide la unidad en trozos más pequeños para su posterior transmisión. Estos segmentos en recepción son reensamblados y enviados a la capa superior por medio del DLSAP. Las señales que no sobrepasan el límite de longitud permanecen inalteradas a su paso por el segmentador.

Por cada enlace de datos hay un segmentador. Lógicamente, al existir la posibilidad de tener múltiples enlaces de datos, puede haber varios segmentadores funcionando de forma simultánea.

3.2.1.2 Enlace de datos

La máquina de estados relativa al enlace de datos es la pieza más importante del protocolo en cuestión, el AX.25. Proporciona todos los componentes lógicos necesarios para establecer conexiones entre dos estaciones y para el intercambio de información, ya sea de la forma 'sin conexión' (p.ej. vía UI) u orientado a la conexión (p.ej vía tramas I). El modo orientado a la conexión proporciona un enlace de comunicación fiable, regulando de extremo a extremo el flujo de la comunicación y asegurando que los posibles errores en la transmisión sean subsanados. El modo 'sin conexión' tiene un formato de trama especial denominada UI⁴. Este tipo de trama permite cualquier tipo de 'carga útil' y puede ser enviada o recibida independientemente de otra funcionalidad en el modo de operación orientado a la conexión.

Existe una máquina de datos por enlace. Esto es porque como una pieza del equipamiento puede tener múltiples enlaces de datos operando simultáneamente, también puede haber varias máquinas de estados de enlace de datos operando de forma independiente.

3.2.1.3 Gestión de los enlaces de datos

La máquina de estados que realiza la gestión de los enlaces de datos proporciona la lógica necesaria para la negociación de los parámetros del estándar AX.25 entre dos estaciones.

Existe un controlador de enlace de datos por cada enlace realizado. Esto es porque como una pieza del equipamiento puede tener múltiples enlaces de datos operando simultáneamente, también puede haber varias máquinas de estados de gestión de enlaces de datos operando de forma independiente.

3.2.1.4 Multiplexador de enlace de datos

La máquina de estados encargada de la multiplexación del enlace de datos permite que varios enlaces de datos compartan un mismo canal físico (canal radio). Proporciona la lógica necesaria para que cada enlace pueda utilizar un mismo canal, conforme a un algoritmo de rotación embebido dentro del multiplexador de enlace. Como se ha podido observar en los diagramas anteriores, existe un multiplexador de enlace de datos por cada canal físico.

3.2.1.5 Física

La máquina de estados física actúa sobre el transmisor y receptor radio. Existe una por cada canal físico. Las máquinas de estados pueden ser simplex o full-duplex.

⁴ Unnumbered Information

3.2.2 Estructura de la trama

Para la aplicación concreta de este CubeSAT, aparece un problema al usar el estándar AX.25 y es que el modo orientado a la conexión no es del todo adecuado para telemetría y control (TT&C), puesto que el protocolo fue desarrollado originariamente para cubrir una red de conmutación de varios nodos de radioaficionados. Por ello, utilizando el protocolo para dos nodos en modo ‘*store-and-forward*’⁵, como es el caso, se podría reducir el *throughput* más de lo necesario.

Durante las transmisiones, los radiopaquetes se envían en pequeños bloques de información llamados tramas, que han sido fragmentados por el segmentador. Existen tres tipos de tramas:

- Trama de información (*I frame*)
- Trama de supervisión (*S frame*)
- Trama no numerada (*U frame*)

Solo un tipo de trama será utilizada, debido a su fácil aplicación a bordo en comunicaciones espaciales: las tramas UI. Genéricamente, las tramas se dividen en segmentos más pequeños denominados campos, que se detallan a continuación:

Flag	Address	Control	Info	FCS ⁶	Flag
01111110 8 bits	168 bits	16 bits	<1840 bits	16 bits	01111110 8 bits

Tabla 1 Contrucción *U frame*.

Flag	AX.25 Frame Header (184 bits)					Information Field	FCS	Flag
	Destination Adress	Source Adress	Repeater Adress	Control Bits	Protocol Identifier			
8	56	56	56	8	8	0-1840	16	8

Tabla 2 Contrucción *UI frame*.

Cabe destacar que todos los campos, salvo el FCS, son transmitidos como LSB⁷. FCS se transmite como MSB.

A continuación, se van a describir someramente los campos de las tramas:

3.2.2.1 Campo ‘Flag’

Este campo tiene la longitud de un byte largo y sirve para delimitar la trama; por ello, se ubica al principio y al final de la misma. Es posible que dos tramas puedan compartir un mismo flag, que marcaría el final de una y el principio de la siguiente. El *flag* en este caso es siempre igual a 01111110 (0x7E).

⁵ Técnica de conmutación en redes en la que los datos son retenidos de forma temporal hasta su reenvío. Cada nodo tiene la misión de verificar la integridad de la información contenida.

⁶ Frame-Check Sequence

⁷ Least Significant Bit ↔ el número binario que tiene menor valor está situado a la derecha.

Con el fin de que accidentalmente no aparezca este *flag*, la estación transmisora monitoriza la secuencia de bits enviada para grupos de 5 o más bits a '1'. Cuando detecta 5 bits a '1', la estación introduce un bit a '0' después del quinto bit. Durante la recepción de la trama, cuando se reciben 5 bits contiguos a '1' y después del quinto bit, un bit a '0', éste se descarta. Es lo que se conoce como *bit stuffing*.

3.2.2.2 Campo 'Address'

La dirección identifica tanto al origen de la trama como a su destinación. Además, este campo contiene la dirección del repetidor. Cada campo de dirección contiene exactamente 7 caracteres, seis para el *callsign*⁸ y uno para el SSID⁹. Si un *callsign* tiene menos de 6 caracteres, éste ha de rellenarse con blancos.

La estación receptora sabe que el campo de dirección ha terminado. Esto se realiza con un desplazamiento a cada uno de los bits hacia la izquierda, de manera que aparece un '0' en el bit menos significativo. Este bit se asigna al último *callsign* del campo dirección o se ajusta a '1' para el SSID (séptimo bit).

3.2.2.2.1 Dirección de la destinación (56 bits)

Este campo contiene el *callsign* y el SSID de la destinación. El *callsign* está compuesto por 6 letras mayúsculas, números, espacios o caracteres ASCII de 7 bits. El SSID es un entero de cuatro bits que identifica de forma exclusiva múltiples estaciones que utilizan el mismo indicativo.

Callsign (48 bits)														SSID									
C1 (8 bits)								C2 to	C6 (8 bits)						C7 (8 bits)								
X	X	X	X	X	X	X	0	C5...	X	X	X	X	X	X	0	0	1	1	S	S	I	D	0

Tabla 3 Campos de la dirección de la destinación.

Los 6 caracteres del indicativo están ubicados en los 6 primeros bytes del campo (C1 a C6). Cada bit de carácter se desplaza un bit hacia la izquierda y el bit menos significativo se pone a '0'. Por ejemplo, si se tiene el indicativo 'CQ', se codificaría como sigue:

Caracter	Valor HEX Tabla ASCII	Valor HEX desplazado
C	0x43 (01000011)	0x86 (10000110)
Q	0x51 (01010001)	0xA2 (10100010)
Espacio	0x20 (00100000)	0x40 (01000000)
Espacio	0x20 (00100000)	0x40 (01000000)
Espacio	0x20 (00100000)	0x40 (01000000)
Espacio	0x20 (00100000)	0x40 (01000000)
SSID	0x60 (01100000)	0x60 (11000000)

Tabla 4 Codificación de la dirección de destinación.

⁸ Palabra utilizada en radiocomunicaciones para designar a uno de los participantes (indicativo).

⁹ Secondary Station Identifier

3.2.2.2.2 Dirección de origen (56 bits)

Callsign (48 bits)										SSID													
C1 (8 bits)								C2 to C5 ...	C6 (8 bits)						C7 (8 bits)								
X	X	X	X	X	X	X	0		X	X	X	X	X	X	X	0	0	1	1	S	S	I	D

Tabla 5 Campos de la dirección de origen.

La dirección de origen está compuesta por un *callsign* (indicativo) y un SSID del origen. En el enlace descendente, el indicativo es el del satélite y en el ascendente es el de la estación terrestre. El *callsign* está formado por caracteres alfabéticos en mayúscula y numéricos ASCII de 7 bits. El campo SSID es un entero de 4 bits que unívocamente identifica múltiples estaciones que utilizan el mismo distintivo.

Los 6 caracteres de *callsign* están ubicados en los primeros 6 bits del campo. Cada bit es desplazado un bit hacia la izquierda y el bit menos significativo se ajusta a '0'.

El SSID se ubica en los bits 1-4 de C7. El resto de los bits tienen un valor fijado.

A continuación, se va a mostrar un ejemplo. Teniendo en cuenta que el identificador del origen es W2FS-4 (SSID=4) y asumiendo las reglas descritas en las líneas anteriores:

```

W  2  F  S  Espacio  Espacio  SSID=4
AE 64 8C A6   40     40     68 (01101000)

```

Es importante destacar que la dirección de origen del satélite es **TBD**.

3.2.2.2.3 Dirección del repetidor (56 bits)

Si una trama pasa a través de un repetidor, se añade adicionalmente un campo de dirección del repetidor. Éste contiene el indicativo del repetidor utilizado, permitiendo que más de un repetidor comparta el mismo canal de radiofrecuencia. La dirección del repetidor se codifica de la misma manera que la destinación y el origen, excepto el último byte.

Callsign (48 bits)										SSID													
C1 (8 bits)								C2 to C5...	C6 (8 bits)						C7 (8 bits)								
X	X	X	X	X	X	X	0		X	X	X	X	X	X	X	0	0	1	1	S	S	I	D

Tabla 6 Campos de la dirección del repetidor.

A continuación se muestra un ejemplo, para el cual se ha determinado que el nombre del repetidor es RELAY:

```

R  E  L  A  Y  Espacio  SSID=0
A4 8A 98 82 B2   40     61 (01100001)

```

3.2.2.3 Bits de control

Este campo de control identifica el tipo de la trama que está siendo transmitida. Para el estándar AX.25 con tramas UI, este campo vale siempre 00000011 (0x03).

3.2.2.4 Identificador de protocolo

En este caso, siempre es 11110000 (0xF0).

3.2.2.5 Campo de información

Este campo puede variar de 0 a 230 bytes y contiene los datos a transmitir en las tramas de AX.25.

3.2.2.6 Secuencia de comprobación de trama (FCS)

Esta secuencia está compuesta por 16 bits, calculados tanto por el transmisor como por el receptor de la trama. De esta manera, se asegura que la trama no ha sido degradada por el medio de transmisión. Para su cálculo, se utiliza el siguiente polinomio, también llamado CRC-CITT:

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

3.2.3 Especificaciones

Cuando el diseño de una placa de envía a fabricación, se establecen unas especificaciones mínimas. A continuación se listan las especificaciones de las tramas del protocolo AX.25, que condicionará el proyecto que describe esta memoria:

- **Baud rate:** 1200 bauds
- **Modulation:** VHF 1200 baud (Standard, 1200/2200 Hz)
- **Shift between tones:** 1000 Hz
- **Receive mode:** NFM
- **Character set:** ASCII-8
- **TX Frequency:** 1700 Hz
- **RX Frequency:** 1700 Hz

3.3 Secuencias y formato de comunicación

Todas las secuencias utilizadas en este protocolo tienen que cumplir unas reglas determinadas para un buen funcionamiento. Existen tres tipos de estructuras que pueden ser procesadas por un sistema TT&C:

1. **Telecomando:** las tramas son enviadas entre la estación terrestre y el sistema TT&C. Este último las recibe y las procesa. La estructura de campos que se sigue es la explicada anteriormente.
2. **Comando:** los comandos son enviados entre el OBC¹⁰ y el sistema TT&C. Estas tramas son recibidas y procesadas por el sistema TT&C y están compuestas por una cadena ASCII finalizada siempre con un CR¹¹. No se requiere una estructura de trama definida.
3. **Mensaje:** las tramas se envían desde la estación terrestre hacia el ordenador a bordo y viceversa. En este caso, el sistema TT&C recibirá las tramas desde la estación terrestre y las desempaquetará y transmitirá la información al OBC.

¹⁰ On-Board Computer.

¹¹ Retorno de carro. Se representa como \r.

Los mensajes pueden ser vistos como una combinación entre telecomandos y comandos. Primero, la estación terrestre envía un telecomando al sistema TT&C y, después, la trama es desempaquetada y la información es transmitida al OBC como una cadena (como si fuera una respuesta a un comando). Entonces, la OBC procesa el mensaje.

Cuando los mensajes son enviados desde la OBC a la estación terrestre, la OBC envía al sistema TT&C un comando con la información que debe ser enviada a la estación terrestre. El sistema TT&C empaquetará esta información en una trama AX.25 y la enviará hacia la estación terrestre.

Cada tipo de telecomando y comando tiene un formato específico para asegurar que el receptor lo entiende adecuadamente. Para entender los diagramas de secuencias que van a aparecer en estas páginas, hay que tener en cuenta que el eje vertical representa el tiempo de procesamiento, en sentido desde arriba hacia abajo. Sin embargo, el eje horizontal muestra los elementos que están involucrados en la interacción: GS (estación terrestre), TT&C (sistema de telemetría y control) y OBS (ordenador a bordo). Como es habitual, el orden de aparición de los elementos es de izquierda a derecha.

3.3.1 Telecomando

Las secuencias de telecomando son enviadas por la estación terrena (GS), siendo recibidas y procesadas por el satélite TT&C. Además, el satélite envía una trama ACK, para confirmar al segmento terrestre que se ha recibido y procesado correctamente. Sin embargo, también el satélite también puede transmitir un ACK si necesita algún dato, con el fin de que se lo proporcione GS. En caso de que algo falle en la comunicación, se solicitará retransmisión al transmisor, por medio de un NACK.

Flag	Dest. Address	Sour. Address	Rept. Address	Control	Prot. ID	Info Field	FCS	Flag
01111110	Satellite Address	GS Address	Repeater Address	03	F0	“xYY\” ¹²	XX	01111110

Tabla 7 Campos de la trama de telecomando.

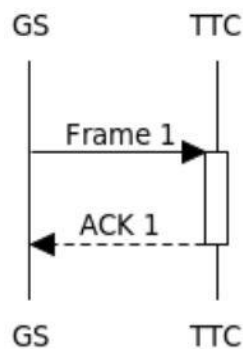


Ilustración 5 Comunicación de tramas de telecomando.

¹² Información presente en tablas.

3.3.2 Comando

Las secuencias de comando se construyen con cadenas que contienen caracteres ASCII y que se envían desde el OBC hasta el satélite. A diferencia de las tramas de telecomando, el ordenador a bordo es el que transmite las secuencias de comando hacia el satélite, confirmando éste su recepción con un ACK, como se ha enunciado anteriormente.

El sistema TT&C recibe el comando como una cadena ASCII, seguido del conjunto de parámetros requeridos en binario, y son procesados. El ACK contendrá la contestación del comando. Para finalizar la comunicación, el sistema de telecomando recibirá un retorno de carro (CR, \r), que indicará el final de la cadena.

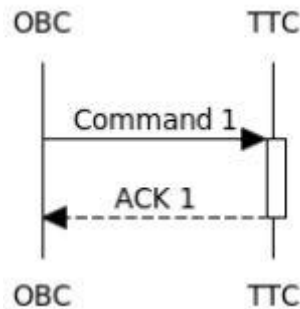


Ilustración 6 Comunicación de tramas de comando.

Un ejemplo de comunicación es el siguiente, donde el listado de comandos válidos pueden consultarse en la documentación:

Command ID string + '\r' + [param1]...[paramN]

3.3.3 Mensaje

En caso de que la GS envíe un mensaje al OBC y viceversa, el sistema TT&C solo procesará el correspondiente telecomando recibido para empaquetar o desempaquetar el campo de información correspondiente (eliminando o añadiendo el campo FCS, en el caso correspondiente).

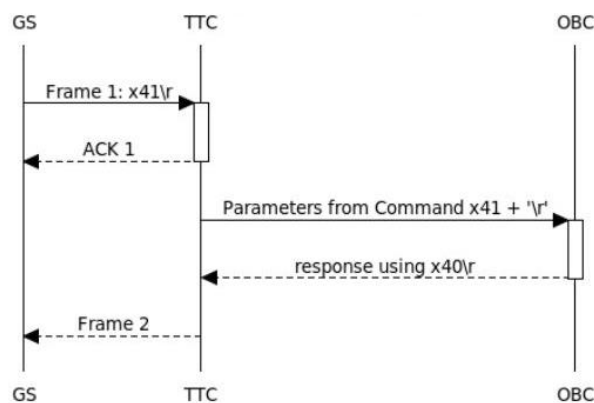


Ilustración 7 Comunicación de tramas de mensaje desde GS hacia OBC.

Como se observa, para enviar un mensaje al OBC, la GS envía el telecomando “x4I\r”. Una vez recibida esta trama en el TTC, enviará un ACK a la GS y el contenido del mensaje será extraído y enviado al OBC, en una cadena ASCII finalizada con un retorno de carro (CR).

En el caso inverso, el envío de mensajes desde el OBC hacia la GS, el OBC puede enviar el telecomando “x4O\r” con el mensaje a transmitir, siendo empaquetado en una trama cumpliendo las reglas del protocolo AX.25. A su paso por el sistema TT&C, se sigue un procedimiento similar al explicado para el anterior caso.

Capítulo 4. Utilización de MixW

4.1 Introducción e historia

MixW¹³ es un *software* para radioaficionados multimodo y digital que permite la decodificación y el *logging* de paquetes de radiofrecuencia, entre otras funcionalidades. Funciona sobre la plataforma Windows® y utiliza la tarjeta de sonido del ordenador para obtener la señal desde el transceptor para poder ejercer, así, la función de TNC (controlador del nodo terminal) o módem.

El nacimiento de este proyecto de *software* se remonta a 1992; entonces Mix 221 solo soportaba el modo RTTY¹⁴, utilizando un módem externo. Años más tarde, en 1998, MixWin soportaba cinco modos: SSB, PSK31, RTTY, PACKET y CW, usando la tarjeta de sonido del ordenador. Esta versión se mejoró bastante, puesto que se añadieron mapas, macros, logs, sistema CAT¹⁵, etc... En 2002, el proyecto culminó en MixW 1.45, en el que se introdujo la visualización panorámica del espectro. A partir de entonces, el paquete se ha ido mejorando, introduciendo mejoras y modos nuevos.

4.2 Modos utilizados

En esta aplicación concreta, únicamente van a ser de utilidad los modos RTTY y *Packet*. Sin embargo, en las simulaciones realizadas en esta memoria únicamente se va a involucrar el modo *Packet*, puesto que los recursos que se disponen para la realización de este proyecto son limitados, y este modo únicamente requiere la utilización de un ordenador con el *software* adecuado y una tarjeta de sonido.

