

**Evaluación y Análisis del Desempeño de un Sistema de Comunicación de Datos
Punto a Punto en VHF Basado en *Packet Radio*.**



**Johao Daniel Caldón Mazabuel
José Javier Arce Santacruz**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo de Radio e InALámbricas - GRIAL
Línea de investigación en Señales y Sistemas de Acceso y Difusión Basados en
Radio.
Popayán, 2011**

**Evaluación y Análisis del Desempeño de un Sistema de Comunicación de Datos
Punto a Punto en VHF Basado en *Packet Radio*.**



**Johao Daniel Caldón Mazabuel
José Javier Arce Santacruz**

Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

**Director:
Víctor Manuel Quintero Flórez**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo de Radio e InALámbricas - GRIAL
Línea de investigación en Señales y Sistemas de Acceso y Difusión Basados en
Radio.
Popayán, 2011**

Agradezco a Dios
Por haberme permitido realizar mis sueños

A mi padre Ariel Caldón,
Por todas sus enseñanzas y sacrificios
A mi madre Esperanza Mazabuel,
Por sus consejos, cariño y entrega
A mis hermanos Arelyx y Pablo
Por la felicidad de compartir mi vida

A la memoria de Alonso
Que con sus experiencias marco un camino

Johao Daniel

Agradezco a mi Padre Celestial
Por haberme permitido cumplir un sueño más en mi vida
Y a su Hijo por guiarme en el buen camino

A mi padre Javier Arce,
Por todo su apoyo incondicional, esfuerzo y sacrificio
A mi madre Nubia Santacruz,
Por sus buenos consejos, cariño y entrega
A mi hermana Melissa
Por su amistad y cariño

Javier Arce Santacruz

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos a:

Victor Manuel Quintero Florez, Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones y Director del trabajo de grado, por sus valiosas orientaciones, su constante apoyo y su dedicación.

También agradecemos a nuestras familias y amigos que estuvieron presentes en la consecución de nuestras metas. Agradecemos al señor Tirzo Mazabuel encargado del laboratorio de Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca, por su valiosa colaboración en el desarrollo del proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

CAPITULO 1 GENERALIDADES DE PACKET RADIO	4
1.1 EVOLUCIÓN DE PACKET RADIO.....	4
1.1.1 Antecedentes del Protocolo AX.25	5
1.1.1.1 Protocolo ALOHA.....	6
1.1.1.2 Protocolo HDLC	7
1.1.1.3 Protocolo X.25	10
1.2 PACKET RADIO	11
1.2.1 Estación de Packet Radio	12
1.2.1.1 Computador	16
1.2.1.2 TNC	16
1.2.1.3 Radio	16
1.3 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN PARA PACKET RADIO, AX.25.....	13
1.3.1 Modelo de Niveles del Protocolo AX.25.....	14
1.3.1.1 Nivel de Enlace de Datos	15
1.3.1.1.1 DLSAP.....	15
1.3.1.1.2 Segmentador	16
1.3.1.1.3 Enlace de Datos	16
1.3.1.1.4 Administrador del Enlace de Datos.....	16
1.3.1.1.5 Multiplexor del Enlace de Datos.....	16
1.3.2 Estructura de la Trama	16
1.3.2.1 Campos de la Trama	17
1.3.2.1.1 Bandera	17
1.3.2.1.2 Dirección.....	17
1.3.2.1.3 Control	18
1.3.2.1.4 PID	19
1.3.2.1.5 Información.....	19
1.3.2.1.6 FCS	20
CAPITULO 2 NIVEL FÍSICO DE PACKET RADIO	21
2.1 CODIFICACIÓN DE LÍNEA	21
2.2 MODULACIÓN DIGITAL.....	23
2.2.2 Ancho de Banda de la Señal AFSK	24
2.3 EQUIPO DE COMUNICACIÓN RADIO.....	25

2.3.1 Ocilador.....	27
2.3.2 Sintetizador de Frecuencias	28
2.3.3 Mezclador.....	30
2.3.4 Amplificador de Potencia.....	30
2.3.5 LNA.....	16
2.3.6 Modulador	16
2.3.7 Demodulador.....	34
2.3.8 Limitador	36
2.3.9 Conmutador	36
2.3.10 Antena.....	37
CAPITULO 3 IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN	39
3.1 SOFTWARE.....	39
3.2 TNC	41
3.2.1 Circuito Integrado MX614.....	41
3.2.2 Módulo del Circuito Integrado MX614	42
3.2.2.1 Oscilador y Divisor de Frecuencia.....	43
3.2.2.2 Modo de Control Lógico.....	43
3.2.2.3 Detector de Energia	43
3.2.2.4 Reajuste Temporal de Datos en Transmisión y Recepción	43
3.2.2.5 Filtro y Ecualizador en Recepción.....	19
3.2.2.6 Amplificador de Entrada en Recepcion	44
3.2.2.7 Modulador AFSK.....	44
3.2.2.8 Demodulador AFSK	45
3.2.3 Circuito Integrado MAX232	45
3.2.4 Conexión de los Componetes del TNC	46
3.3 RADIO MOTOROLA PRO3100.....	48
3.3.1 Antena	49
3.4 INTERCONEXIÓN DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA DE COMUNICACION.....	50
CAPITULO 4 PLAN DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	53
4.1 VALIDACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL TNC	53
4.2 MEDIDA DE LA RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA	54
4.3 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL AFSK EN TRANSMISIÓN	55
4.3.1 Medida de la Frecuencia de Marca	56