4.2.1 Modo RTTY

RTTY o radioteletipo es un modo de comunicación directo extremo a extremo que utiliza el código Baudot (o Murray). Este modo se popularizó entre muchos radioaficionados después de la Segunda Guerra Mundial, cuando las máquinas RTTY llegaron a tener un coste razonable. Estas máquinas tenían un teclado de cinco teclas¹⁶ como entrada y un rollo de papel para la salida impresa. Como es bien sabido, los transmisores que utilizan el código Morse activan y desactivan su transmisión para diferenciar las rayas de los puntos. Esta técnica intermitente no es la más adecuada, puesto que puede haber interferencias con señales estáticas. Sin embargo, en alta frecuencia suele utilizarse la modulación digital FSK, donde el transmisor

¹³ <http://mixw.net/>

¹⁴ Radioteletipo.

¹⁵ Computed-Assisted Translation

¹⁶ Cada tecla representaba un bit de la señal de cinco estados

de radioteletipo transmite continuamente, utilizando dos frecuencias distintas, convencionalmente conocidas como *Mark* y *Space*.



Ilustración 8 Espectro teórico BFSK.

En FSK, la señal moduladora es un tren de pulsos binarios que varía entre dos valores de tensión discretos. La señal moduladora hace variar la frecuencia de portadora, de tal forma que la señal resultante es codificada mediante la asociación de distintos valores de frecuencia. Cada vez que hay que enviar una ‘marca’ (‘1’ binario), el transmisor desplaza la señal a una frecuencia superior, revirtiendo el efecto hacia una frecuencia inferior si hay que transmitir un ‘espacio’ (‘0’ binario). Este desplazamiento suele ser de unos 170 Hz para radioaficionados, aunque la mayoría de los dispositivos comerciales de RTTY usan desplazamientos de entre 425 y 850 Hz. Hay que tener en cuenta que la mayoría de sistemas de estas características utilizan AFSK, incluido el Politech.1, que es objeto de análisis en esta memoria. En este caso, la estación transmisora generará los tonos de audio *Mark* y *Space*, que serán procesados en el receptor.

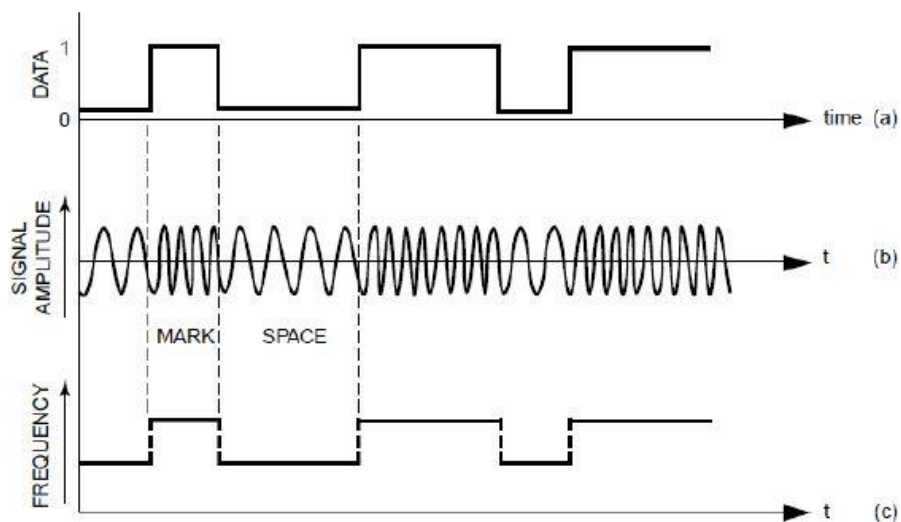


Ilustración 9 Señales en BFSK.

4.2.2 Modo Packet

Los radiopaquetes nacieron a mediados de los años sesenta, pero en las bandas de VHF fueron vistos por primera vez en el año 1978. Este modo tenía como objetivo principal mejorar las comunicaciones vía radio, puesto que tienen como ventaja la multiplexación del canal radio, la detección y corrección de errores, así como un incremento en la distancia máxima de transmisión.

Se requiere un transceptor de VHF, un terminal (ordenador) y un TNC (*Terminal Node Controller*). Generalmente, los dos primeros dispositivos son bastante comunes. Sin embargo, el TNC es la parte que normalmente se compra, costando de media unos 270€. Este dispositivo es una caja negra que enlaza el ordenador y la radio, convirtiendo los datos del ordenador a tonos AFSK para poder realizar la transmisión, realizando también la operación inversa. Para cumplir su cometido, el TNC lleva un módem integrado, que permite la conversión de señales digitales en analógicas y viceversa.

Este método de comunicación puede ser directo o indirecto. La transmisión puede trabajar de teclado a teclado de forma instantánea (modo directo) o puede utilizar buzones electrónicos o sistemas BBS¹⁷. Uno de las principales ventajas es que la comunicación está libre de errores por los mecanismos de comprobación de errores utilizados. En caso de que alguna trama contenga algún error, se rechazará y se realizará una retransmisión.

Los datos son enviados en paquetes. Cada paquete contiene el indicativo de dirección de destino y de origen. Además, se incluye la ruta que se sigue entre las dos estaciones, así como información que será utilizada por los mecanismos de comprobación de errores. Como máximo, se pueden incluir 256 caracteres en cada paquete para que sean transmitidos en cuestión de segundos.

Siguiendo las especificaciones detalladas anteriormente, que condicionarán el proyecto, se configurará

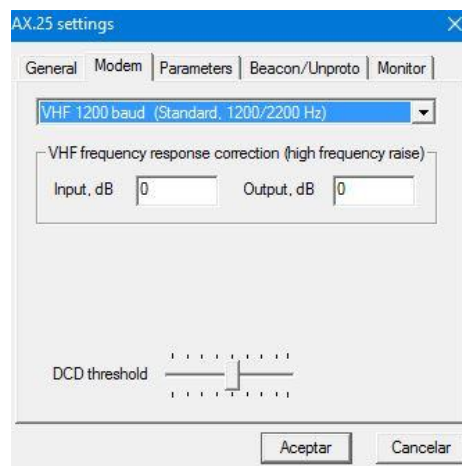


Ilustración 10 Configuración del protocolo AX.25 en *MixW*. Modulación AFSK (binaria).

¹⁷ *Bulletin Board System* ≡ Sistema de Tablón de Anuncios.

Capítulo 5. Calidad del enlace

5.1 Introducción

Cuando se fabrica un objeto o se presta un servicio de cualquier ámbito, siempre se busca proporcionar una calidad determinada mínima con el objetivo de satisfacer una calidad conformada entre el usuario y el fabricante o proveedor. En el sector de las telecomunicaciones se utiliza ampliamente este término, con el mote de ‘Calidad de Servicio’ (QoS). A fin de cuentas, es una medida directa de la eficiencia del sistema de telecomunicación utilizado. En este punto de la memoria se hablará de calidad de enlace del sistema de comunicaciones. Con el objetivo de determinar la calidad de un enlace, de forma generalizada se adopta el criterio de la tasa de error de bit (*Bit Error Rate* \equiv BER). Este parámetro se define como el número de errores de bit por unidad de tiempo. Sin embargo, en comunicaciones vía radio orientadas para el transporte de paquetes se utiliza, prácticamente, de forma globalizada la tasa de error de paquete (*Packet Error Rate* \equiv PER). Este valor característico se define como el número de paquetes perdidos después de los mecanismos de corrección de errores (FEC¹⁸) dividido entre el número total de paquetes transmitidos.

$$PER = \frac{\text{paquetes_perdidos} + \text{errores CRC}}{\text{paquetes_transmitidos}} \cdot 100 [\%] \quad (5.1)$$

Sin embargo, el parámetro que relaciona los paquetes perdidos en el canal con los transmitidos es muy simple y a partir de él se pueden extraer pocas conclusiones sobre el comportamiento del sistema. Usualmente suele utilizarse el BER, existiendo métodos matemáticos que lo relacionan con el PER y con otros parámetros, como es la sensibilidad en recepción. En el artículo *IEEE Std 802.16-2009*¹⁹ se indica que se puede utilizar el BER para calcular la sensibilidad del receptor. No obstante, para este calcular este parámetro se restringe que el BER medido después del FEC debe ser menos que 10^{-6} , convirtiéndose en una restricción que dificulta el mecanismo de estimación de la sensibilidad. Por ello, habrá que escoger un algoritmo alternativo, que utilice el PER en lugar del BER. El motivo de esto es que el BER debe medirse después de la corrección de errores (FEC) y, al no disponer de la placa de *test* para realizar las medidas de errores de bit, no es posible realizar esta estimación mediante el método enunciado.

A pesar de ello, como se dijo antes, es más práctico en este caso utilizar el PER como parámetro, ya que este método no requiere el bloque FEC (que viene integrado en la placa

¹⁸ *Forward Error Correction.*

¹⁹ Sección 8.3.11.1.

receptora) pudiendo extrapolar esta información para obtener el BER, con el objetivo de determinar la sensibilidad del receptor.

La relación existente entre el PER y el BER es la siguiente:

$$PER = 1 - (1 - BER)^n \quad (5.2)$$

Donde n es el tamaño del paquete definido como el tamaño de una unidad del bloque FEC.

Normalmente resulta interesante en transmisiones de datos trabajar con la relación energía por bit *versus* densidad espectral de potencia de ruido (E_b/N_0), ya que normalmente en la bibliografía que se puede encontrar se emplean estas medidas y es más sencillo realizar las comparaciones con el mismo orden de magnitud. Como en las simulaciones aquí realizadas se va a trabajar con la relación señal-a-ruido (SNR), se deberá realizar la conversión oportuna. Hay que tener en cuenta que E_b/N_0 es una medida de la SNR normalizada y que también se conoce como “SNR por bit”. En este proyecto resultará interesante, puesto que se podrán comparar las BER de distintos esquemas de modulación, sin tener en cuenta el ancho de banda, por ser una medida adimensional.

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{f_s}{B} \quad (5.3) \\ \frac{S}{N_{dB}} &= 10 \log \frac{E_b}{N_0} + 10 \log \frac{f_s}{B} \\ \frac{E_b}{N_{0dB}} &= -\frac{S}{N_{dB}} + 10 \log \frac{f_s}{B} \end{aligned}$$

Donde f_s es la tasa de símbolos y B es el ancho de banda del canal.

5.2 Estimación de los paquetes recibidos

5.2.1 Introducción

Todo lo anterior está basado en expresiones analíticas que serán utilizadas para calcular el BER para un conjunto de relaciones señal-a-ruido y la sensibilidad del sistema de comunicaciones espaciales que se está tratando, el Politech.1. Sin embargo, como todavía no se dispone de la placa que irá en el sistema embarcado, puesto que no se ha fabricado una versión estable en la que se puedan realizar medidas fiables, se realizarán simulaciones mediante *software* para estimar los parámetros que deben configurarse antes de la puesta en órbita del satélite.

Como punto de partida, se ha tomado un fichero de audio que ha sido generado con el programa MixW y que contiene una trama con el indicativo del Politech.1 y un mensaje determinado. Cuando se recibe esta trama, en pantalla se observa la siguiente cadena de caracteres:

```
POLITECH1040820148BF4707BF0B21AA0CB95091C91F64254B255F8DAD20E186B4A
AA81972889DCE1480D861C9473D601EB9BC2F153F2ABBE1E9C49C0821BDC609024D
FD53ED546EEAA5CD8885BFFC5C3243A2ECF8BF950160652F36F8AAC191E6E4A0111
BA2DA223D2442ECCB96B2310028B5D975DFC7059055F25A4BD9BD4
```

Es importante comprobar que MixW quede adecuadamente configurado para poder recibir tramas desde la tarjeta de sonido. A modo de prueba, para verificar que se establece la transmisión y recepción del enlace simulado, en modo *Packet* se configurará la modulación BFSK (en el rango de frecuencias audible AFSK), siguiendo la siguiente ruta de menú: Mode / Mode settings / Modem / VHF 1200 baud (Standard, 1200/2200 Hz), como se indicó en las páginas anteriores. Además, en la configuración de los Dispositivos de grabación de *Windows*® habrá que establecer como predeterminado el dispositivo ‘Mezcla estéreo’ (o *Stereo Mix*), con el objetivo de que el audio de salida sea dirigido hacia la entrada del ordenador, de forma que se crea un dispositivo virtual de grabación. En concreto, el audio reproducido por MATLAB servirá como entrada a MixW, que es el receptor virtual.

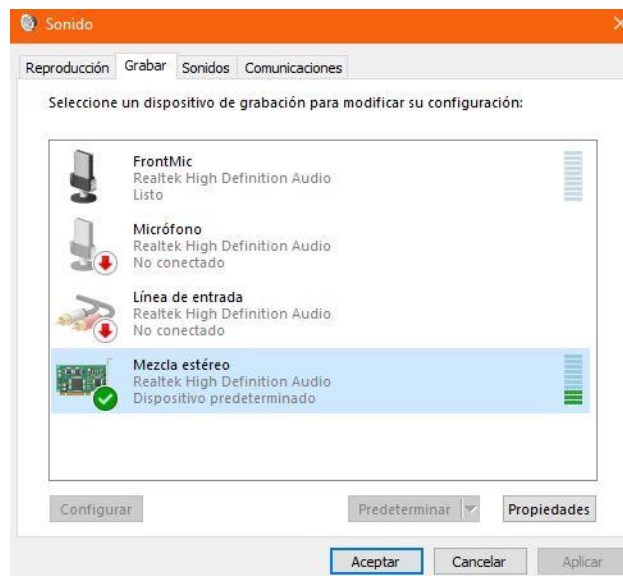


Ilustración 11 Configuración dispositivos de grabación.

Con el fin de poder verificar si se ha configurado correctamente MixW y las preferencias relativas a la tarjeta de sonido, se reproduce en MATLAB la trama, siguiendo los siguientes comandos:

```
[x, Fs] = wavread('tramaPolitech.wav');
sound(x, Fs);
```

Recibiendo en MixW:

```
POLITECH1040820148BF4707BF0B21AA0CB95091C91F64254B255F8DAD20E186B4
AAA81972889DCE1480D861C9473D601EB9BC2F153F2ABBE1E9C49C0821BDC60902
4DFD53ED546EEAA5CD8885BF5C3243A2ECF8BF950160652F36F8AAC191E6E4A
0111BA2DA223D2442ECCB96B2310028B5D975DFC7059055F25A4BD9BD4
```

Que se trata de la secuencia reproducida en MATLAB, sin ningún error. Es importante destacar que se está utilizando una modulación digital y mecanismos de corrección de errores (FEC). Por ello, en el mensaje decodificado no se va a encontrar en ningún momento algún

error, ya que son corregidos. En caso de que haya demasiados errores y no se pueda proceder a la corrección de los mismos, directamente no habrá en recepción ningún mensaje decodificado; todo depende de la capacidad de corrección del FEC y de los agentes que interfieren en el canal radio.

Como el objetivo de la simulación que se va a realizar es calcular el BER a partir del PER en función de la relación señal a ruido (SNR), también se establecerá el umbral de detección, basándose en unas especificaciones de calidad mínimas. Con ese objetivo, se transmitirán numerosas tramas a las que se añadirá ruido aditivo, blanco y gaussiano (AWGN) con diferentes relaciones señal-a-ruido. MATLAB permite superponer de una forma sencilla este tipo de ruido a una señal dada, con la sintaxis siguiente:

```
y=awgn(x, SNR, 'measured')';
```

Donde con la etiqueta '*measured*' se le indica a MATLAB que debe calcular la potencia de la señal de entrada. En caso de que no se pusiera esta etiqueta, el *software* asumiría que tiene una potencia de entrada de 0 dBW, lo que supondría una suposición no realista. MATLAB estima la potencia de la señal de entrada gracias a la instrucción que viene implícita en el *label* '*measured*', que no es más que la definición de potencia de señal:

```
power = (norm(x)^2)/length(x);
```

Siguiendo estas directrices, se simulará la recepción de tramas a las que se ha ido añadiendo ruido AWGN de diversas relaciones señal-a-ruido. Inicialmente, se conjetura que si se disminuye la SNR, el ruido aumenta en relación con la señal, que supondrá una mayor tasa de error de bit (BER). En caso contrario, si se aumenta la SNR, el ruido disminuirá en relación con la señal, lo que supondrá un descenso del BER. Esta suposición se ha gestado a partir de los conceptos de umbral de detección, tasa de error de bit y relación señal-a-ruido.

Como las tasas de error de bit (BER) son normalmente en el peor de los casos del orden de 10^{-3} , es necesario realizar muchas iteraciones para tener una estimación más certera. En este caso, se ha decidido que en cada simulación se van a realizar 1200 realizaciones. Para hacerlo efectivo, se utilizará esta instrucción en MATLAB que estará contenida en un bucle '*for*', que permitirá que la trama a la que se ha añadido ruido AWGN con un determinado SNR se reproduzca 1200 veces. De esta manera, a partir de una determinada SNR, en cada iteración se calculará de manera aleatoria un ruido AWGN y se reproducirá el vector de muestras generado, consiguiendo independencia estadística entre las distintas iteraciones, puesto que son procesos aleatorios independientes.

Este análisis se va a realizar para una serie de modulaciones típicas en los CubeSAT's, de forma que se justificará también qué modulación es más beneficiosa para el buen funcionamiento del sistema.

5.2.2 Modulación BFSK

La modulación BFSK (*Binary Frequency Shift Keying*) utiliza dos frecuencias diferentes para cada símbolo. Se utiliza una frecuencia para el pulso de valor alto de la señal moduladora y otra frecuencia menor para el de valor bajo. Tradicionalmente, en radiofrecuencia se ha llamado al valor alto marca (*mark*) y al valor bajo espacio (*space*). La implementación

física de esta modulación se realiza mediante un VCO, que es un oscilador cuya frecuencia es controlada por tensión.

Es una modulación ampliamente utilizada en comunicaciones espaciales por su robustez, porque la protección contra el ruido y las interferencias es mayor, consiguiendo un comportamiento más eficiente. La trama del Politech.1 está modulada en AFSK (FSK en las bandas audibles). Por ello, el código a ejecutar en MATLAB es muy sencillo:

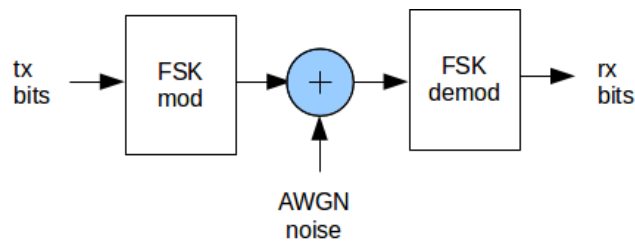


Ilustración 12 Diagrama de bloques del experimento.

```

[x, Fs] = wavread('tramaPolitech.wav');
contador=0;
for contador=0:1199;
    y=awgn(x, SNR, 'measured')';
    sound(y, Fs);
end
  
```

Tabla 8 Código MATLAB BFSK.