4.3.2 Medida de la Frecuencia de Espacio	58
4.3.3 Medida del Ancho de Banda de la Señal AFSK	60
4.4 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL FM	62
4.4.1 Medida de la Frecuencia de Operacion	62
4.4.2 Medida del Ancho de Banda de la Señal FM	64
4.5 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL AFSK EN RECEPCIÓN	68
4.5.1 Medida de la Frecuencia de Marca	68
4.5.2 Medida de la Frecuencia de Espacio	70
4.5.3 Medida del Ancho de Banda de la Señal AFSK en Recepción.....	72
4.6 DESEMPEÑO DEL SISTEMAS DE COMUNICACIÓN.....	74
4.6.1 Medida de la Potencia de Recepción.....	76
4.6.2 Simulación del Sistema de Comunicación	77
4.6.3 Medida de la BER en Espacio Libre.....	79
4.6.4 Medida de la BER en un Escenario Urbano.....	80
CAPITULO 5 CONCLUSIONES	84
5.1.RESPECTO AL SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA RADIO.....	84
5.2.TRABAJOS FUTUROS.....	86
BIBLIOGRAFIA.....	87

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1.	Colisión de Tramas para el Protocolo ALOHA Puro.....	6
Figura 1.2.	(a) Configuración no Balanceada	8
Figura 1.2.	(b) Configuración Balanceada	8
Figura 1.2.	(c) Configuración Simétrica	8
Figura 1.3.	Trama HDLC	9
Figura 1.4.	Modificación de una Trama por el Protocolo HDLC.	9
Figura 1.5.	Niveles del Modelo de Referencia OSI para el Protocolo X.25	10
Figura 1.6.	Niveles de Operación del Protocolo X.25.	11
Figura 1.7.	Estación de Packet Radio.....	12
Figura 1.8.	Red de Packet Radio.....	14
Figura 1.9.	Modelo de Niveles del Protocolo AX.25.....	14
Figura 1.10.	Primitivas de servicio.....	15
Figura 1.11.	Formato de las Tramas S y U.....	16
Figura 1.12.	Formato de las Tramas I.....	17
Figura 1.13.	Formato del Campo Dirección.....	17
Figura 1.14.	Formato de Subcampo Remitente	17
Figura 1.15.	Bytes del Indicativo.....	18
Figura 1.16.	Byte del SSID	18
Figura 2.1.	Codificación NRZI.....	22
Figura 2.2.	Diagrama de Estados para NRZI	23
Figura 2.3.	Diagrama de Trellis para NRZI	23
Figura 2.4.	Modulación AFSK.....	24
Figura 2.5.	Espectro en Frecuencias de las Señales de Entrada y Salida de un Modulador AFSK	25
Figura 2.6.	Diagrama de Bloques de un Radio Convencional en FM.....	26
Figura 2.7.	Curva de Transferencia de un VCO.....	28
Figura 2.8.	Circuito Básico de Lazo de Enganche de Fase	29
Figura 2.9.	Sintetizador de Frecuencias Basado en un PLL	29
Figura 2.10.	Mezclador.....	30
Figura 2.11.	Amplificador de Potencia	31
Figura 2.12.	Amplificador de Bajo Ruido (LNA).. ..	32
Figura 2.13.	Frecuencia Modulada.....	33
Figura 2.14.	Diagrama en Bloques de un Modulador FM con PLL.....	34
Figura 2.15.	Detector de FM por Cuadratura.....	35