De forma paralela, hay que indicarle a MixW que ha de almacenar los datos recibidos en un archivo de texto, llamado *log*. Para ello, hay que seguir la siguiente ruta de menú: File / RX Log / Open RX Log File y seleccionar dónde se guardará el archivo y con qué nombre. Una vez se realice esto y se ejecuten los comandos anteriores en MATLAB, se iniciará la simulación, dada una relación señal a ruido determinada. Cabe destacar que cada simulación dura casi tres horas, lo que impide poder obtener muchas realizaciones para definir mejor el comportamiento del sistema en la zona cercana al umbral de detección. Tras cada simulación, se abre el archivo RX_Log con un editor de texto y se realiza la contabilidad de los mensajes que se han recibido, calculando en Excel las tasas de error de bit obtenidas.

Teniendo en cuenta la definición de la relación de paquetes erróneos:

$$PER = \frac{\text{paquetes_perdidos} + \text{errores CRC}}{\text{paquetes_transmitidos}} \quad (5.4)$$

Que se puede reescribir como:

$$PER = \frac{1200 - \text{paquetes_recibidos}}{1200}$$

Hay que tener en cuenta que el comportamiento de este proceso es completamente aleatorio. Esto se debe a que se ha añadido ruido AWGN, que tiene las siguientes características:

1. Aditivo: porque se suma a cualquier fuente de ruido que puede ser intrínseca al sistema de comunicación.
2. Blanco: porque la respuesta espectral es plana para cualquier frecuencia (en el espectro visible, este hecho se traduce en luz blanca).
3. Gaussiano: porque tiene una distribución normal (o gaussiana) en el dominio del tiempo, cuya media es nula.

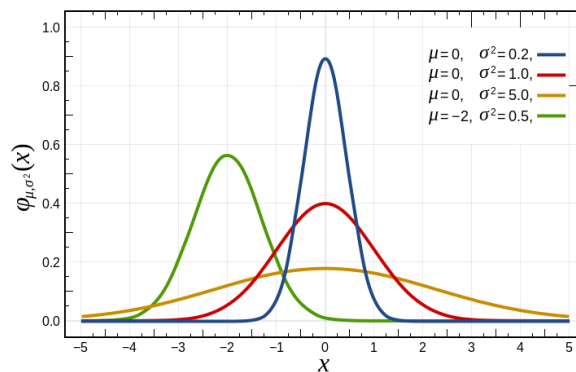


Ilustración 13: Función de densidad de probabilidad de una distribución normal

Por todo lo anterior, se puede enunciar como conjetura inicial que se van a obtener resultados completamente aleatorios, lo que puede dificultar el desarrollo de este proyecto, debido a que en cada iteración se obtendrán resultados distintos. También hay que tener en cuenta que cuantas más realizaciones se hagan de cada simulación, se obtendrán resultados más fieles a la realidad.

5.2.2.1 Estimación experimental

A continuación se observa el número de paquetes recibidos en función del SNR del ruido AWGN añadido a la trama transmitida, junto con la representación gráfica realizada en MATLAB. Así mismo, se ha calculado el PER, de la forma indicada en las líneas anteriores.

SNR (dB)	Paq_RX	PER
-10,1	0	1
-10	4	0,99666667
-9,8	16	0,98666667
-9,7	30	0,975
-9,6	50	0,95833333
-9,5	66	0,945
-9,4	80	0,93333333
-9,3	150	0,875
-9,2	200	0,83333333
-9	265	0,77916667
-8,9	334	0,72166667

-8,75	389	0,67583333
-8,5	603	0,4975
-8,25	753	0,3725
-8	820	0,31666667
-7,5	1003	0,16416667
-7	1100	0,08333333
-6,5	1150	0,04166667
-6	1170	0,025
-5	1180	0,01666667
-4,5	1190	0,00833333
-4	1198	0,00166667
-3,5	1195	0,00416667
-3	1199	0,00083333
-2,5	1198	0,00166667
-2	1194	0,005
-1	1197	0,0025
0	1199	0,00083333
1	1199	0,00083333
2	1198	0,00166667
3	1194	0,005
4	1192	0,00666667
5	1197	0,0025
6	1199	0,00083333
7	1196	0,00333333
8	1193	0,00583333
10	1200	0

Tabla 9 Paquetes recibidos y PER en función de la SNR en BFSK.

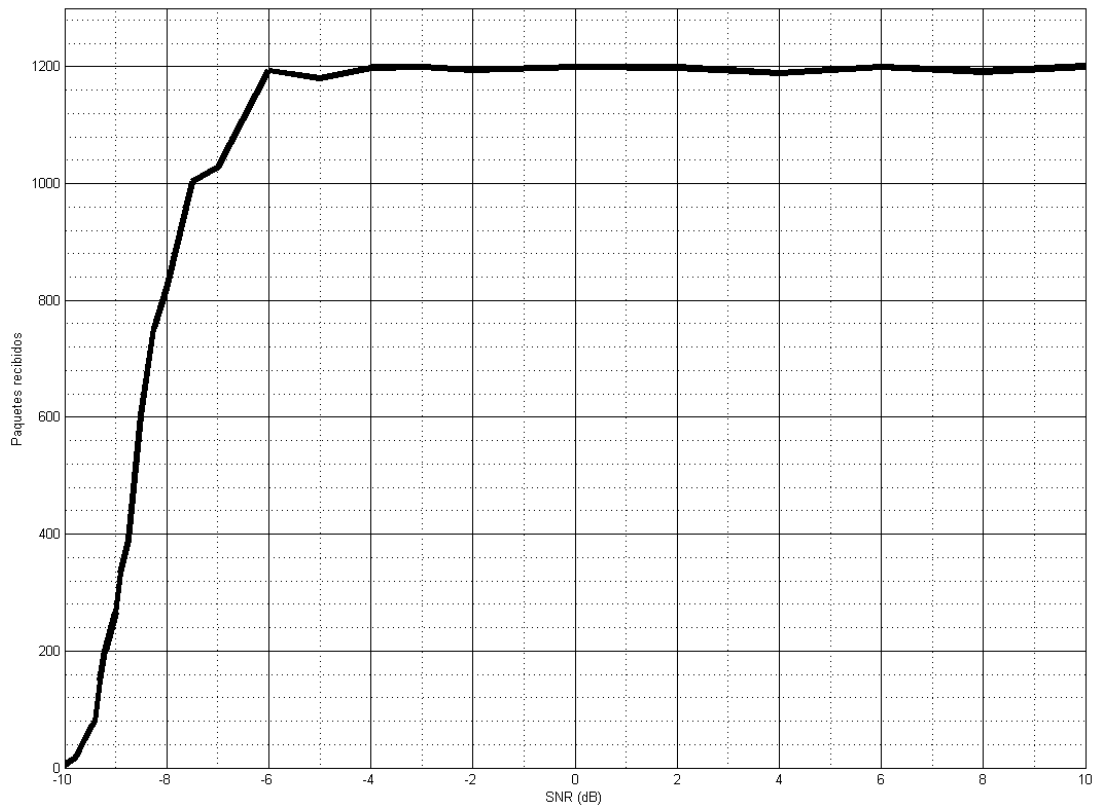


Ilustración 14 Representación gráfica de los paquetes recibidos en función de la SNR (BSFK)

La gráfica superior concuerda con la premisa inicial, puesto que tiene el comportamiento que se puede predecir a partir del Teorema de Shannon. A medida que se aumenta la SNR, aumenta la capacidad del canal. Esto es, aumenta el número de bits que se pueden transmitir por el canal y, por ende, el número de paquetes recibidos:

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.5)$$

Conforme se aumenta la relación señal-a-ruido, se van perdiendo menos paquetes en el canal de transmisión, obteniendo mejores resultados, confirmando la premisa inicial establecida. Esto se debe a que la potencia de señal útil crece y la potencia de ruido decrece a medida que se aumenta la relación SNR. Por el contrario, si la SNR disminuye, la potencia de señal decrece y al crecer la potencia de ruido pueden darse efectos que alteren la señal útil, como el enmascaramiento, lo que perjudica a la tasa de paquetes recibidos.

En la gráfica, la evolución de paquetes recibidos es creciente y gradual hasta una SNR determinada, a partir de la cual se estabiliza y casi no se pierden paquetes. Visualmente se observa que el punto de estabilización se encuentra en -6.5 dB. En definitiva, si se quiere obtener una tasa de recepción de paquetes elevada, el ruido que introduce el canal no deberá ser superior a un valor determinado. Es sencillo calcular este valor conociendo la potencia de la señal útil y la relación señal-a-ruido.

5.2.2.2 Estimación analítica

5.2.2.2.1 Modelo exponencial

Cuando se realiza un experimento o una simulación, para interpretar y analizar los datos es usual representarlos y obtener una fórmula matemática que permita obtener resultados analíticos, con el mínimo error posible. Por esta vía, se obtendrán modelos analíticos representativos de las simulaciones que servirán de guía para la parte práctica de las medidas del sistema. Se podrán estimar los parámetros del sistema para cualquier situación dada. Además, con las expresiones que se van a obtener, se podrán comparar los resultados obtenidos a partir de las simulaciones con los medidos en la realidad.

En este caso, se ha hecho uso de una herramienta muy potente de MATLAB para obtener las curvas de tendencia de las gráficas. Se trata de la herramienta 'Curve Fitting Tool'.

Inicialmente, a partir del comportamiento de la gráfica anterior se ha llegado a la conclusión de que una función exponencial podría adaptarse de una manera adecuada a la curva representada. Con tal de realizar este ajuste, se ha introducido en la citada herramienta de MATLAB la fórmula genérica de la curva esperada:

$$f(x) = a \cdot e^{-b \cdot x} + c$$

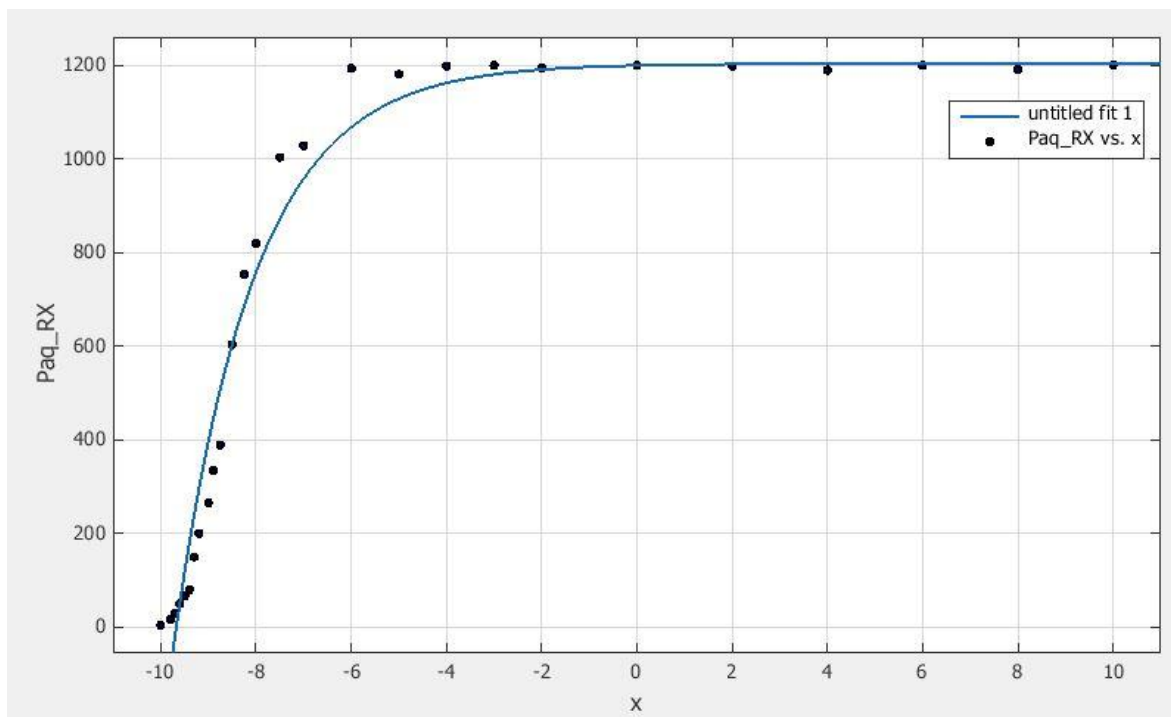


Ilustración 15 Representación gráfica del ajuste exponencial (PAQ_RX).

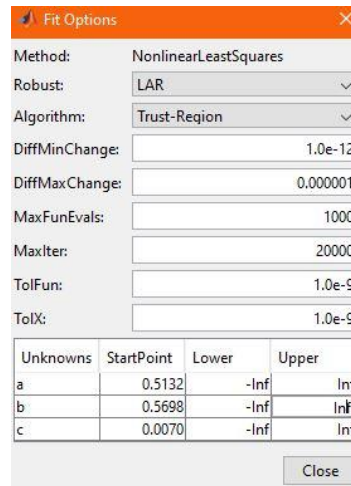


Ilustración 16 Parámetros de ajuste en MATLAB para el modelo exponencial (PAQ_RX).

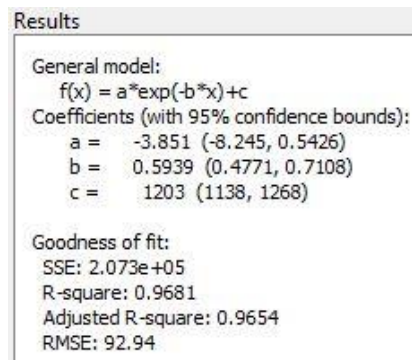


Ilustración 17 Layout de MATLAB para el modelo exponencial (PAQ_RX).

Siguiendo la configuración de ajuste que se visualiza en las ilustraciones, se obtiene la función matemática siguiente:

$$f(x) = a \cdot e^{-b \cdot x} + c$$

$$f(x) = -3.851 \cdot e^{-0.5939 \cdot x} + 1203$$

$$\text{paquetes_recibidos} = -3.851 \cdot e^{-0.5939 \cdot \text{SNR}} + 1203$$

Visualmente se aprecia que la curva de ajuste se adapta francamente bien a los puntos obtenidos de la simulación. Para comprobar la calidad del modelo de ajuste, nos podemos fijar en el coeficiente de determinación²⁰ (r^2), teniendo en cuenta la proporción de variación de los resultados a explicar con dicho modelo. Según la ventana de resultados de la herramienta de MATLAB, r^2 es igual a 0.9681, que es muy cercano a la unidad, lo que significa que la línea de tendencia calculada se ajusta muy bien. Otro parámetro de interés para comprobar la calidad del ajuste es la desviación de la raíz cuadrada media de un estimador (RMSE) que, en cierto modo, intenta reflejar la diferencia entre el estimador y lo que se estima. Sin embargo, normalmente se suele utilizar la desviación típica (σ), que es una medida de la dispersión y se define como la raíz cuadrada del RMSE. Así pues, se obtiene para este caso una desviación típica $\sigma = 9.64$. En

²⁰ R-square, en el informe de resultados de MATLAB.

definitiva, de promedio los datos distan de la media aritmética 9.64. Teniendo en cuenta la magnitud del número de paquetes transmitidos, que es 1200, 9.64 es insignificante, lo que supone que el modelo utilizado se ajusta a los datos con un error muy bajo.

A continuación, se tratará de determinar analíticamente a partir de qué SNR se reciben 1200 paquetes, es decir, todos los transmitidos. Sustituyendo, se tiene:

$$1200 = -3.851 \cdot e^{-0.5939 \cdot SNR} + 1203$$

$$SNR = 0.4204 \text{ dB}$$

Visualmente se puede observar que a partir de SNR's mayores que -6 dB el número de paquetes recibidos es casi 1200. Sin embargo, el modelo de ajuste exponencial descrito anteriormente predice que hasta una SNR de 0.4204 dB no se recibirán todos los paquetes, teóricamente. Este hecho, supone una carencia en el modelo de ajuste. En concreto, este modelo no se ajusta demasiado bien en el rango de las abscisas comprendido entre -8 y -3 dB. Por ello, se tratará en las líneas posteriores de obtener un ajuste más fiel a las simulaciones. Por el contrario, el ajuste exponencial es fiel a la simulaciones para el rango de SNR's comprendido entre -10 y -8dB y para SNR mayores que -3dB.

5.2.2.2.2 Modelo polinómico

Para solucionar el problema presentado anteriormente, se ha buscado otro modelo de ajuste que pueda subsanar la carencia que tenía la anterior expresión analítica. Un modelo que se ajusta con una alta fidelidad es el polinómico. Como consecuencia, la expresión obtenida tiene una complejidad bastante elevada para que el ajuste sea bueno. En este caso, se ha aproximado la curva obtenida a partir de las simulaciones por un modelo polinómico de orden 9, de la forma:

$$f(x) = a \cdot x^9 + b \cdot x^8 + c \cdot x^7 + d \cdot x^6 + e \cdot x^5 + f \cdot x^4 + g \cdot x^3 + h \cdot x^2 + i \cdot x + j$$

Con el fin de obtener los coeficientes adecuados para el ajuste, en este caso se ha activado la opción de MATLAB de regresión robusta para conseguir un modelo más fiel. La robustez de un algoritmo de estimación se refiere a su condición para conseguir estimaciones que no sean demasiado sensibles a los errores producidos en los supuestos iniciales. En esta aplicación es muy interesante que la regresión sea robusta, debido a que las simulaciones tratan de plasmar varios experimentos envueltos en procesos aleatorios, donde hay variabilidad en cada realización y, por tanto, un cierto error. En definitiva, se usará la estimación robusta porque proporcionará mejores estimaciones ante el proceso aleatorio que nos envuelve, en canal de radio.

Algunas de las variables aleatorias que están presentes en esta clase de canal son: ruido, interferencia entre símbolos, fading, dispersión, multicamino, doppler, atenuación, interferencias, entre otras. Sin embargo, en las simulaciones realizadas únicamente se ha caracterizado el canal por el ruido que éste introduce. Por ello, como el ruido AWGN también es un proceso aleatorio, sigue siendo aplicable la utilización de la estimación robusta. Para llevar a cabo esta estimación, MATLAB dispone de dos algoritmos: LAR (*Least Absolute Residuals*) y *Bisquare Weights*. El primero encuentra una curva que minimice la diferencia absoluta de los residuos, en lugar de las diferencias al cuadrado. Sin embargo, el segundo minimiza la suma ponderada de los cuadrados, lo cual minimiza de forma directa las distancias entre los puntos y la curva. Normalmente, se utiliza el *Bisquare Weights*, puesto que se consigue

en general una curva que se ajuste a la mayor parte de los datos. Por las razones expuestas, se ha escogido este algoritmo de ajuste por regresión robusta.