Figura 2.16.	Limitador con Filtro.....	36
Figura 2.17.	Conmutador Electrónico.....	37
Figura 2.18.	Sistema de Radiocomunicaciones.....	37
Figura 3.1.	Procesos de la Aplicación	40
Figura 3.2.	Configuración del Circuito Integrado MX614.	42
Figura 3.3.	Diagrama en Módulos del Circuito Integrado MX614.....	43
Figura 3.4.	Retardo de Grupo.....	44
Figura 3.5.	Configuración del Circuito Integrado MAX232	46
Figura 3.6.	Circuito del TNC en Transmisión.....	47
Figura 3.7.	Circuito del TNC en Recepción.	48
Figura 3.8.	Radio Convencional de Dos Vías Motorola PRO3100	48
Figura 3.9.	Antena Utilizada en la Implementación del Sistema	49
Figura 3.10.	Conexión Serial RS-232 y Radio Motorola PRO3100 en Transmisión.....	50
Figura 3.11.	Circuito para el Control del PTT.	51
Figura 3.12.	Conexión Serial RS-232 y Radio Motorola PRO3100 en Recepción	51
Figura 3.13.	Cable para Conexión Puerto Serial	51
Figura 3.14.	Cable de Comunicación de Datos Motorola.....	52
Figura 4.1.	Diagrama General del Plan de Pruebas Desarrollado.	53
Figura 4.2.	Diagrama de de Conexión para la Validación del TNC	53
Figura 4.3.	(a) Medida de la Potencia de Transmisión	54
Figura 4.3.	(b) Medida de la Potencia Reflejada.....	54
Figura 4.4.	Nomograma para la Medida del SWR	55
Figura 4.5.	Diagrama de Conexión para la Adquisición la Señal AFSK	56
Figura 4.6.	Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Unos ...	56
Figura 4.7.	Diagrama de Conexión para la Medida de la Frecuencia	57
Figura 4.8.	Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK al Transmitir una Trama de Unos	58
Figura 4.9.	Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Ceros ..	59
Figura 4.10.	Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK al Transmitir una Trama de Ceros.....	60
Figura 4.11.	Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Información.....	61
Figura 4.12.	Espectro de la Señal AFSK..	62
Figura 4.13.	Diagrama de Conexión para la Medida de la Frecuencia..	63
Figura 4.14.	Análisis Espectral y Medida de la Frecuencia de Operación	63
Figura 4.15.	Diagrama de Conexión para el Análisis en Frecuencia de la Señal FM.....	64

Figura 4.16.	Espectro de la Señal FM Modulada con un Tono de 1200 Hz	65
Figura 4.17.	Espectro de la Señal FM Modulada con un Tono de 2200 Hz	66
Figura 4.18.	Espectro de la señal de información.....	67
Figura 4.19.	Espectro de la Señal AFSK	67
Figura 4.20.	Diagrama de Conexión para Analizar la Señal AFSK en Recepción.....	68
Figura 4.21.	Señal AFSK en el Dominio del Tiempo a un Tono de 1200Hz en Recepción.....	68
Figura 4.22.	Diagrama de Conexión para la Medida de las Señales en el Dominio del Tiempo	69
Figura 4.23.	Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK en Recepción	70
Figura 4.24.	Señal AFSK en el Dominio del Tiempo a un Tono de 2200Hz en Recepción.....	71
Figura 4.25.	Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK en Recepción	72
Figura 4.26.	Señal AFSK en Recepción al Transmitir una Trama de Información	73
Figura 4.27.	Espectro de la Señal AFSK	74
Figura 4.28.	Diagrama de Conexión para la Caracterización del RSSI.....	76
Figura 4.29.	Potencia de Recepción Respecto al Valor del RSSI	77
Figura 4.32.	Diagrama en Bloques del Sistema de Comunicación Simulado.	78
Figura 4.31.	Desempeño del Sistema Simulado.....	79
Figura 4.32.	Diagrama de Conexión para la Medida del Atenuador.....	79
Figura 4.33.	Desempeño del Sistema en Espacio Libre	80
Figura 4.34.	Ubicaciones del Transmisor y Receptor para la Medida de la BER	81
Figura 4.35.	Desempeño del Sistema en un Escenario Urbano.....	81
Figura 4.36.	Desempeño del Sistema Implementado y Simulado.....	82

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1.	Campo Control.....	18
Tabla 1.2.	Funciones y Bits de Supervisión en una Trama S.....	19
Tabla 1.3.	Funciones y Bits de Modificación en una Trama U	19
Tabla 3.1.	Parámetros de Operación del MX614.....	42
Tabla 3.2.	Elementos Externos del MX614.....	42
Tabla 3.3.	Modos de Operación del MX614	43
Tabla 3.4.	Configuración de los Pines de Entrada M1 y M0 en Transmisión	45
Tabla 3.5.	Características de Operación del Modulador AFSK.....	45
Tabla 3.6.	Características de Operación del Demodulador AFSK..	45
Tabla 3.7.	Niveles de Voltaje RS232 y TTL.....	45
Tabla 3.8.	Características del Radio Motorola PRO3100..	49
Tabla 3.9.	Características de la Antena YAESU.....	50
Tabla 4.1.	Medidas a la Señal a 1200 Hz en Transmisión.....	57
Tabla 4.2.	Medidas a la Señal a 2200 Hz en Transmisión.....	59
Tabla 4.3.	Medida de la Desviación de Frecuencia en Función del Nivel de la Señal Moduladora	65
Tabla 4.4.	Medidas a la Señal a 1200 Hz en Recepción.....	69
Tabla 4.5.	Medidas a la Señal a 1200 Hz en Recepción..	80
Tabla 4.6.	Desempeño del Sistema en Espacio Libre con una Atenuación de 30 dB.....	80
Tabla 4.7.	Desempeño del Sistema en un Escenario Urbano con Antena Yagi.....	82