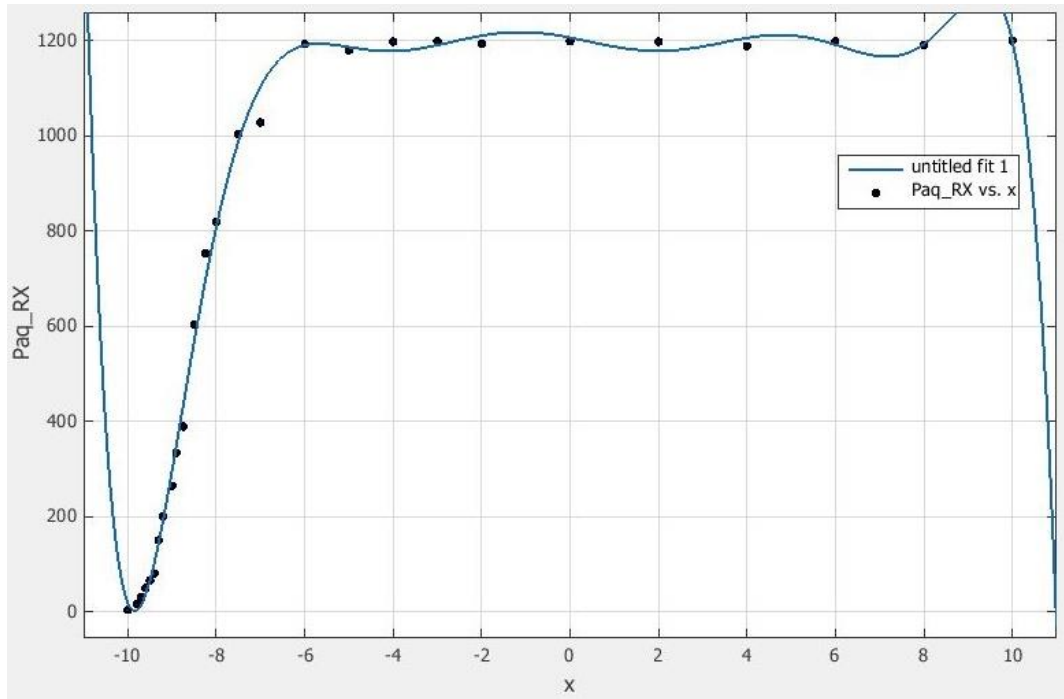


Ilustración 18 Representación gráfica del ajuste polinómico (PAQ_RX).

```

Linear model Poly9:
f(x) = p1*x^9 + p2*x^8 + p3*x^7 + p4*x^6 +
       p5*x^5 + p6*x^4 + p7*x^3 + p8*x^2 + p9*x + p10
where x is normalized by mean -4.904 and std 6.01
Coefficients (with 95% confidence bounds):
p1 = -124.9 (-202.3, -47.47)
p2 = 975.9 (466.2, 1486)
p3 = -2697 (-3756, -1637)
p4 = 2597 (1978, 3216)
p5 = 1166 (-255.4, 2588)
p6 = -3633 (-4706, -2560)
p7 = 1698 (966.9, 2429)
p8 = 107.1 (-330.9, 545.1)
p9 = -88.97 (-237.1, 59.18)
p10 = 1185 (1144, 1227)

Goodness of fit:
SSE: 1.746e+04
R-square: 0.9973
Adjusted R-square: 0.9959
RMSE: 32.04
    
```

Ilustración 19 Layout de MATLAB para el modelo polinómico (PAQ_RX).

De esta forma, se ha obtenido la curva de ajuste cuya expresión analítica es la siguiente:

$$f(x) = -124.9 \cdot x^9 + 975.9 \cdot x^8 - 2697 \cdot x^7 + 2597 \cdot x^6 + 1166 \cdot x^5 - 3633 \cdot x^4 + 1698 \cdot x^3 + 107.15 \cdot x^2 - 88.97 \cdot x + 1185$$

Visualmente se observa que la carencia que se tenía en el anterior modelo ha sido subsanada: el tramo comprendido entre -8 y -3dB se tiene un ajuste muy bueno con este modelo. Para una relación señal-a-ruido igual a -6dB, este modelo predice que se recibirán 1190 paquetes. Sin embargo, en el modelo exponencial este valor era de 1130 paquetes recibidos. Así

pues, se ha obtenido un modelo que se ajusta notablemente mejor a los datos de las simulaciones, en un rango que está comprendido entre -10 y 8 dB de SNR. Fuera de este rango, no es necesario obtener un modelo analítico, debido a que para relaciones señal-a-ruido menores de -10dB no se recibe ningún paquete (se pierden todos los transmitidos) y para mayores de 8 dB se reciben todos los paquetes transmitidos. Hasta ahora, se ha justificado que este modelo se adapta más a las simulaciones realizadas por lo que se ha observado en la representación gráfica. Sin embargo, para validar esta información es necesario observar también los parámetros del *report* de MATLAB. En este caso, se ha obtenido un RMSE igual a 32.04, cuando en el modelo exponencial era 92.94. Se puede concluir que se ha reducido el error de estimación con el modelo polinómico. De forma paralela, el coeficiente de determinación también ha sufrido una ligera mejoría. En el caso exponencial valía 0.9681 y en el exponencial su valor es 0.9973, que se acerca más a la unidad y, en consecuencia, indica que el modelo tiene una mejor calidad de predicción para predecir resultados.

Por lo tanto, para completar el modelo analítico polinómico de noveno orden, se puede enunciar que:

$$\text{paquetes recibidos} = \begin{cases} 0, & \text{si } SNR < -10 \text{ dB} \\ f(x), & \text{si } -10 < SNR < 8 \text{ dB} \\ 1200, & \text{si } SNR > 8 \text{ dB} \end{cases}$$

5.3 Estimación de la tasa de error de bit (BER)

5.3.1 Introducción

En este punto del capítulo, se tienen todos los datos necesarios para estimar la tasa de error de bit, parámetro muy importante para medir la calidad de enlace (o, calidad de servicio QoS) proporcionada. A partir de todos los datos obtenidos, se puede estimar el BER con la fórmula que se enunció anteriormente, en la ecuación 5.2:

$$PER = 1 - (1 - BER)^n$$

Donde n es igual a 2056 bits, el número máximo de bits que permite transmitir el protocolo AX.25.

Con el objetivo de determinar el número de bits, se ha tenido en cuenta lo explicado en el apartado de la descripción del protocolo AX.25 de esta memoria. El número de bits transmitidos se obtiene a partir de la suma total de los campos que componen cada trama (Flag, Address, Control, Info...). Antes de llegar a esta conclusión, se ha analizado el fichero de audio que contiene la trama transmitida (tramaPolitech.wav). Con Audacity, que es un editor de audio digital, se ha recortado con la mayor precisión posible la trama útil que contiene el archivo .wav, desechando trozos de audio en los que hay silencio total o únicamente ruido del canal. Finalmente, se ha conseguido una pista de audio de 1.75 s de duración. Teniendo en cuenta que la velocidad de transmisión es 1200 baudios, podrá obtenerse con una fácil operación matemática el número de bits transmitidos. Como la modulación utilizada es AFSK (FSK en frecuencias audibles), el número de bits por segundo coincide con los baudios, por ser un canal binario. De esta manera:

$$\text{bits} = 1200 \frac{\text{bits}}{\text{s}} \cdot 1.75 \text{ s} = 2100 \text{ bits}$$

Realmente, el resultado obtenido es ligeramente superior al número máximo de bits de una trama del protocolo AX.25, que es 2056. Sin embargo, teniendo en cuenta que se necesita una elevadísima precisión para alcanzar el valor exacto y el corte se ha realizado de forma aproximada con el puntero del ratón, se puede afirmar que se transmiten 2056 bits a través del canal, lo que se tendrá en cuenta para estimar la tasa de error de bit, como se ha dicho anteriormente.

5.3.2 Modulación BFSK

5.3.2.1 Estimación experimental

Basándose en la expresión anterior que relaciona el PER con el BER, se obtienen los siguientes datos, con la representación gráfica correspondiente:

SNR (dB)	BER
-10.1	1
-10	0,00277037
-9,8	0,00209774
-9,7	0,00179259
-9,6	0,00154455
-9,5	0,00140972
-9,4	0,00131628
-9,3	0,00101089
-9,2	0,0008711
-9	0,00073433
-8,9	0,00062186
-8,75	0,00054776
-8,5	0,00033465
-8,25	0,00022663
-8	0,00018518
-7,5	8,7217E-05
-7	4,232E-05
-6,5	2,07E-05
-6	1,2314E-05
-5	8,1746E-06
-4,5	4,0702E-06
-4	8,1131E-07
-3,5	2,0308E-06
-3	4,0549E-07
-2,5	8,1131E-07
-2	2,438E-06
-1	1,2175E-06
0	4,0549E-07
1	4,0549E-07
2	8,1131E-07

3	2,438E-06
4	3,2534E-06
5	1,2175E-06
6	4,0549E-07
7	1,624E-06
8	2,8455E-06

Tabla 10 BER en función de la SNR en BFSK.

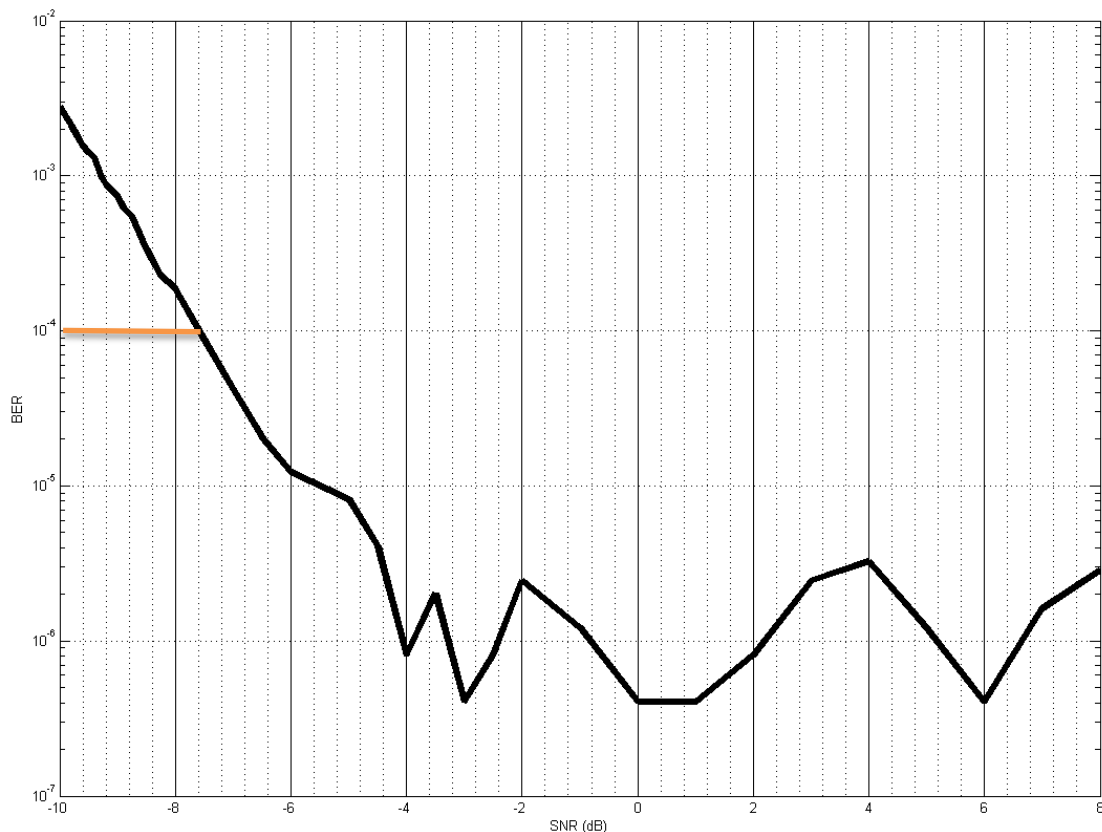


Ilustración 20 Representación gráfica de la BER en función de la SNR en BFSK.

Como es razonable, al aumentar la relación señal-a-ruido disminuye la tasa de error de bit. Para valores menores de -10 dB, se tiene que el BER es igual a la unidad. A partir de -4 dB de SNR, el BER parece estabilizarse alrededor de un valor, que es igual a 10^{-6} . A partir de los datos obtenidos, se puede establecer el umbral de detección, que se define como la SNR mínima necesaria para que el sistema funcione correctamente. A fin de cuentas, este umbral depende directamente de la calidad de servicio (QoS) requerida. Es decir, para aplicaciones que requieren una alta fiabilidad (alta QoS), el BER requerido deberá ser bajo. Para esta aplicación en concreto, puede requerirse un BER de 10^{-4} , lo que corresponde aproximadamente a una SNR de -7.25 dB. Por lo tanto, teniendo en cuenta el criterio de calidad establecido, la relación señal-a-ruido ha de ser como mínimo -7.25 dB para cumplir lo anterior. En caso contrario, no se garantizará que el sistema funcione con la calidad fijada, basada en el criterio de la tasa de error de bit de 10^{-4} .

Una vez definido el umbral de detección, es hora de comprobar si las simulaciones realizadas tienen alguna similitud hacia los modelos teóricos. En la bibliografía, suele relacionarse la relación E_b/N_0 con la tasa de error de bit (BER). E_b/N_0 es la relación existente entre la energía por bit y la densidad espectral de potencia de ruido. Realmente es una medida

de la SNR normalizada, conociéndose habitualmente como la “SNR por bit”. Es interesante utilizar este parámetro para evitar la aparición de la variable ‘ancho de banda’, de forma que se pueden hacer gráficas y extraer conclusiones más generalistas. De este modo, habrá que transformar la anterior gráfica en MATLAB, aplicando en todo el vector de las “SNR’s” la misma fórmula, con el objetivo de trabajar en la misma magnitud (E_b/N_0) para poder sacar conclusiones útiles.

Teniendo en cuenta que la señal de entrada es real, se tiene por definición la siguiente relación:

$$\frac{E_s}{N_0} = 10 \cdot \log\left(\frac{S \cdot T_{\text{simbolo}}}{\frac{N}{B_n} \cdot 2}\right) = 10 \cdot \log\left(\left(\frac{T_{\text{simbolo}} \cdot f_s}{2}\right) \cdot \left(\frac{S}{N}\right)\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{T_{\text{simbolo}}}{2 \cdot T_{\text{muestreo}}}\right) + SNR(\text{dB}) \quad (6.1)$$

Donde B_n es el ancho de banda de la señal en Hz, f_s la frecuencia de muestreo, S la potencia de entrada en Watios y N el ruido en la entrada, en Watios. Se ha tenido en cuenta que: $B_n = f_s = 1/T_{\text{samp}}$.

En base a esta conversión, se ha obtenido la gráfica de datos experimentales que relaciona E_b/N_0 con la tasa de error de bit. En la misma representación, se ha dibujado también la gráfica del modelo teórico, con el fin de comparar la teoría con lo que viene siendo la parte práctica o experimental. Además, se ha decidido incluir una gráfica ampliada de la zona de más interés.

La curva teórica se ha obtenido con un programa de MATLAB, cuya instrucción más relevante es:

```
BER_theory = berawgn(Eb_N0_dB, 'fsk', M, 'noncoherent');
```

Esta instrucción permite obtener la tasa de error de bit teórica en canales AWGN, dada una E_b/N_0 (SNR, aplicando la transformación), una modulación y un número de símbolos M , teniendo en cuenta en la sintaxis si puede haber o no variación de la fase de la portadora para dígitos del mismo valor (no coherente y coherente). En el caso que nos ocupa, se utiliza el modo no coherente, puesto que MixW utiliza este modo por defecto.

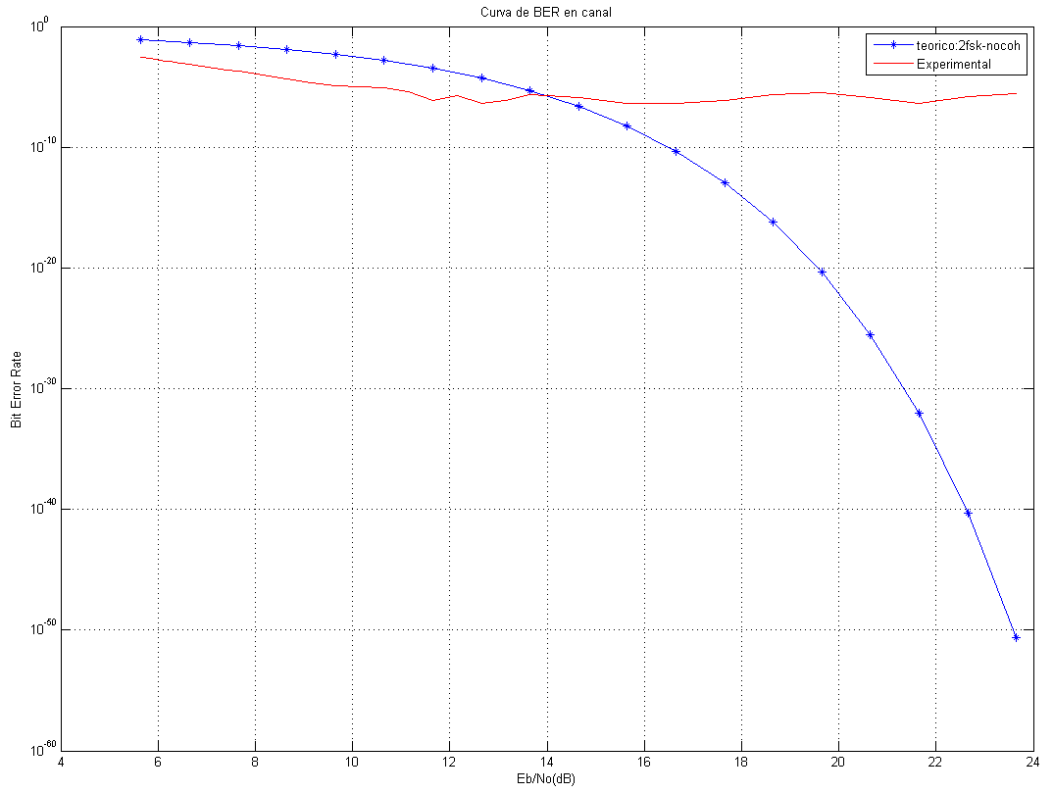


Ilustración 21 Modelo teórico y experimental de la BER en función de la Eb/No (BFSK).

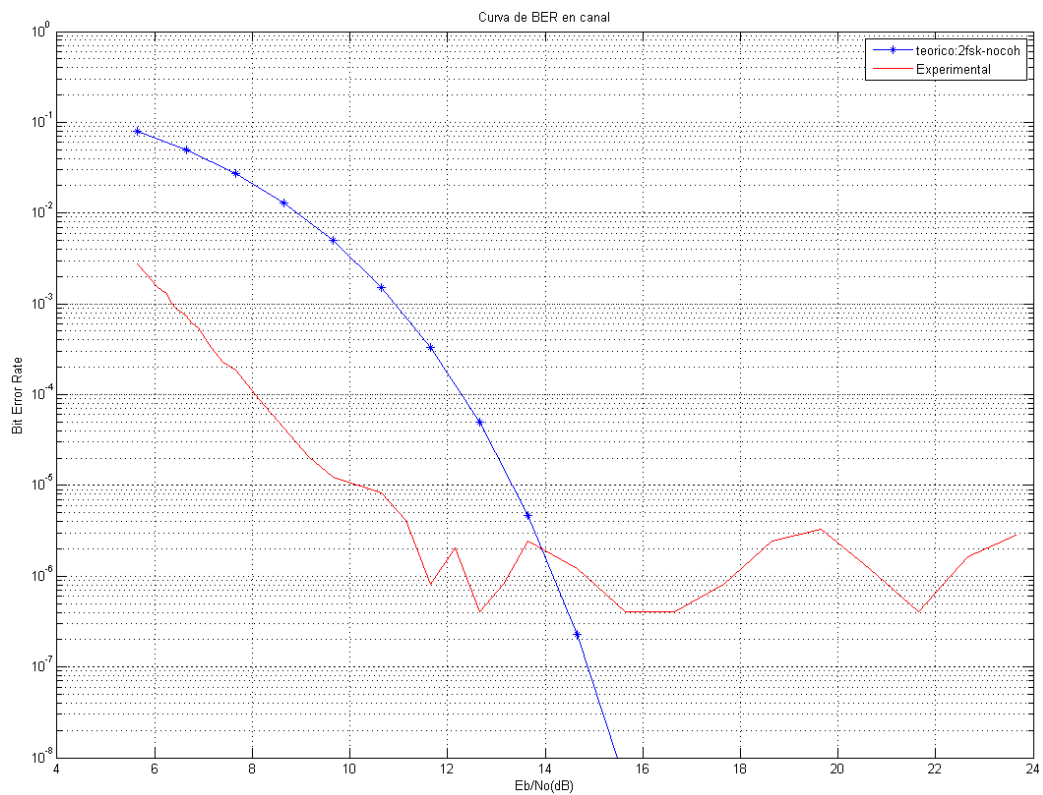


Ilustración 22 Zoom modelo teórico y experimental de la BER (BFSK).

Inicialmente se han realizado las representaciones en todo el rango de SNR que se ha utilizado en las simulaciones, realizando previamente la oportuna transformación del eje

horizontal con las expresiones matemáticas dadas. Se puede observar que la gráfica teórica (azul), para el rango de relaciones señal-a-ruido escogido, es una curva de fuerte tendencia decreciente y que recorre en el eje de las abscisas, que representa a la tasa de error de bit, desde 0.02765 hasta $1.82 \cdot 10^{-57}$. Es muy interesante hacer zoom en la zona en la que está ubicada la gráfica roja, que es la experimental. Se puede observar perfectamente que el ajuste de los datos obtenidos por simulación a la curva teórica no es muy bueno. Sin embargo, a partir de 12 dB la curva experimental del BER sufre una frenada en la caída y se mantiene alrededor de 10^{-6} , aproximadamente. A partir de ese valor de E_b/N_0 , la curva teórica tiende a decrecer de manera exponencial, mientras que la curva experimental tiende a estabilizarse. Este hecho tiene lógica, puesto que la curva experimental se corresponde con un sistema real. Hay que tener presente que es imposible llegar a tasas de error de bit del orden de 10^{-57} , con el sistema que es objeto de estudio de este proyecto. Este aspecto no es de extrañar, ya que en casi ningún caso en la experimentación se cumple perfectamente lo que se enuncia en el modelo ideal.

La curva del modelo experimental se estabiliza en un BER del orden de $10^{-6} \sim 10^{-7}$. Esto significa que el mejor BER que puede alcanzar el sistema es del orden de 10^{-7} , ya que se estabiliza en este valor. Sin embargo, el modelo ideal pronostica que si la SNR tiende a infinito, la BER tiende a menos infinito. Es fácil observar que la conclusión que se extrae de la teoría es totalmente distinta a la que se obtiene de la interpretación de las simulaciones, puesto que si SNR tiende a infinito, el BER es del orden de 10^{-7} , como se ha indicado anteriormente.

Una rápida deducción que se puede extraer de los resultados experimentales es que hay un rango muy pequeño en el que no es posible establecer un correcto funcionamiento del sistema, al no cumplir el requisito de calidad de tasa de error de bit mínima (10^{-4}). Hasta 8 dB de E_b/N_0 el sistema no garantizará la QoS mínima establecida. Sin embargo, a partir de 8 dB, se mejorará la calidad progresivamente hasta estabilizarse el BER en 10^{-7} .

Finalmente, es imprescindible destacar que hay un desfase entre la curva teórica y la experimental de unos 3.5 dB. Ello se debe a que la simulación se ha realizado en banda base y sin portadora. Además, tras el desarrollo de las simulaciones se ha detectado que en algunas iteraciones la tarjeta de sonido del ordenador entraba en saturación (restando el nivel de 'Stereo Mix' al nivel de los altavoces se obtiene aproximadamente 3 dB). Se ha utilizado un programa denominado 'VUMeter²¹', que simula el funcionamiento de un vúmetro, pero con la tarjeta de sonido del ordenador. El vúmetro es un dispositivo indicador en equipos de audio para mostrar el nivel de señal del sonido (indicador de volumen). De esta manera, configurando el *software* de manera adecuada, seleccionando la mezcla estéreo como entrada, se pueden observar en pantalla los siguientes valores:

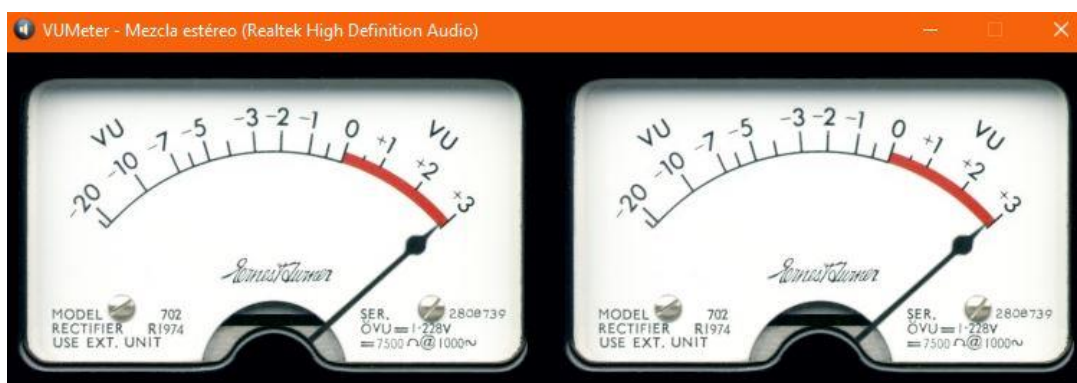


Ilustración 23 Utilización de VUMeter.

²¹ <http://www.vuplayer.com/other.php>

Así pues, se llega a la conclusión de que tanto la entrada (*Stereo Mix*) como a la salida (altavoces) los niveles de señal están en la zona de saturación (zona roja del vúmetro), no siendo recomendable bajo ningún concepto trabajar en esta región. Sin embargo, a pesar de ello, no se han vuelto a repetir las simulaciones de BFSK, puesto que la diferencia entre el modelo teórico y el modelo experimental es reducida y las realizaciones para obtener todo el conjunto de datos que comprende la simulación requieren de muchas horas, como se ha manifestado anteriormente.

De esta manera, con todo esto queda justificada la diferencia entre ambos modelos, que es causada por dos motivos. Además, se ha podido comprobar que el comportamiento de ambas curvas es casi análogo, resultando poco relevante el aspecto del trabajo en la zona de saturación para el observar la tendencia. Sin embargo, la simulación en la zona de saturación sí influye en el desfase existente entre ambos modelos.

5.3.2.2 Estimación analítica

5.3.2.2.1 Modelo exponencial

Como se ha dicho antes, obtener un modelo analítico que pueda predecir los datos experimentales es muy adecuado a la hora de extraer conclusiones y poder proceder a su análisis. Con la herramienta de MATLAB que se explicó anteriormente, se ha intentado obtener un modelo analítico exponencial, de la forma:

$$f(x) = a \cdot e^{(-b \cdot x)} + c$$

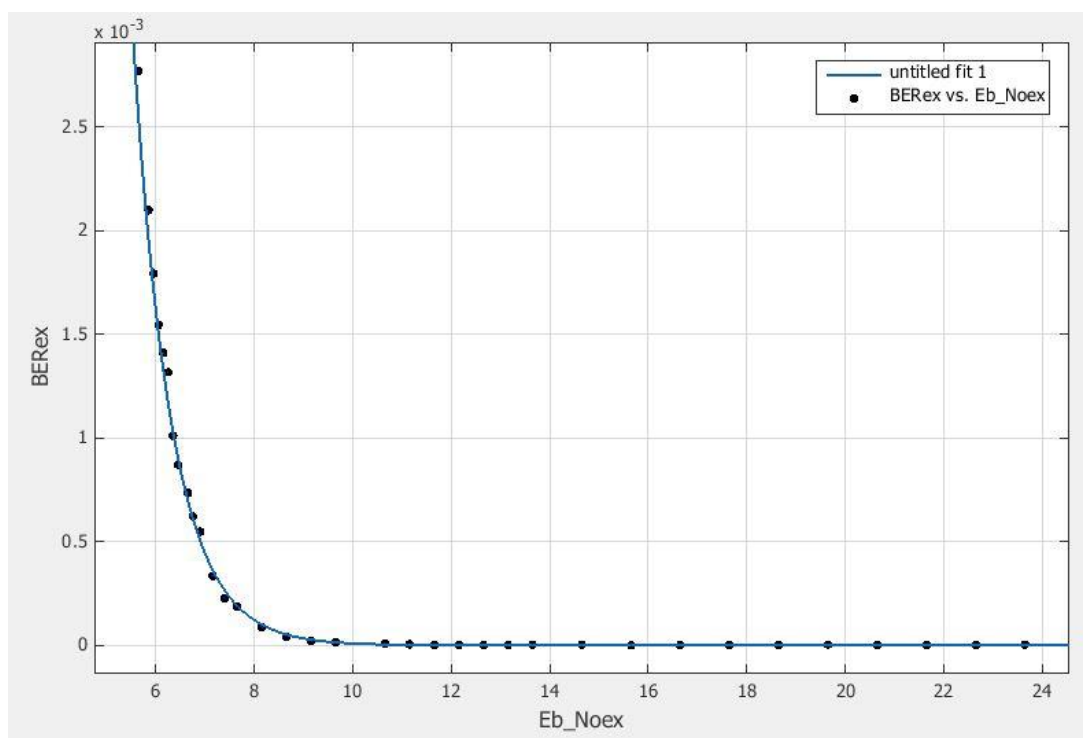


Ilustración 24 Representación gráfica del ajuste exponencial (BER).

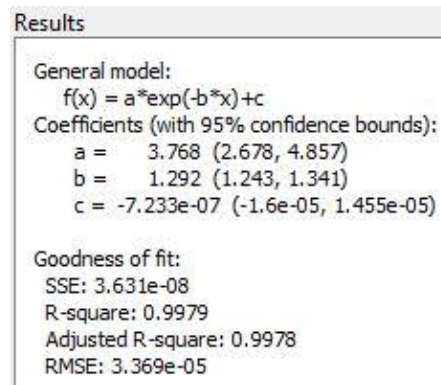


Ilustración 25 Layout de MATLAB para el modelo exponencial (BER).

Tras introducir todos los parámetros en MATLAB, se han obtenido los resultados de ajuste anteriores. Cabe destacar que se ha seleccionado regresión robusta *bisquare*, por los motivos que se han explicado en la obtención de la expresión analítica para el anterior modelo exponencial. De esta manera, se ha obtenido la expresión analítica siguiente:

$$f(x) = 3.768 \cdot e^{(-1.292 \cdot x)} - 7.233 \cdot 10^{-7}$$

En el *report* que genera MATLAB, se puede observar un coeficiente de determinación (r^2) muy cercano a uno (0.9979), lo que implica que es un modelo muy bueno y su expresión analítica se ajusta con muy poco error a los datos obtenidos en las simulaciones. Otro parámetro relevante es el RMSE, que permite obtener la desviación típica mediante la raíz cuadrada del RMSE. En este caso, $\sigma = 0.005804 = 5.8 \cdot 10^{-3}$, no siendo muy elevada para los datos tratados. Por todo lo cual, se puede concluir que este modelo analítico es capaz de predecir muy bien el comportamiento real del sistema que es objeto de estudio.

5.3.3 Modulación FM con BFSK

La modulación FM (Frecuencia Modulada) permite transmitir información mediante una onda portadora variando la frecuencia. Es la versión analógica de la modulación FSK. La combinación de ambos métodos de modulación tiene como objetivo conseguir una mayor capacidad de inteligibilidad de la señal por parte de los receptores, puesto que un elevado porcentaje de los dispositivos (emisoras) actuales siguen siendo analógicos.

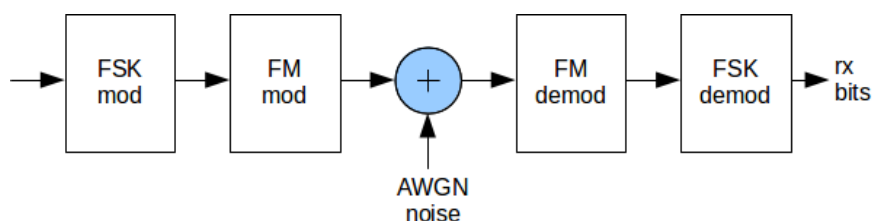


Ilustración 26 Diagrama de bloques utilizado en BFSK con FM.

Con el objetivo de analizar el comportamiento que debe tener el sistema con esta técnica de modulación, se ha creado el siguiente código en MATLAB:

```

[x, Fs] = wavread('tramaPolitech.wav');

fs=1000;
fc=200;
fdev=50;
x_FM=fmmod(x,fc,fs,fdev);

contador0=0;
for contador0=0:1199;
    y=awgn(x_FM,SNR,'measured');
    u=fmdemod(y,fc,fs,fdev);
    sound(u,Fs);
end

```

El programa contiene la instrucción $x_FM=fmmod(x,fc,fs,fdev)$, que permite a partir de una determinada señal obtener la señal modulada. En este caso, para la modulación FM se han elegido unos parámetros típicos ($f_s \equiv$ Sampling Rate, $f_c \equiv$ Carrier Frequency, $f_{dev} \equiv$ Frequency Deviation). Así pues, como en las anteriores simulaciones, se ha realizado un barrido de relaciones señal-a-ruido, abarcando las zonas de interés. Los datos obtenidos son los que se detallan y representan a continuación:

SNR	Paq_RX	PER	BER
3,75	2	0,99833333	0,00310651
4	12	0,99	0,00223736
4,125	36	0,97	0,00170407
4,25	82	0,93166667	0,00130428
4,5	194	0,83833333	0,0008859
4,75	403	0,66416667	0,00053057
5	547	0,54416667	0,00038204
5,25	820	0,31666667	0,00018518
5,5	1052	0,12333333	6,402E-05
5,75	1087	0,09416667	4,8102E-05
6	1090	0,09166667	4,6761E-05
6,5	1099	0,08416667	4,2762E-05
7	1169	0,02583333	1,273E-05
7,5	1180	0,01666667	8,1746E-06
8	1170	0,025	1,2314E-05
8,125	1180	0,01666667	8,1746E-06
8,25	1182	0,015	7,351E-06

8,3	1170	0,025	1,2314E-05
8,5	1160	0,03333333	1,6489E-05
8,75	1174	0,02166667	1,0654E-05
9	1179	0,0175	8,587E-06
9,25	1186	0,01166667	5,7078E-06
9,5	1195	0,00416667	2,0308E-06
9,75	1198	0,00166667	8,1131E-07
10	1199	0,00083333	4,0549E-07
10,5	1194	0,005	2,438E-06
11	1197	0,0025	1,2175E-06

Tabla 11 Datos obtenidos para la simulación BFSK-FM.

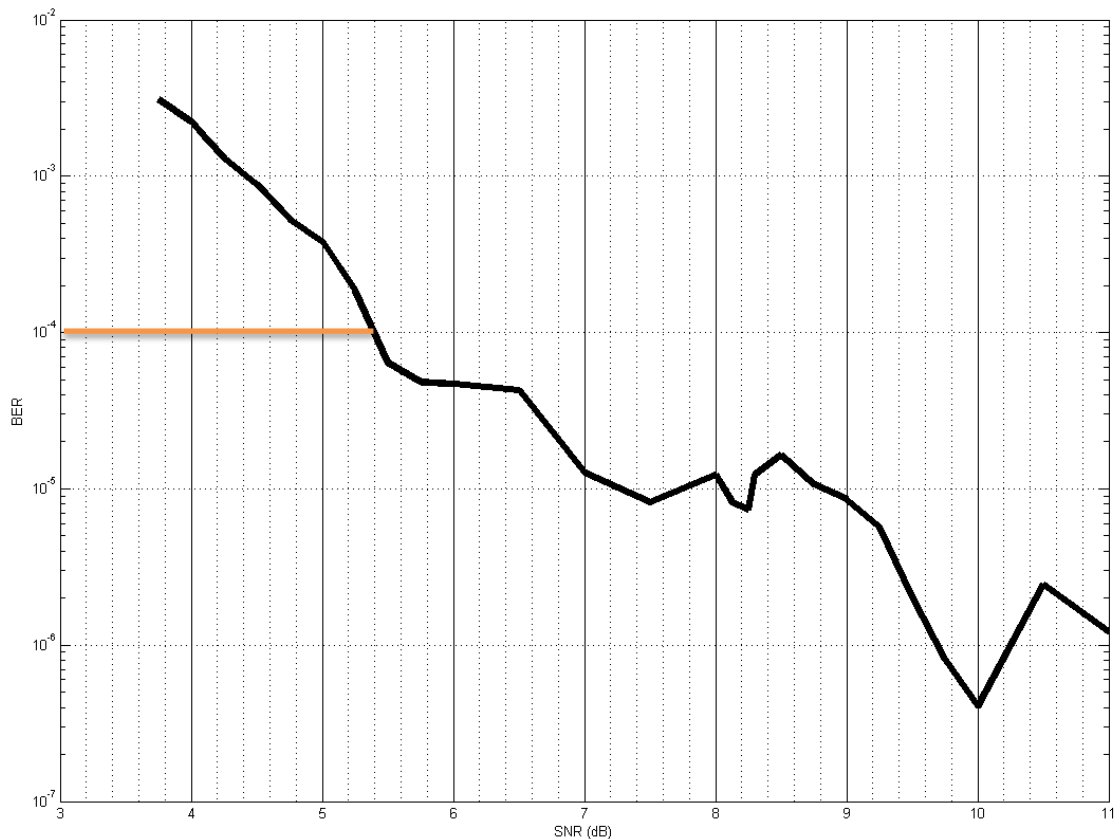


Ilustración 27 Representación gráfica de la BER en función de la SNR para BFSK-FM.

A partir de los datos anteriores, puede deducirse que la técnica de modulación BFSK con FM requiere de unas mejores condiciones en el canal radio. La justificación de este hecho es que en la simulación con la modulación BFSK, se alcanzaba una tasa de error de bit del orden de 10^{-4} para una relación señal-a-ruido de -7.25 dB. Sin embargo, para BFSK-FM este valor no se alcanza hasta que se tienen 5.4 dB.

Además, otra conclusión extraíble de la información obtenida es que con BFSK-FM empeora el parámetro de la tasa de error de bit con respecto al caso anterior. En este caso, se tiene una estabilización del orden de 10^{-6} , como en la técnica BFSK.