ACRÓNIMOS

ABM	<i>Asynchronous Balanced Mode</i> , Modo Balanceado Asíncrono.
AC	<i>Alternating Current</i> , Corriente Alterna.
ADCCP	<i>Advanced Data Communication Control Procedure</i> , Procedimiento de Control Avanzado de Comunicación de Datos.
AFSK	<i>Audio Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencias de Audio.
AM	<i>Amplitude Modulation</i> , Modulación en Amplitud.
AMRAD	<i>Amateur Radio Research and Development Corporation</i> , Corporación de Radioaficionados para la Investigación y el Desarrollo.
ARM	<i>Asynchronous Response Mode</i> , Modo de Respuesta Asíncrono.
ARP	<i>Address Resolution Protocol</i> , Protocolo de Resolución de Direcciones.
ARPANET	<i>Advanced Research Projects Agency Network</i> , Red de la Agencia de Proyectos de Investigación Avanzada.
ARQ	<i>Automatic Repeat reQuest</i> , Solicitud de Retransmisión Automática.
ARRL	<i>American Radio Relay League</i> , Liga Americana de Radio Aficionados.
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i> , Código Estándar Americano para el Intercambio de Información.
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Amplitud.
BB	<i>Base Band</i> , Banda Base.
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> , Transistor de Juntura Bipolar.
CC	<i>Direct Current</i> , Corriente Continua.
CCITT	<i>Consultative Committee for International Telegraphy and Telephony</i> , Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía.
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> , Semiconductor Complementario de Óxido Metálico.
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> , Verificación de Redundancia Cíclica.
CSMA	<i>Carrier Sense Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por Detección de Portadora.
DC	<i>Direct Current</i> , Corriente Directa.
DCE	<i>Data Communication Equipment</i> , Equipo de Comunicación de Datos.
DCTE	<i>Data Circuit Terminating Equipment</i> , Equipo Terminal del Circuito de Datos.
DLSAP	<i>Data Link Service Access Point</i> , Punto de Acceso a los Servicios del Enlace de Datos.
DM	<i>Disconnect Mode</i> , Modo desconectado.
DOD	<i>Department of Defense</i> , Departamento de Defensa.
DTE	<i>Data Terminal Equipment</i> , Equipo Terminal de Datos.
FCS	<i>Frame Check Sequence</i> , Secuencia de Verificación de Trama.
FET	<i>Field Effect Transistor</i> , Transistor de Efecto de Campo.
FM	<i>Frequency Modulation</i> , Modulación en Frecuencia.
FRMR	<i>FRaMe Reject</i> , Trama Rechazada.
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencia.

HDLC	<i>High Level Data Link Control</i> , Control de Enlace de Datos de Alto Nivel.
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> , Entorno de Desarrollo Integrado.
IF	<i>Intermediate Frequency</i> , Frecuencia Intermedia.
IP	<i>Internet Protocol</i> , Protocolo de Internet.
ISDN	<i>Integrated Services Digital Network</i> , Red Digital de Servicios Integrados.
ISO	<i>International Organization for Standardization</i> , Organización Internacional de Estandarización.
ITU-T	<i>International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector</i> , Sector de Estandarización de las Telecomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones.
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor</i> , Transistor de Efecto de Campo de Juntura.
LAN	<i>Local Area Network</i> , Red de Área Local.
LAPB	<i>Link Access Procedure Balanced</i> , Procedimiento de Acceso al Enlace Balanceado.
LAPD	<i>Link Access Protocol for D-channel</i> . Protocolo de Acceso al Enlace por el canal D.
LAPM	<i>Link Access Procedure for Modems</i> , Procedimiento de Acceso al Enlaces para Módems.
LAP	<i>Link Access Procedure</i> , Procedimiento de Acceso al Enlace.
LLC	<i>Logical Link Control</i> , Control de Enlace Lógico.
LNA	Low Noise Amplifier, Amplificador de Bajo Ruido.
LSB	<i>Least Significant Bit</i> , Bit Menos Significativo.
LO	<i>Local Oscillator</i> , Oscilador Local.
NACK	<i>Negative Acknowledgement</i> , Reconocimiento Negativo.
NF	<i>Noise Figure</i> , Figura de Ruido.
NRM	<i>Normal Response Mode</i> , Modo de Respuesta Normal.
NRZ	<i>Non Return to Zero</i> , No Retorno a Cero.
NRZI	<i>Non Return to Zero Inverted</i> , No Retorno a Cero Invertida.
MESFET	<i>Metal Semiconductor Field Effect Transistor</i> , Transistor de Efecto de Campo Semiconductor Metálico.
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> , Transistor de Efecto Campo Semiconductor de Oxido Metálico.
PA	<i>Power Amplifier</i> , Amplificador de Potencia.
PBL	<i>Bandpass Limiter/Amplifier</i> , Limitador/Amplificador pasabanda.
PD	<i>Phase Detector</i> , Detector de Fase.
PID	<i>Protocol Identifier</i> , Identificador de Protocolo.
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> , Lazo de Enganche de Fase.
PLP	<i>Packet Layer Protocol</i> , Protocolo de Nivel de Paquetes.
PPP	<i>Point to Point Protocol</i> , Protocolo Punto a Punto.
PPRS	<i>Pacific Packet Radio Society</i> , Sociedad de Radio Paquetes del Pacifico.
PTT	<i>Push To Talk</i> , Pulse para Hablar.
PVC	<i>Permanent Virtual Circuits</i> , Circuitos Virtuales Permanentes.
OSI	<i>Open System Interconnection</i> , Interconexión de Sistemas Abiertos.