Así pues, introduciendo la modulación analógica FM sobre la digital BFSK se consigue un empeoramiento en la calidad de servicio (QoS), así como un umbral de detección bastante más elevado que si solo se utiliza la modulación digital (en este caso se ubica en 5.4 dB, cuando antes estaba en -7.25 dB), lo que significa que la técnica mixta de modulación tiene peor comportamiento en medios ruidosos, como es el caso. A pesar de ello, como ventaja se obtiene que las emisoras analógicas pueden reconocer de forma adecuada los mensajes transmitidos por el sistema.

5.3.4 Modulación BPSK

Como es sabido, en el campo de las modulaciones digitales existen diversas técnicas que tienen como objetivo transportar información sobre una onda portadora, con mayor o menor resistencia al canal radio y a los diferentes agentes atmosféricos que distorsionan la señal. La técnica a analizar en este apartado es la BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), que es muy utilizada en comunicaciones espaciales por su buena inmunidad al ruido. Esta técnica es de tipo angular y consiste en variar la fase de la portadora entre unos determinados valores discretos, siendo en el caso concreto de BPSK dos ángulos (0° y 180°). A continuación puede observarse el funcionamiento de forma gráfica de esta técnica:

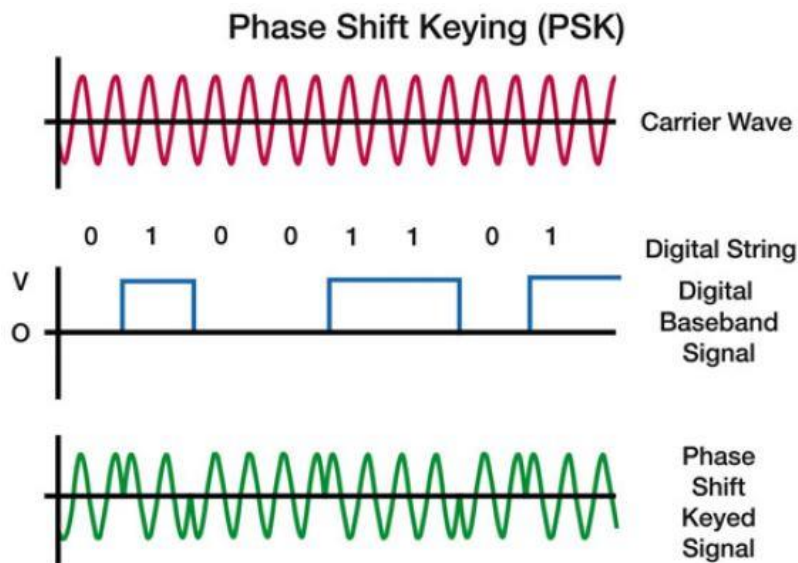


Ilustración 28 Modulación PSK.

Con el fin de simular el comportamiento del sistema usando esta modulación, se ha generado una trama con formato *.wav* con el indicativo del satélite Politech.1 y un mensaje concreto, como se hizo para la modulación en frecuencia FSK (exactamente, se transmiten los mismos mensajes). En este caso, se ha trabajado en modo *Packet*, seleccionando previamente el módem VHF 1200 baud (satellite PSK), que se corresponde con la modulación BPSK. Habiendo indicado esto, al proceder de la forma habitual se han obtenido los siguientes resultados:

SNR	Paq_RX	PER	BER
-8	25	0,97916667	0,00188111

-7,5	56	0,95333333	0,00148951
-7,25	174	0,855	0,00093877
-7,125	185	0,84583333	0,00090898
-7	261	0,7825	0,00074173
-6,5	454	0,62166667	0,00047264
-6	626	0,47833333	0,00031645
-5,5	763	0,36416667	0,00022022
-5	980	0,18333333	9,8499E-05
-4,5	1062	0,115	5,9418E-05
-4	1091	0,09083333	4,6315E-05
-3,5	1130	0,05833333	2,9233E-05
-3,25	1169	0,02583333	1,273E-05
-3	1165	0,02916667	1,4397E-05
-2,5	1157	0,03583333	1,7748E-05
-2	1168	0,02666667	1,3146E-05
-1,5	1163	0,03083333	1,5233E-05
-1	1164	0,03	1,4815E-05
0	1165	0,02916667	1,4397E-05
0,5	1160	0,03333333	1,6489E-05
1	1164	0,03	1,4815E-05
1,5	1169	0,02583333	1,273E-05
2,5	1175	0,02083333	1,024E-05
3,5	1185	0,0125	6,1181E-06
4	1191	0,0075	3,6616E-06
5	1189	0,00916667	4,479E-06

Tabla 12 Resultados de la simulación con BPSK.

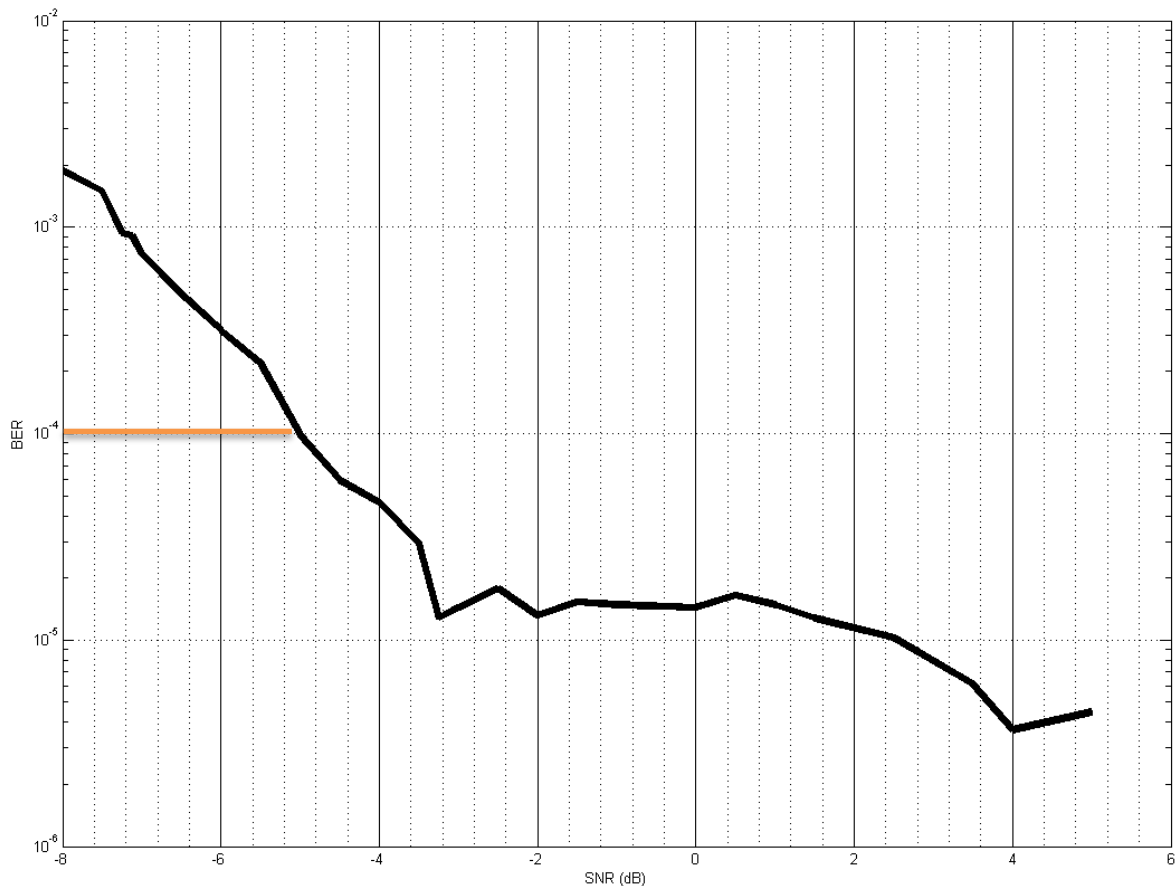


Ilustración 29 Representación gráfica de los resultados de la simulación con BPSK.

Puede observarse que la curva representada a partir de los resultados de la simulación no se aleja mucho, en forma, a las representaciones para los anteriores casos. Así mismo, el umbral de detección, que se fijó cuando se cumple que el BER tiene como valor 10^{-4} , en relación señal-a-ruido se da para -5.5 dB, en la modulación en fase y binaria. Para la modulación BFSK este umbral se encuentra en -7.25 dB y para BFSK-FM en 5.4 dB, siendo este último caso el peor de todas las situaciones valoradas hasta el momento. Sin embargo, si se analiza este parámetro de manera individual, la modulación BFSK tiene el umbral de detección más bajo que la BPSK. Esto es, para BFSK se cumple antes el mínimo de la tasa de error de bit, establecido para obtener la QoS requerida, que en BPSK. Es decir, el umbral de detección de BFSK tiene lugar para una relación señal-a-ruido peor.

Paralelamente, se puede hablar de la zona de estabilización del BER. La modulación que nos concierne en este punto, la BPSK, la estabilización se da para un valor algo menor de 10^{-5} . En BFSK se tenía una estabilización en el rango de tasa de error de bit del orden de 10^{-6} y para BFSK-FM de 10^{-5} . Así pues, en base a este criterio, la zona de estabilización de BPSK no se aleja mucho de la de BFSK-FM. En definitiva, la técnica de modulación que atañe a este apartado se encuentra a mitad camino entre BFSK y BFSK-FM, obteniendo mejores resultados que esta última.

5.3.5 Modulación FFSK

En las líneas anteriores, se explicó la modulación BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), que introduce una mayor robustez en el sistema de comunicaciones espaciales con respecto a otras modulaciones digitales del mismo orden. Si se aumenta el orden de modulación, se tiene el caso de la modulación QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*), que permite llegar a doblar, de

forma teórica, la tasa de transmisión de datos en comparación con BPSK, obteniendo los beneficios de la modulación por desplazamiento de fase y manteniendo la tasa de error. En definitiva, se consigue una eficiencia espectral que es igual al doble que en el caso binario. Esto es porque los símbolos en cada cuadratura ocupan el mismo espacio espectral y tienen la mitad del ancho espectral de una señal BPSK con la misma tasa de transmisión que en QPSK. Realmente, suele utilizarse la modulación QPSK, pero con un *offset* de 90° , con el objetivo de que las fluctuaciones de amplitud de la señal resultante sean menores que en QPSK tradicional, denominándose OQPSK.

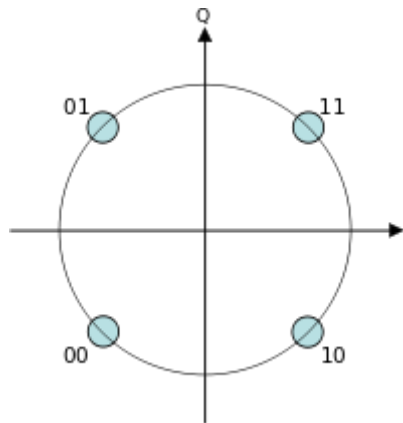


Ilustración 30 Diagrama de constelación de OQPSK.

Basándose en lo anterior, se puede definir la técnica de modulación MSK (*Minimum Shift Keying*), que es una modificación del método anterior, OQPSK. Al igual que en OQPSK, hay un desfase entre la componente I y Q de medio periodo de símbolo, que es igual a 90° . Sin embargo, la principal diferencia entre ambas técnicas es que en lugar de utilizar pulsos cuadrados, en MSK se codifica cada bit con una media senoide.

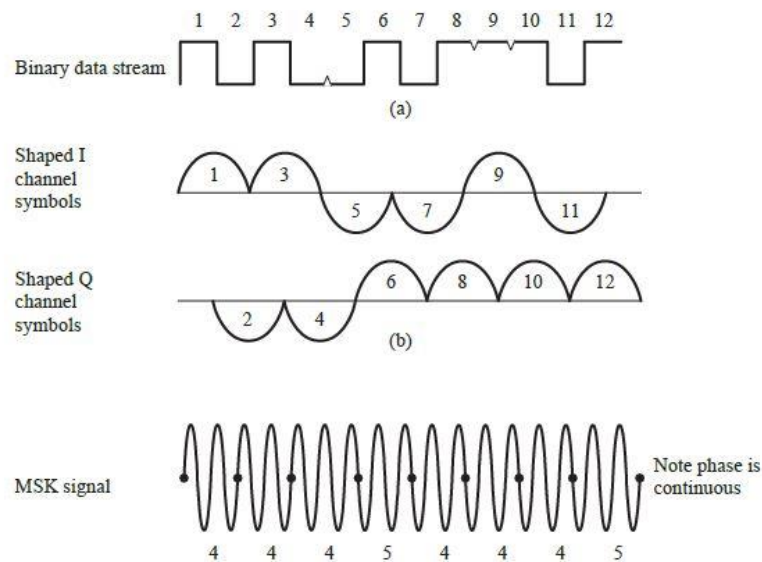


Ilustración 31 Diagrama modulación MSK.

Un caso particular de MSK es cuando se utiliza la técnica de precodificación, cuya denominación es FFSK (*Fast Frequency Shifty Keying*).

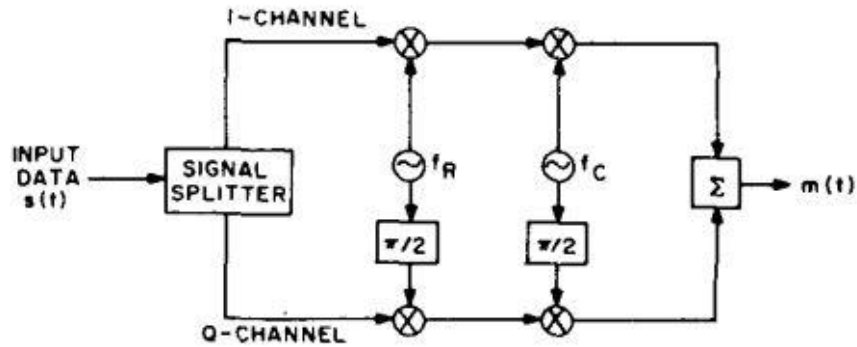


Ilustración 32: Modulador FFSK.

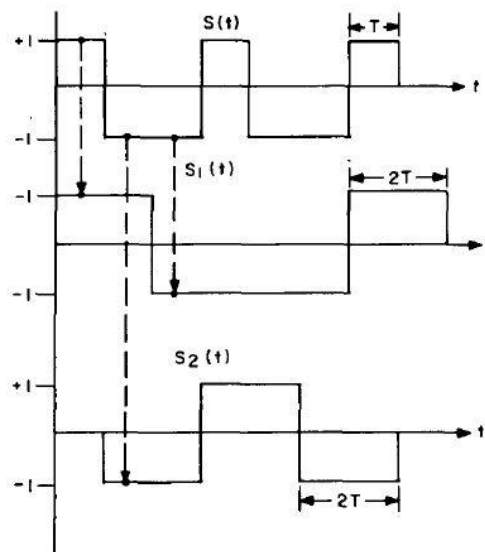


Ilustración 33: División de los datos de entrada $s(t)$ en canales en FFSK mediante un *splitter*.

Los datos de entrada son divididos por un *splitter* en los canales (I y Q), de forma que cada canal, $s_1(t)$ y $s_2(t)$, adquiere un periodo de $2T$. Sencos canales son mezclados con una portadora de referencia de frecuencia f_R . La fase de la referencia del canal Q es desplazada 90° con respecto a la del canal I. La referencia de los periodos de las sinusoides resulta ser: $T_R=1/f_R=4T$. Los cruces por cero de los datos de entrada coinciden con las transiciones de los canales I-Q. A continuación, las salidas de cada canal son multiplicadas por otra portadora de referencia f_C . Realizando el sumatorio de ambos canales, se obtiene la señal FFSK. Teóricamente, esta técnica de modulación mejora los resultados con respecto a QPSK y OQPSK.

En MixW, para transmitir con esta técnica de modulación se ha generado una trama *.wav*, como se indicó en las líneas anteriores, utilizando el módem VHF 1200 baud (FX469: 1200/1800 Hz). Siguiendo el procedimiento habitual, se han obtenido los siguientes resultados:

SNR	Paq_RX	PER	BER
-8	2	0,99833333	0,00310651
-7,5	18	0,985	0,00204057
-7,25	45	0,9625	0,00159572
-7	80	0,93333333	0,00131628

-6,5	230	0,80833333	0,00080318
-6	439	0,63416667	0,00048897
-5,5	705	0,4125	0,00025866
-5	817	0,31916667	0,00018697
-4	1091	0,09083333	4,6315E-05
-3	1090	0,09166667	4,6761E-05
-2,5	1120	0,06666667	3,3556E-05
-2	1138	0,05166667	2,5802E-05
-1,5	1167	0,0275	1,3563E-05
-1,25	1177	0,01916667	9,4128E-06
-1	1185	0,0125	6,1181E-06
-0,85	1187	0,01083333	5,2979E-06
-0,75	1192	0,00666667	3,2534E-06
-0,5	1190	0,00833333	4,0702E-06
-0,25	1189	0,00916667	4,479E-06
0	1186	0,01166667	5,7078E-06

Tabla 13 Datos obtenidos de la simulación con la modulación FFSK.

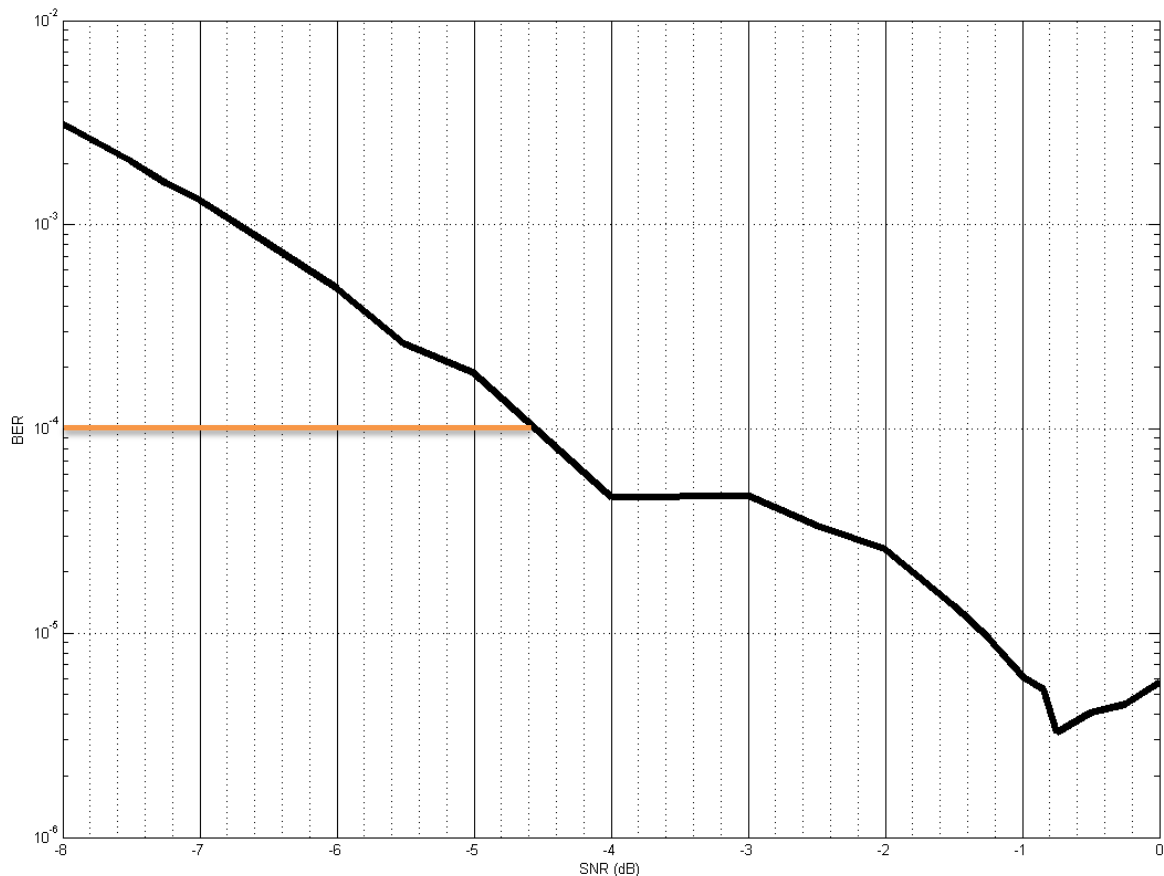


Ilustración 34 Representación gráfica resultados con la modulación FFSK.

Haciendo un estudio comparativo de los resultados, como se realizó para los otros casos, se puede llegar a la conclusión de que no con la modulación FFSK casi no se mejoran los

resultados con respecto a BPSK. En este caso, el umbral de detección está ubicado en -4.6 dB, cuando en BPSK se encontraba en -5.5 dB.

Es importante destacar que se obtiene una gráfica con pendiente menos inclinada que en casos anteriores. Este aspecto significa que en FFSK, para obtener un BER aceptable hay que recorrer un rango de SNR's más amplio, que no es recomendable, ya que para relaciones señal-a-ruido menores se obtiene peores tasas de error de bit, haciendo esta técnica no apta para la aplicación que se detalla en estas páginas.

5.4 Estimación de la sensibilidad del receptor

5.4.1 Cálculo analítico

La sensibilidad de un receptor en un sistema de comunicaciones es un parámetro de vital importancia. Se define como el nivel mínimo de la señal de radiofrecuencia que se puede detectar a la entrada del receptor y producir una señal útil de información demodulada. En este punto, se realizará una estimación teórica de la sensibilidad del receptor del sistema, a partir de los resultados obtenidos en las simulaciones.

Sea una cadena receptora, en la que se ha simplificado el receptor en un único bloque como se observa en la siguiente figura, se tiene:

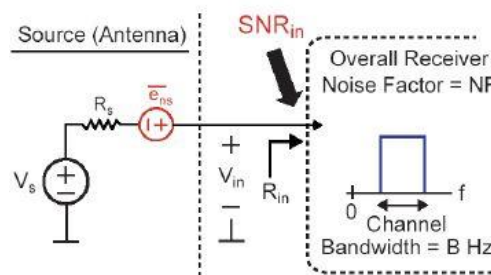


Ilustración 35 Terminología utilizada para el cálculo teórico de la sensibilidad.

$$SNR_{in,min} = NF \cdot SNR_{out,min} \quad (6.3)$$

$$SNR_{in} = \frac{\frac{v_{in}^2}{R_{in}}}{\frac{\alpha^2 \cdot e_n^2 R_s}{R_{in}}} = \frac{P_{in}}{\frac{\alpha^2 \cdot e_n^2 R_s}{R_{in}}} \quad (6.4),$$

Donde $\alpha = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}}$.

Combinando (6.3) y (6.4), se obtiene la siguiente relación:

$$P_{in,min} = \frac{\alpha^2 \cdot e_n^2 R_s}{R_{in}} \cdot NF \cdot SNR_{out,min}$$

Considerando que la entrada del receptor está adaptada a la fuente, se tendrá que:

$$\alpha = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \quad (R_{in} = R_s) = \frac{1}{2}$$

Desarrollando términos:

$$\frac{\alpha^2 \cdot \overline{e_n^2}}{R_{in}} (R_{in} = R_s) = \left(\frac{1}{2}\right)^2 \frac{4kTR_s\Delta f}{R_{in}} (R_{in} = R_s) = kT\Delta f$$

$$\boxed{P_{in,mín} = kT\Delta f \cdot NF \cdot SNR_{out,mín} = kT\Delta f \cdot SNR_{out,mín}} \quad (6.5)$$

Siendo $kT = -174 \frac{dBm}{Hz}$.

La sensibilidad en el receptor se define como la potencia mínima a la entrada (en dBm) que consigue una relación SNR aceptable. Por ello:

$$P_{in,mín}(dBm) = 10 \log(kT\Delta f \cdot SNR_{in,mín}) = -174 + 10 \log B + SNR_{in,mín}(dB)$$

Donde B es el ancho de banda en Hz y $SNR_{in,mín}$ el umbral de detección.

Aplicando la relación anterior para la modulación BFSK y teniendo en cuenta que el umbral de detección se encuentra para una SNR de -7.25 dB y que el ancho de banda de frecuencia intermedia en predetección es 30 MHz se obtiene la sensibilidad como sigue, generalizando el cálculo para las demás técnicas de modulación:

$$P_{in,mín}(dBm)_{BFSK} = -174 + 10 \log(30 \cdot 10^6) + (-7.25 \text{ dB}) = -106.48 \text{ dBm}$$

$$P_{in,mín}(dBm)_{BFSK-FM} = -174 + 10 \log(30 \cdot 10^6) + (5.4 \text{ dB}) = -93.83 \text{ dBm}$$

$$P_{in,mín}(dBm)_{BPSK} = -174 + 10 \log(30 \cdot 10^6) + (-5.5 \text{ dB}) = -104.73 \text{ dBm}$$

$$P_{in,mín}(dBm)_{FFSK} = -174 + 10 \log(30 \cdot 10^6) + (-5.4 \text{ dB}) = -104.63 \text{ dBm}$$

5.4.2 Caracterización del ruido del sistema

Uno de los elementos clave a la hora de diseñar un receptor de radiofrecuencia es la sensibilidad, como se ha afirmado hasta ahora. En resumidas cuentas, este término se refiere a la capacidad que tiene el receptor para capturar y procesar señales débiles, siendo una medida directa del alcance del sistema. Esto significa que a partir de la sensibilidad se podrá determinar la distancia máxima a la que se pueden encontrar transmisor y receptor para que funcione el sistema de comunicaciones correctamente.

La sensibilidad en recepción está directamente ligada a su figura de ruido, a la SNR mínima necesaria para la detección y al ruido térmico del sistema. Como punto de partida, se define la señal de entrada mínima requerida S en dBm como:

$$S \text{ (dBm)} = NF \text{ (dB)} + n_0 \text{ (dBm)} + \frac{S}{N} \text{ (dB)} \quad (6.6)$$

Donde NF es la figura de ruido del receptor y S/N es la relación señal a ruido a la salida que se establece para que pueda haber una detección adecuada, basándose en el criterio de tasa de error de bit, básicamente. n_0 es la potencia de ruido térmico. Calculando n_0 , se obtiene que su valor es igual:

$$n_0 \text{ (dBm)} = 10 \cdot \log\left(\frac{kTB}{10^{-3}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 30 \cdot 10^6}{10^{-3}}\right) = -99.21 \text{ dBm}$$

La SNR requerida en este diseño es, para BFSK, como se ha enunciado anteriormente, igual a -7.25 dB. Asumiendo que la sensibilidad del sistema es -106.48 dBm (como se ha calculado anteriormente), utilizando la expresión anterior se puede determinar la figura de ruido del receptor:

$$-106.48 \text{ dBm} = NF_{dB} - 99.21 \text{ dBm} - 7.25 \text{ dB}$$

$$NF_{dB} = -0.02 \text{ dB}$$

$$NF_{dB} = 10 \cdot \log F$$

$$F = 10^{\frac{NF_{dB}}{10}} = 0.9954$$

En este punto, se ha calculado el factor de ruido estimado del receptor. Es habitual utilizar un LNA (*Low Noise Amplifier*) en los sistemas de comunicaciones espaciales, puesto que las atenuaciones son muy elevadas y la sensibilidad es un factor crítico. Por ello, a continuación, se comprobará el efecto que tiene en la sensibilidad la utilización de un LNA en el sistema tratado. A modo de ejemplo, se utilizará el LNA MAX2640, que tiene un factor de ruido igual a 1 dB ($f_1=1.26$) y una ganancia equivalente a 15 dB ($g_1=31.62$). En ese caso, con el objetivo de calcular la sensibilidad resultante habrá que calcular el factor de ruido del sistema completo con el LNA, en cascada.

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (6.7)$$

$$F_{total} = 1.26 + \frac{0.9954 - 1}{31.62} = 1.259$$

Así pues, teniendo en cuenta el factor de ruido total y la expresión anterior, se podrá determinar la sensibilidad resultante utilizando el amplificador de bajo ruido con las características citadas:

$$S \text{ (dBm)}_{BFSK} = 10 \cdot \log 1.259 + (-99.21) + (-7.25) = -104.16 \text{ dBm}$$

Por tanto, al añadir un LNA externo al sistema se obtiene una mejora de 2.32 dB en la sensibilidad. Puede parecer poco, pero 2.32 dB en la escala logarítmica equivalen en la escala

lineal a casi el doble (factor 1.7). Es decir, la sensibilidad ha aumentado en un 42.5% por el mero hecho de utilizar un amplificador de estas características.

En todos los casos contemplados en las simulaciones se obtiene el mismo factor de mejora, puesto que no existe dependencia entre este factor y la modulación utilizada. Así que, es altamente recomendable utilizar un amplificador de bajo ruido (LNA) si no se utilizan equipos con una sensibilidad extremadamente buena. Todo depende de la calidad y de la precisión del equipamiento que se utiliza.

Así mismo, la utilización de un LNA externo también conlleva la reducción del punto de intermodulación de tercer orden (IIP3), que es el más problemático de todos, puesto que puede caer en banda (puede coincidir con la señal útil). De esta forma, se reduce el margen dinámico del receptor. Así pues, hay que encontrar un equilibrio entre la laxitud de la sensibilidad y el aumento del margen dinámico, ya que al reducir la sensibilidad aumenta el margen dinámico.

Capítulo 6. Validación física del sistema

6.1 Introducción

Las simulaciones realizadas en el capítulo anterior, relativas a la calidad del enlace, son una aproximación a la realidad. Al no tener disponible la placa que irá embarcada en el satélite para hacer medidas reales, en un PC con Windows® se ha emulado el comportamiento que tendrá en el mundo real el sistema, mediante el software MixW, partiendo de unas premisas y configuraciones iniciales.

Sin embargo, a pesar de haber obtenido una aproximación del comportamiento que debe tener realmente el sistema, es preciso corroborar los parámetros del sistema una vez la placa esté fabricada. El objetivo de esta validación es comprobar si en la fabricación de la placa se ha cumplido con los requisitos de calidad establecidos para este tipo de satélites. Es decir, se deberá determinar si en el entorno espacial el Politech.1 desarrollará correctamente sus funciones.

6.2 Montaje práctico

6.2.1 Método primario de validación física

En primer lugar, se tendrá la placa a evaluar, que dispondrá de un enlace de subida y otro de bajada para la parte de telemetría y control. La frecuencia de emisión para el enlace de bajada es 437.200 MHz y para el de subida es 145.950 MHz. Es importante destacar que en un enlace de comunicaciones vía satélite el enlace crítico es el ascendente, puesto que la información es transmitida por un dispositivo que está limitado en potencia y en autonomía, al obtener la energía de una batería. Por todo ello, para el canal ascendente se escoge una frecuencia inferior que la del descendente, ya que a frecuencias menores hay menores pérdidas por propagación, siguiendo la siguiente relación:

$$FSL^{22} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \propto \frac{d}{\lambda} \propto \frac{f}{c}$$

A continuación de la placa, en el montaje de verificación, se utilizan dos atenuadores de 30 dB para proteger la emisora de señales con potencias demasiado elevadas. Entre ambos atenuadores, se introduce un atenuador variable, cuyo valor máximo es de 66 dB; de esta manera, se irá variando la potencia de la señal de salida.

²² *Free Space Loss* \equiv pérdidas de espacio libre.

En caso de que no estuviéramos en la banda de UHF o VHF, sería necesaria la utilización de un LNC (*Low-Noise Converter*), que es un convertidor de bajo ruido que permite bajar la señal a frecuencia intermedia (400 ~ 700 MHz). Siendo más concretos, si estas medidas quisieran realizarse para una placa que trabaje en banda C u otra banda de frecuencia superior a las indicadas anteriormente sería necesario este convertidor, ya que las emisoras no suelen trabajar a esos rangos de frecuencias. En resumen, la necesidad de un LNC queda supeditada a las especificaciones de la emisora receptora, concretamente, a las bandas de operación. En el caso concreto del laboratorio del Grupo de Aplicaciones de Microondas (GAM) del iTEAM, se trabaja con la emisora Kenwood® TS-2000, que permite operar en la banda HF (~ 1.2 GHz). Para bandas superiores, sería necesaria la utilización del conversor citado.

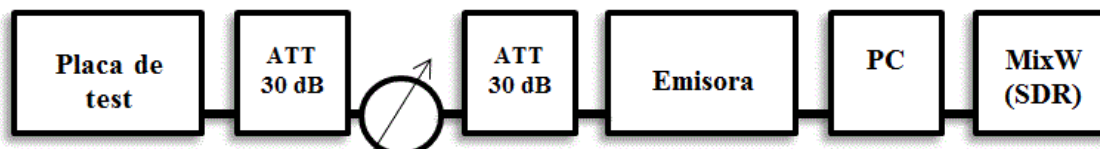


Ilustración 36 Diagrama de bloques empleado para la verificación física.

Con este montaje práctico, se podrán determinar los parámetros que fueron estimados en las líneas anteriores. El método a seguir consistirá en modificar el valor del atenuador variable mientras el receptor detecte los mensajes correctamente, descubriendo la atenuación total que causa el corte de la transmisión para un número concreto de paquetes. Conociendo este dato, la sensibilidad se podrá calcular como la suma de la potencia de transmisión de la placa más la atenuación total que provoca el primer corte en la correcta recepción (umbral de detección).

Así mismo, realizando un procedimiento similar al que se ha seguido en esta memoria para los resultados de las simulaciones, se podrá determinar el *Bit Error Rate*. Con vistas a determinar el BER, a partir de una atenuación total fija se tendrá que realizar un número significativo de transmisiones. En las simulaciones hechas por ordenador se decidió hacer 1200 iteraciones para poder apreciar el comportamiento del sistema correctamente. Así que, las transmisiones realizadas en la validación física del sistema no tendrán que ser mucho menores que ese número, puesto que las tasas BER y PER de un sistema de comunicaciones vía radio suelen ser muy bajas. Después de contabilizar el número de paquetes recibidos correctamente y, en consecuencia, el número de paquetes perdidos, se deberá aplicar la expresión enunciada anteriormente para determinar el BER, la ecuación 5.2.

De esta manera, se podrá comprobar si la placa de *test* cumple con los criterios mínimos de calidad. En caso de que no se cumplan los requisitos mínimos, la placa *testada* no podrá ser embarcada en la estructura del CubeSAT y, por tanto, el Politech.1 no podrá ser puesto en órbita, puesto que si en el entorno de pruebas terrestre no se cumplen las condiciones de calidad, en el entorno espacial tampoco se cumplirán. Si no se realizaran los *tests* de calidad previos a la puesta en órbita del satélite, se lanzaría al espacio materia sin utilidad, formando lo que se llama basura espacial. De ahí la importancia de los procesos de comprobación de calidad, como los que se describen en este apartado.

6.2.2 Método alternativo de validación física

Un aspecto que tiene que estar muy claro a la hora de realizar la validación física es el *hardware* que se utiliza. En este método alternativo, por las necesidades de la aplicación se ha decidido utilizar para la descripción el transceptor ADF7021, de *Analog Devices*®. Es un dispositivo de baja potencia, que tiene integrada la modulación 2-FSK y que opera entre 80 y 650 MHz, por lo que se convierte en idóneo para el Politech.1. Este método de verificación

requiere un microcontrolador²³, un ordenador con el *software* adecuado, un regulador de voltaje, una antena y una PLL²⁴.

6.2.2.1 Test en transmisión

Para este método, habrá que fabricar dos placas de test: una para realizar la validación en transmisión (145 MHz) y otra en recepción (435 MHz), con el objetivo de comprobar en los dos sentidos si la comunicación es buena. En el diagrama de bloques siguiente puede observarse cada uno de los componentes conectados entre sí, para realizar una correcta validación. El esquema es válido tanto para transmisión como para recepción:

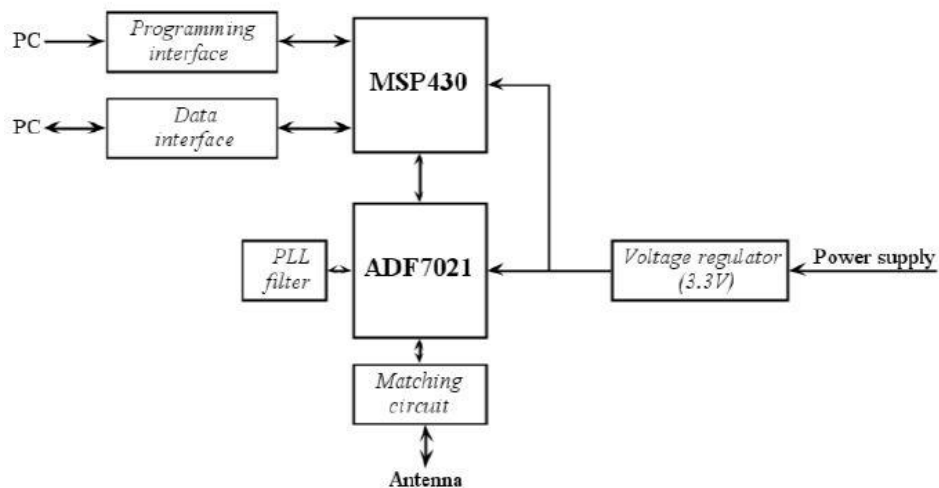


Ilustración 37 Diagrama de bloques a emplear en la verificación física alternativa.

En primer lugar, hay que programar el microcontrolador MSP430, que utiliza un lenguaje y *software* propio de *Texas Instruments*®. Es decir, hay que programar las operaciones que se van a realizar en la placa a verificar, para poder obtener luego los resultados del *testeo*. Como se observa en la siguiente imagen, la placa y el microcontrolador se conectan con un JTAG, que es un puerto de acceso especial para realizar operaciones de *test* en PCB's²⁵, al MSP430, que es una interfaz para conectar el microcontrolador al PC vía USB.