REJ	<i>REJect</i> , Rechazo.
RF	<i>Radio Frequency</i> , Radio Frecuencia.
RNR	<i>Receive Not Read</i> , No Listo para Recibir.
ROM	<i>Read Only Memory</i> , Memoria de Sólo Lectura.
RR	<i>Receive Ready</i> , Listo para Recibir.
SABM	<i>Set Asynchronous Balanced Mode</i> , Establecer Modo Asíncrono Balanceado.
SABME	<i>Set Asynchronous Balanced Mode Extended</i> , Establecer Modo Asíncrono Balanceado Extendido.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.
SREJ	<i>Selective REJect</i> , Rechazo Selectivo.
SSID	<i>Secondary Station Identifier</i> , Identificador de la Estación Secundaria.
TAPR	<i>Tucson Amateur Packet Radio</i> , Radio Paquetes para Aficionados de Tucson.
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i> , Protocolo de Control de Transmisión.
TELNET	<i>TELEcommunication NETwork</i> , Red de Telecomunicaciones.
TNC	<i>Terminal Node Controller</i> , Controlador de Nodo Terminal.
UHF	<i>Ultra High Frequencies</i> , Frecuencias Ultra Altas.
UI	<i>Unnumbered Information</i> , Información No Numerada.
VADCG	<i>Vancouver Amateur Digital Communication Group</i> , Grupo de Comunicaciones Digitales de Aficionados de Vancouver.
VC	<i>Virtual Calls</i> , Llamadas Virtuales.
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i> , Oscilador Controlado por Voltaje.
VHF	<i>Very High Frequency</i> , Frecuencia Muy Altas.
VOX	<i>Voice Operated Switch</i> , Interruptor Operador por Voz.
XID	<i>eXchange IDentifications</i> , Cambio de Identificación.

RESUMEN

El presente trabajo de grado describe la implementación y evaluación de un sistema de comunicación de datos vía radio basado en el modo de comunicación *Packet Radio*. En el trabajo de grado se realiza inicialmente una descripción del protocolo AX.25 utilizado como protocolo de comunicación y de acceso al medio, además se identifican y se describen detalladamente cada uno de los elementos que componen el nivel físico de *Packet Radio*.

Posteriormente se ponen en práctica los conceptos analizados al adaptar un sistema convencional de voz a la transmisión de datos, se analizan las señales en los dominios del tiempo y de la frecuencia en diferentes puntos del sistema, para comprobar que el sistema implementado cumple con las especificaciones del modo de comunicación *Packet Radio*.

En la parte final del documento, se muestran los resultados de las diferentes pruebas realizadas al sistema de comunicación y se realiza el análisis a partir de la evaluación del desempeño del sistema realizado tanto en simulación como de manera real.

INTRODUCCIÓN

La necesidad de compartir información entre dos computadores ha motivado la creación de tecnologías para la transmisión de datos, agregando y modificando en cada una de ellas diferentes parámetros o elementos propios de la comunicación, con el objetivo de mejorar el desempeño y la calidad en el servicio que prestan. Entre las alternativas estudiadas, se destaca la comunicación inalámbrica, tecnología beneficiada por la libertad que sugiere el poder transmitir y recibir información sin estar conectado de manera física a un punto de la red, pero que presenta un gran reto, como es superar las condiciones adversas que enfrenta la señal en un canal de transmisión.

En ambientes en los cuales existen sistemas de comunicación de voz vía radio resulta práctico adaptar dichos sistema para realizar transmisiones de datos y poder brindar una amplia variedad de servicios.

Este trabajo de grado implementó un sistema sencillo, práctico y confiable que permite establecer una comunicación de datos vía radio entre dos equipos terminales, por medio de un protocolo que garantiza la calidad de la transmisión y la recepción de información.

De esta manera se proporciona una herramienta de aprendizaje y enseñanza, mediante el desarrollo de un proyecto práctico que involucra software y hardware. Además, se realiza una mayor profundización en el área de evaluación y análisis del desempeño de sistemas de comunicación de datos vía radio a nivel físico.

El presente trabajo de grado se encuentra estructurado en seis capítulos recopilados de la siguiente manera:

Capítulo 1. Generalidades de *Packet Radio*

Se realiza una descripción de la evolución de *Packet Radio*, se analizan los componentes utilizados en una estación de *Packet Radio* y se define el protocolo de comunicación y acceso al medio AX.25.

Capítulo 2. Nivel Físico de *Packet Radio*

Se describe de manera general el nivel físico de *Packet Radio*, el cual corresponde a la codificación de línea, al tipo de modulación digital utilizado y se realiza una descripción de los elementos que hacen parte de un radio convencional de dos vías.