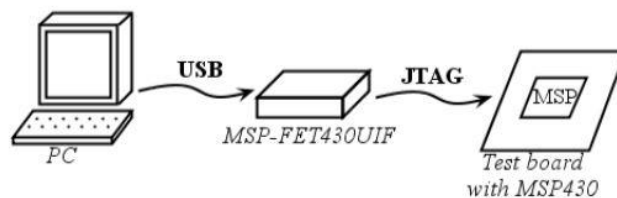


Ilustración 38 Conexión física entre el PC y la placa de test.

²³ Se utilizará en la descripción el MSP430, de *Texas Instruments*®

²⁴ PLL ≡ *Phase-Locked Loop*.

²⁵ PCB ≡ *Printed Circuit Board*.



Ilustración 39: MSP430 de Texas Instruments®

Una vez programadas las instrucciones en el microcontrolador, hay que poner el punto de mira hacia los datos de *testeo*: la interfaz de datos. Para ello, es imprescindible que haya comunicación de datos entre el microcontrolador y el PC. Con tal fin, se conecta la placa de *test* y el microcontrolador al PC vía puerto RS-232, donde puede observarse en el siguiente diagrama:

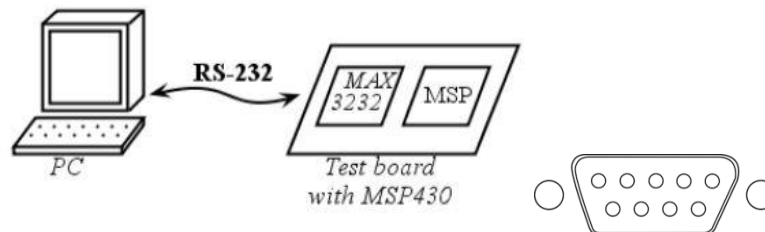


Ilustración 40 Conexión física mediante RS-232.

Otro elemento importante es el generador de voltaje de 3.3V, puesto que es necesario alimentar la placa de *test* y el microcontrolador. En caso de que no se dispusiera de este elemento, se podría plantear una alimentación por USB, puesto que por las necesidades de potencia no resultaría descabellado. Por otro lado, se debería utilizar un filtro PLL, que funciona como un filtro de frecuencia variable y de pequeño ancho de banda, que puede seguir automáticamente una señal de referencia.

Otro elemento necesario en este procedimiento es un circuito de adaptación de impedancias a 50 Ω , pudiéndose de esta manera conectar la salida o la entrada del transceptor ADF7021 a entradas o salidas de conectores cuya impedancia es igual a 50 Ω . De esta manera, se podrá conectar de forma directa la placa de *test* a una antena, a un osciloscopio, a un analizador de espectros...

Una vez se tiene todos los elementos conectados adecuadamente junto con las placas de *test* (PCB's), ya se puede realizar el proceso de la validación física. Al inicio de la validación, será necesario inicializar al menos cuatro registros del transceptor ADF7021. Algunos de ellos son: frecuencia del reloj de cuarzo, frecuencias de transmisión y recepción, potencia de emisión, la velocidad de transmisión, así como otros parámetros que dependen de los anteriores. En el transcurso de la validación, es posible que sea necesario programar de nuevo estos registros de vez en cuando, mientras los datos obtenidos son comunicados al PC. Para ello, será necesario un *software* específico que permita la comunicación, entre el PC y el microcontrolador, y la gestión del proceso de *testeo* a través del puerto RS-232. Este programa deberá tener las siguientes funcionalidades:

1. Mostrar y permitir la modificación de los 16 registros del microcontrolador MPS430.
2. Interfaz para enviar comandos al microcontrolador MPS430 y recibir información.
3. Programación de cualquier registro del transceptor ADF7021.
4. Mostrar información enviada por el microcontrolador MPS430.

Cada vez que se envía un comando o se realiza una inicialización de algún registro del transceptor, este *software* ha de enviar al microcontrolador 5 *bytes*. El primero de esos *bytes* es el número del comando, cuya relación se puede encontrar en el *datasheet* (para programar un registro, para modificar la potencia de emisión, para obtener el valor de la temperatura, para modificar el esquema de modulación digital...). Los cuatro siguientes *bytes* contienen el valor con el que se inicializará el registro del transceptor radio utilizado, en el caso del modo de operación de programación de registros.

En la validación de la placa de *test* de transmisión, la PCB se conecta al PC a través del puerto RS-232 y, en la salida, a un analizador de espectros o medidor de frecuencia o bien a una antena, como se observa en la figura que está a continuación.

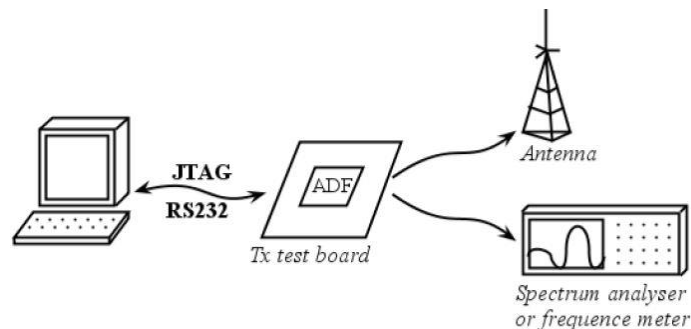


Ilustración 41: Verificación mediante un analizador de espectros y una antena.

La primera salida (analizador de espectros) se utiliza para caracterizar el espectro a la salida del transceptor. Deberá comprobarse el espectro transmitido para cualquier potencia de salida dentro del rango, recogido en las especificaciones del transceptor. Concretamente, se tendrá que comprobar si el espectro de la señal de salida es reconocible por emisoras de radio VHF. Sobre todo, habrá que fijarse si se cumple en la salida del sistema un SFDR²⁶ mínimo que garantice el correcto funcionamiento.

Por último, y no menos importante, en esta prueba habrá que realizar un estudio de caracterización de los armónicos, en función de la potencia de salida. Generalmente, el estudio se realiza sobre los armónicos de segundo y tercer orden. Los de segundo orden siguen una tendencia lineal predecible pero, sin embargo, los de tercer orden no tienen una variación lineal y crecen mucho más rápido que los anteriores, convirtiéndose así en una interferencia crítica para esta aplicación. Es más, el efecto de la interferencia de segundo orden se puede ver casi disminuido, puesto que al ser lineal se puede filtrar mediante un sistema lineal e invariante, consiguiendo reducir los errores en la transmisión. Concluyendo este ensayo, el objetivo final del mismo es establecer una potencia máxima a la salida del sistema, de forma que los armónicos de tercer orden no perturben la señal útil transmitida. Así pues, es necesario encontrar un compromiso entre potencia útil transmitida e interferencia.

El segundo tipo de ensayo (salida con la antena) es para comprobar si la señal transmitida por la antena es reconocida y tratada correctamente por otros transceptores. Es vital que se pueda establecer una conexión con transceptores consolidados por temas de compatibilidad.

²⁶ SFDR \equiv *Spurious-Free Dynamic Range*.

6.2.2.2 Test en recepción

Para realizar el *testeo* en recepción, se necesita un transmisor que radie señal de radiofrecuencia para poderla captar en el otro extremo. En este punto, se usarán dos transmisores diferentes: la placa de transmisión utilizada en el subapartado anterior y una emisora de RF, con la configuración adecuada de frecuencia y de otros parámetros.

Los criterios a utilizar en este punto son tres: el diagrama de ojos, el RSSI²⁷ y el resultado de la trama decodificada en el sistema a verificar. El diagrama de ojos se obtendrá mediante un osciloscopio, el RSSI a través del propio transceptor ADF7021 y la trama decodificada puede visualizarse a través de un PC conectado por el puerto RS-232.

El primer paso es obtener un buen diagrama de ojos, que es la superposición de periodos de símbolo consecutivos de la señal demodulada que muestra todas las transiciones de la señal. Es decir, muestra las distintas combinaciones de unos y de ceros en un tiempo determinado. En este caso, el diagrama de ojos ideal para la modulación en frecuencia utilizada, BFSK, es el siguiente:

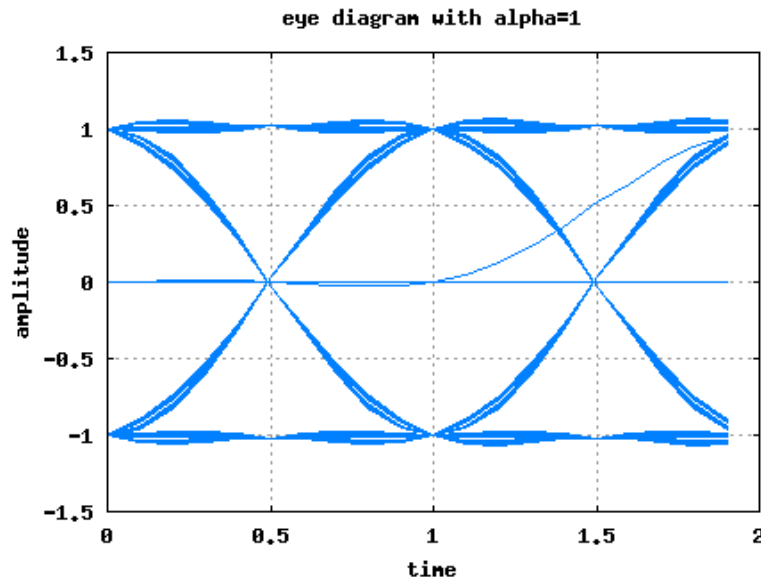


Ilustración 42 Diagrama de ojos de una señal modulada en BFSK.

El segundo criterio para la validación física en recepción es el RSSI, que es un indicador de la “fuerza” de la señal recibida. Todas las medidas están referidas a 1 mW (0 dBm). Siguiendo las especificaciones del sistema, habrá que comprobar si se cumplen los requisitos mínimos de señal en recepción, teniendo en cuenta el valor de la sensibilidad del sistema.

Finalmente, habrá que comprobar si la trama decodificada es la que realmente se ha transmitido. Se puede proceder mediante un SDR, como es el paquete de *software* MixW. Con la configuración que se enunció en los apartados anteriores, debería aparecer en la pantalla del ordenador el mensaje decodificado.

²⁷ RSSI \equiv Received Signal Strength Indicator.

Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras

7.1 Conclusiones

Este *Trabajo de Final de Grado* (TFG) tiene como fin conseguir avances en el proyecto Politech.1. Dentro de las limitaciones presentes, se han realizado numerosas simulaciones vía *software* para extraer conclusiones del posible comportamiento que tendrá en el entorno espacial el sistema de comunicaciones por satélite, con el objetivo de obtener la modulación y parámetros del protocolo AX.25 más adecuados. Con ese fin, se han estimado parámetros como la tasa de error de paquete, la tasa de error de bit, la sensibilidad, entre otros. A modo de comparativa, los parámetros más relevantes obtenidos para cada una de las simulaciones simuladas son los siguientes:

	BFSK	BFSK-FM	BPSK	FFSK
Umbral detección (dB)	-7.25	5.4	-5.5	-4.6
Estabilización BER	$\sim 10^{-6}$	$\sim 10^{-6}$	$\sim >10^{-5}$	$\sim >>10^{-5}$
Sensibilidad (dBm)	-106.48	-93.83	-104.73	-104.63
Tasa de transmisión (bps)	1200	1200	1200	9600

Tabla 14: Comparativa de las modulaciones.

En base al criterio del umbral de detección, la mejor modulación es la BFSK, lo que significa que soporta peores relaciones señal-a-ruido en comparación con las demás técnicas, siendo BPSK y FFSK, en orden decreciente, los siguientes métodos que dan mejores resultados en relación al ruido admitido para una adecuada comunicación.

Paralelamente, el parámetro de tasa de error de bit define el comportamiento del canal sobre los errores en la transmisión de bits. En la tabla, se han recogido los valores medidos en la estabilización de la curva del BER para las cuatro modulaciones. Inicialmente, se observa que la BFSK es más robusta ante los errores en los bits que infiere el canal ruidoso, siguiéndola ordenadamente BFSK-FM, BPSK y luego FFSK.

Así mismo, otro parámetro de vital importancia para el receptor de radiofrecuencia en un sistema es la sensibilidad, que se definió en apartados anteriores, así como su procedimiento para calcularla analíticamente. En este tercer parámetro, también predomina la modulación BFSK, teniendo la sensibilidad estimada más baja de todos los casos. Es fácil ver que al aplicar la técnica analógica FM a la modulación BFSK se empeora con creces en sensibilidad, resultando desaconsejable. Los valores de sensibilidad contenidos en la tabla pueden verse mejorados si se utiliza un amplificador de bajo ruido (LNA), como se explicó anteriormente. La

mejora obtenida con el amplificador elegido era 2.32 dB, lo que resulta muy conveniente para un mejor funcionamiento del sistema.

En relación con la tasa de transmisión utilizada, la ganadora es FFSK, que utiliza 9600 bps por el módem utilizado en la simulación. Sin embargo, como se está estudiando la aplicación a TT&C, la tasa de transmisión no es un factor limitante para la elección de la mejor opción, porque que los sistemas habituales utilizan 500 ~ 1000 bps.

Así pues, basándose en todos los criterios anteriores expuestos, la técnica de modulación más adecuada para esta aplicación es la BFSK, junto con la configuración realizada en el apartado pertinente de esta memoria. La explicación de esto se encuentra en que se han obtenido mejores resultados en robustez ante el canal ruidoso AWGN, en tasa de error de bit (BER) y en sensibilidad.

De esta manera, la configuración inicial establecida es la mejor opción de todos los casos contemplados. Sin embargo, como se indicó anteriormente, es muy recomendable utilizar un amplificador de bajo ruido (LNA) para obtener mejores resultados. En caso de que no sea posible utilizar esta configuración por la indisponibilidad de los equipos adecuados, por ejemplo, se recogen en este documento alternativas válidas para realizar la misma función.

En el capítulo 6 de esta memoria, se definieron dos métodos de verificación física del sistema real aplicados a la modulación BFSK. Aplicándolos de la forma correspondiente, se garantizará casi en su totalidad que el sistema funcionará correctamente en términos de enlace de radio cuando el satélite esté en el entorno espacial.

Así pues, con todas estas páginas, queda cubierto el campo del diseño del banco físico de pruebas del Politech.1, así como la elección, a través de simulación vía *software*, de la configuración más adecuada para que la comunicación entre el satélite y el segmento terrestre sea óptimo.

A modo de conclusión, en las páginas anteriores se ha caracterizado cuantitativamente mediante *software* el comportamiento real del sistema en diversas configuraciones de los parámetros y situaciones del canal, estableciendo la solución más adecuada para su buen funcionamiento. Así mismo, se han establecido modelos matemáticos a partir de los resultados experimentales para estimar de forma analítica el comportamiento del sistema. De esta forma, en la práctica se podrá comparar el valor estimado a través del modelo de simulación con el modelo real para cualquier situación, sirviendo además de referencia para realizar las medidas de verificación física de la placa. Por último, destacar que los dos métodos de verificación física descritos son primordiales en el proyecto Politech.1, para asegurar el correcto funcionamiento del sistema en órbita. En síntesis, en esta memoria han sido cubiertos todos los objetivos establecidos en el planteamiento inicial de este TFG, obteniendo resultados satisfactorios y avances importantes en el desarrollo de este proyecto relacionado con las comunicaciones espaciales.

7.2 Líneas futuras de trabajo

El contenido de esta memoria servirá como puente para futuros desarrollos de este proyecto. Las líneas de trabajo más relacionadas con la línea seguida en este *Trabajo de Final de Grado* se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Fabricación de la versión definitiva de la placa que irá embarcada en el Politech.1.
- Configuración adecuada de los equipos a utilizar, teniendo en cuenta las conclusiones extraídas en este TFG.

- Medida física de los parámetros que se han estimado por *software* en este proyecto sirviéndose de la ayuda de los modelos analíticos y experimentales expuestos en esta memoria.
- Comparación de los resultados medidos y simulados. Extracción de conclusiones.
- Verificación física de la placa con el objetivo de comprobar si la fabricación ha cumplido con los requisitos mínimos establecidos para el correcto funcionamiento del sistema de comunicaciones espaciales.
- Establecimiento de mejoras en la configuración inicial que solo pueden obtenerse en la práctica.

Anexo: Acrónimos y abreviaturas

ACK	Acknowledgement
AFSK	Audio Frecuency Shift Keying
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBS	Bulletin Board System
BER	Bit Error Rate
CAT	Computed-Assisted Translation
CR	Carriage Return
CRC	Cyclic Redundancy Check
DLSAP	Lightweight Directory Access Protocol
FCS	Frame-Check Sequence
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frecuency Shift Keying
GS	Ground Station
LSB	Least Significant Bit
MSK	Minium Shift Keying
OBC	On-Board Computer
P2P	Peer-to-peer
PER	Packet Error Rate
PSK	Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
RTTY	Radioteletipo
SDR	Software Defined-Radio
SNR	Signal-Noise Rate
SSID	Secondary Station Identifier
TNC	Terminal Node Controller
TT&C	Telemetry, tracking and command
UI	Unnumbered Information
VCO	Voltage-Controlled Oscillator

Bibliografía

- [1] François Mahy, “Design and Implementation of On-board Telecommunication System of Student Nanosatellite OUFTI-1 of University of Liège”. 2009.
- [2] Ian A. Glover and Peter M. Grant, “Digital Communications”. Pearson, 1998.
- [3] International Civil Aviation Organization, “Aeronautical Communications Panel (ACP). 15th April Webmeeting Of The Working Group S (Surface)”. 2014.
- [4] Markus Alexander Grønstad, “Implementation of a communication protocol for CubeSTAR”. University of Oslo, 2010.
- [5] Jiaxing Liu, “Spacecraft TT&C and Information Transmission Theory and Technologies”. Springer, 2015.
- [6] Joseph N. Pelton y otros, “Handbook of Satellite Applications”. Springer, 2013.
- [7] María Bayarri Beltrán, “Diseño del subsistema de comunicaciones del satélite Politech.1”.
- [8] José Borja Sánchez de Alcázar Aznar, “Estación terrena del satélite Politech.1”.
- [9] Tucson Amateur Packet Radio Corporation, “AX.25 Link Access Protocol for Amateur Packet Radio”. 1998.
- [10] Ana Vidal Pantaleoni y Santiago Cogollos Borrás, “Apuntes de la asignatura Comunicaciones Espaciales”, 2015.
- [11] Laura Esteve Moreno, “Diseño y montaje de una estación de seguimiento de satélite en órbita baja”. 2014.
- [12] Moisés Navalón, “NAOSat Communication Interface”. 2016.
- [13] Alec M. Makdessian, “Cómo mejorar la sensibilidad de los receptores de RF por medio de un LNA externo”. Maxim Integrated Products Inc, 2003.
- [14] “MixW: Overview”. 2010 [Online].
- [15] “AWGN Channel. MATLAB”. <http://es.mathworks.com/help/comm/ug/awgn-channel.html?searchHighlight=awgn> [Online].
- [16] “FSK over FM”. <http://www.rowetel.com/blog/?p=3799> [Online].
- [17] Robert Matyas, “Effect of noisy phase references on coherent detection of FFSK signals”. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-26, No. 6, June 1978.