Capítulo 3. Implementación del Sistema de Comunicación

Se describe los componentes hardware utilizados para la implementación de un sistema basado en el modo de comunicación *Packet Radio*, las características físicas y eléctricas de cada uno de los componentes y las interconexiones requeridas para su funcionamiento. De igual manera se describen los procesos que se llevan a cabo en la aplicación software implementada.

Capítulo 4. Plan de Pruebas y Análisis de Resultados

Se diseña el plan de pruebas y se presentan los resultados obtenidos al aplicar el mismo. Se realiza la evaluación y el análisis del desempeño del sistema de comunicación implementado y simulado.

Capítulo 5. Conclusiones

Se presentan las conclusiones finales del trabajo de grado y se recomiendan además posibles trabajos futuros e investigaciones en esta temática.

CAPITULO 1

GENERALIDADES DE PACKET RADIO

La manera en que la información digitalizada se transporta entre usuarios, ha evolucionado muy rápidamente, desde técnicas simples producto de la experimentación hasta tecnologías ampliamente estudiadas y experimentadas. Se han propuesto diversos tipos de transmisión, empleando en cada uno de ellos diferentes elementos propios de la comunicación, que buscan mejorar el desempeño y la calidad en el servicio que prestan. La comunicación inalámbrica de datos ha ganado un gran interés en el desarrollo de las telecomunicaciones, al permitir liberar al usuario final de los límites impuestos por una conexión guiada y al ofrecerle una amplia variedad de servicios, pero así mismo ha impuesto mayores retos a quienes dedican sus esfuerzos al estudio de la misma. Por ello fue necesario definir protocolos para unificar lenguajes en la comunicación, y dotar a la información digital de características especiales que permitan su transmisión a través de un medio inalámbrico, y al mismo tiempo le brinden seguridad, lo que ha favorecido un crecimiento rápido de este tipo de redes.

El desarrollo de la comunicación digital inalámbrica estuvo impulsado por la comunidad de radioaficionados, quienes experimentaron la comunicación analógica y alentados por su conocimiento agregaron un nuevo objetivo a su *hobby*, transmitir información digital desde sus estaciones. Este tipo de comunicación se denominó *Packet Radio*, sistema desarrollado para la comunicación digital a través de las estaciones de radioaficionados, el cual involucra el diseño e implementación de elementos *hardware* en los equipos de comunicación y especifica el protocolo AX.25 como protocolo de comunicación y de acceso al medio.

En el presente capítulo se realiza una descripción de la evolución de *Packet Radio*, se analizan los componentes utilizados en una estación y se define el protocolo AX.25, información valiosa para diseñar e implementar un sistema de este tipo y para determinar el desempeño de esta tecnología.

1.1 EVOLUCIÓN DE PACKET RADIO

La tecnología de transmisión de paquetes vía radio fue desarrollada a mediados de la década de los sesenta y puesta en práctica por la Red de la Agencia de Proyectos de Investigación Avanzada (ARPANET, *Advanced Research Projects Agency Network*) del Departamento de Defensa (DOD, *Department of Defense*) de los Estados Unidos. El primer proyecto a gran escala en el que se implementó la transmisión de paquetes vía radio se llamó *ALOHAnet*, proyecto llevado a cabo por la Universidad de Hawái en 1970 [1]. El objetivo principal de este proyecto fue el de comunicar un computador central con diversos computadores ubicados en las islas hawaianas. En 1973 la empresa estadounidense IBM (IBM, *International Business Machines Corporation*) desarrolló el primer protocolo para la transmisión de paquetes llamado Control de Enlace de Datos Síncrono (SDLC, *Synchronous Data Link Control*) [2]. En el año de 1978, en Vancouver Canadá, la Organización Internacional de Estandarización (ISO, *International Organization for Standardization*), desarrolló un nuevo protocolo denominado Control de Enlace de Datos de Alto Nivel (HDLC, *High-Level Data Link Control*). Para este mismo año, el club VE2RM INC¹ realizó la primera transmisión de paquetes utilizando el protocolo HDLC en el área de Montreal en Canadá [2]. Para el

¹ *The Western Quebec Amateur Radio Club.*

año de 1984, el Sector de Estandarización de las Telecomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU-T, *International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector*), definió un nuevo protocolo llamado X.25 basado en el protocolo HDLC, para la comunicación de paquetes en redes cableadas. X.25, el cual implementó mecanismos de direccionamiento entre usuarios y técnicas de detección de errores.

Con la creación del protocolo X.25, la Corporación de Aficionados de *Packet Radio* de Tucson Arizona (TAPR, *Tucson Amateur Packet Radio*), la Corporación de Radioaficionados para la Investigación y el Desarrollo (AMRAD, *Amateur Radio Research and Development Corporation*) y la Sociedad de Radio Paquetes del Pacífico (PPRS, *Pacific Packet Radio Society*), definieron una versión modificada del protocolo comercial X.25, creando así el protocolo AX.25 (*Amateur X.25*) [3] [4]. A finales de 1984, la Liga Americana de Radioaficionados (ARRL, *American Radio Relay League*) formalizó las especificaciones del protocolo AX.25 y lo seleccionó como el protocolo oficial para el modo de transmisión *Packet Radio* [3] [4]. En el año de 1998 la TAPR publicó la versión 2.2 del protocolo, versión que se mantiene vigente en el momento [5].

Otro de los grandes aportes que beneficio la aparición de este modo de transmisión fue la evolución en los equipos que permiten la conexión de un computador y un equipo radio, labor que se llevo a cabo en su totalidad gracias a la cooperación entre radioaficionados.

Doug Lockhart, un Radioaficionado de la ciudad de Vancouver, Canadá, desarrolló un dispositivo que denomino Controlador de Nodo Terminal (TNC, *Terminal Node Controller*) [3][6]. La función del TNC era la de crear las tramas AX.25 en las cuales se transmitía la información proveniente de un computador, luego eran enviadas a un modem Bell 202² que se encargaba de adaptar la señal digital a la entrada analógica del radio, logrando una velocidad de transmisión de datos igual a 1200 bits por segundo[6]. Posteriormente, Doug Lockhart creó el Grupo de Comunicaciones Digitales de Aficionados de Vancouver (VADCG, *Vancouver Amateur Digital Communication Group*), quienes se encargaron de la estandarización y producción de equipos TNC en grandes cantidades para el uso en redes de radio paquetes de radioaficionados [3] [4].

1.1.1 Antecedentes del Protocolo AX.25

Anterior a la creación del protocolo AX.25 se desarrollaron diversos protocolos para la comunicación de datos, en los cuales se fueron corrigiendo muchos de los defectos de sus antecesores o se fueron adaptando al tipo de servicio para el cual se requerían; algunos de ellos no fueron publicados pero es indudable que generaron un gran conocimiento para la evolución de las comunicaciones inalámbricas. Los principales protocolos que beneficiaron la creación del protocolo AX.25 utilizado en el modo de comunicación *Packet Radio* son: *Aloha*, HDLC y X.25.

² El estándar de modulación Bell 202 utiliza la Modulación por Desplazamiento de Frecuencias de Audio (AFSK, *Audio Frequency Shift Keying*), la cual define una frecuencia de 1200 Hz para la transmisión de una marca (1 lógico), una frecuencia de 2200 Hz para la transmisión de un espacio (0 lógico) y una velocidad de transmisión máxima de 1200 bits por segundo [7].

1.1.1.1 Protocolo ALOHA

A comienzos de la década de 1970, Norman Abramson y sus colegas de la Universidad de Hawái, diseñaron un sistema de comunicación inalámbrico, que permitía resolver el problema de la asignación del canal de comunicación a varios usuarios sin que existiese ninguna clase de coordinación entre ellos [8] [9].

El protocolo inicial, denominado *ALOHA Puro* (*ALOHA Pure*) surgió como solución a la interconexión de siete centros de dicha Universidad repartidos en cuatro islas, de forma que varias estaciones se comunicaban con un computador central sin usar la red telefónica. El protocolo *ALOHA Puro* se desarrolló para una red que utilizaba transmisión de tramas de información vía radio con Modulación en Frecuencia (FM, *Frequency Modulation*), en dos bandas distintas de frecuencia, una para el tráfico de las estaciones hacia el computador central y la otra para el sentido contrario de la comunicación [8] [9].

Este protocolo representa la forma más pura o básica de acceso aleatorio, donde los usuarios compiten entre sí para lograr el acceso y control del medio de transmisión. El funcionamiento de *ALOHA Puro* es muy simple: cuando un nodo desea transmitir una trama de información simplemente lo hace, sin importar el estado del canal; una vez enviada esta trama, el nodo espera un tiempo para recibir una trama de confirmación que le indica que la información ha sido recibida correctamente por el nodo de destino. El tiempo de espera del nodo es igual al doble del tiempo máximo de propagación en el canal; si el nodo recibe un reconocimiento durante ese tiempo, considera exitosa la transmisión; de lo contrario el nodo supone que ha ocurrido una colisión, en cuyo caso reenvía la trama después de un tiempo aleatorio [9].

Cuando dos o más nodos de la red transmiten información en el mismo instante de tiempo se producen una colisión en el canal, trayendo como consecuencia la invalidación de las tramas que fueron afectadas, generando con ello la retrasmisión de las mismas, hasta el punto en que el canal de comunicación se satura y no permite la transmisión de información útil. En la figura 1.1 se detalla la colisión de tramas para el protocolo *ALOHA Puro*. Si se quiere transmitir una trama en un instante t_1 y la duración de la trama es igual a T , la transmisión será exitosa si otro nodo no envía paquetes dentro del intervalo $t_1 - T$ y $t_1 + T$, es decir, dos veces el periodo de transmisión de la trama ($2T$), tiempo necesario para que la transmisión de una trama tenga éxito [10].

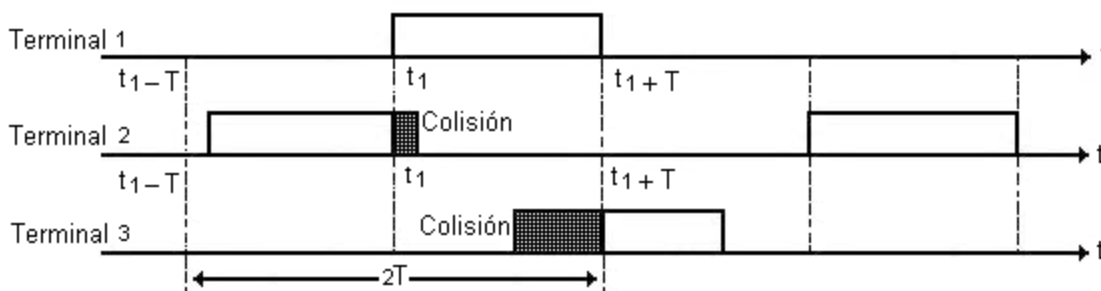


Figura 1.1 Colisión de Tramas para el Protocolo ALOHA Puro [10]

Posteriormente se propuso una mejora al protocolo *ALOHA Puro* llamado *ALOHA Ranurado* (*Slotted ALOHA*). En la versión ranurada los nodos solo pueden transmitir en unos determinados intervalos de tiempo llamados ranuras (*slots*), de manera que un nodo solo puede empezar a transmitir cuando se está en el comienzo de uno de estos intervalos. De esta manera los nodos están sincronizados y cada uno sabe

cuándo empieza cada intervalo, reduciendo así la probabilidad de colisiones. La característica principal de este sistema es que o bien las tramas colisionan completamente o no colisionan [8] [9].

Norman Abramson realizó algunas estimaciones de la eficiencia de los protocolos *ALOHA*, supuso que las estaciones de la red transmiten de acuerdo con una distribución de Poisson³ y dedujo que la capacidad de utilización del canal para *ALOHA Puro* es del 18% y para el protocolo *ALOHA Ranurado* es del 37%, siendo la eficiencia de este último un poco más del doble [8] [9].

1.1.1.2 Protocolo HDLC

El protocolo HDLC es un derivado del protocolo del nivel enlace de datos usado en la Arquitectura de Sistemas de Red (SNA, *Systems Network Architecture*) de la empresa IBM, llamado protocolo de Control Sincrónico de Enlace de Datos (SDLC, *Synchronous Data Link Control*). IBM desarrolló SDLC y lo presentó para su revisión al Instituto Nacional Americano de Estándares (ANSI, *American National Standards Institute*) y a la ISO para la aceptación como estándar Americano e Internacional. ANSI lo modificó convirtiéndolo en el protocolo de Procedimiento de Control Avanzado de Comunicación de Datos (ADCCP, *Advanced Data Communication Control Procedure*), y por su parte la ISO lo modificó para convertirlo en HDLC. Posteriormente, el Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía (CCITT⁴, *Consultative Committee for International Telegraphy and Telephony*) adoptó y modificó este protocolo para convertirlo en el protocolo denominado Procedimiento de Acceso al Enlace (LAP, *Link Access Procedure*) como parte del estándar X.25 [2] [11].

HDLC es un protocolo de nivel de enlace de datos síncrono orientado a bit. Incluye funciones para el control de flujo, administración de enlaces y control de errores. El protocolo HDLC tiene tres tipos de configuraciones de enlace: configuración no balanceada, configuración balanceada y configuración simétrica. En la figura 1.2(a) se detalla la configuración no balanceada, la cual consiste en una configuración formada por un nodo primario y uno o más nodos secundarios. El nodo primario mantiene un enlace lógico independiente con cada uno de los nodos secundarios, tiene la responsabilidad de controlar el funcionamiento del enlace y de generar tramas denominadas comandos (*commands*); los nodos secundarios operan bajo su control y generan tramas denominadas respuestas (*responses*) [11] [12].

En la figura 1.2 (b) se detalla la configuración balanceada, este tipo de configuración está formada por dos nodos combinados, es decir, dos nodos que combinan las características de un nodo primario y un nodo secundario en un solo nodo físico. Un nodo combinado envía y recibe tramas de comandos (*commands*) y de respuestas (*responses*) [12] [13]. En la figura 1.2(c) se detalla la configuración simétrica, la cual está formada por dos nodos físicos, cada uno de ellos con un nodo lógico primario y un nodo lógico secundario, de forma que el nodo lógico primario de un nodo físico, se conecta con el nodo lógico secundario del otro nodo físico [11] [12].

³ Distribución de Poisson es una distribución de probabilidad discreta que expresa la probabilidad que un determinado número de eventos ocurran en un determinado periodo de tiempo, dada una frecuencia media conocida e independientemente del tiempo transcurrido desde el último evento [13].

⁴ CCITT es el antiguo nombre de la ITU-T.

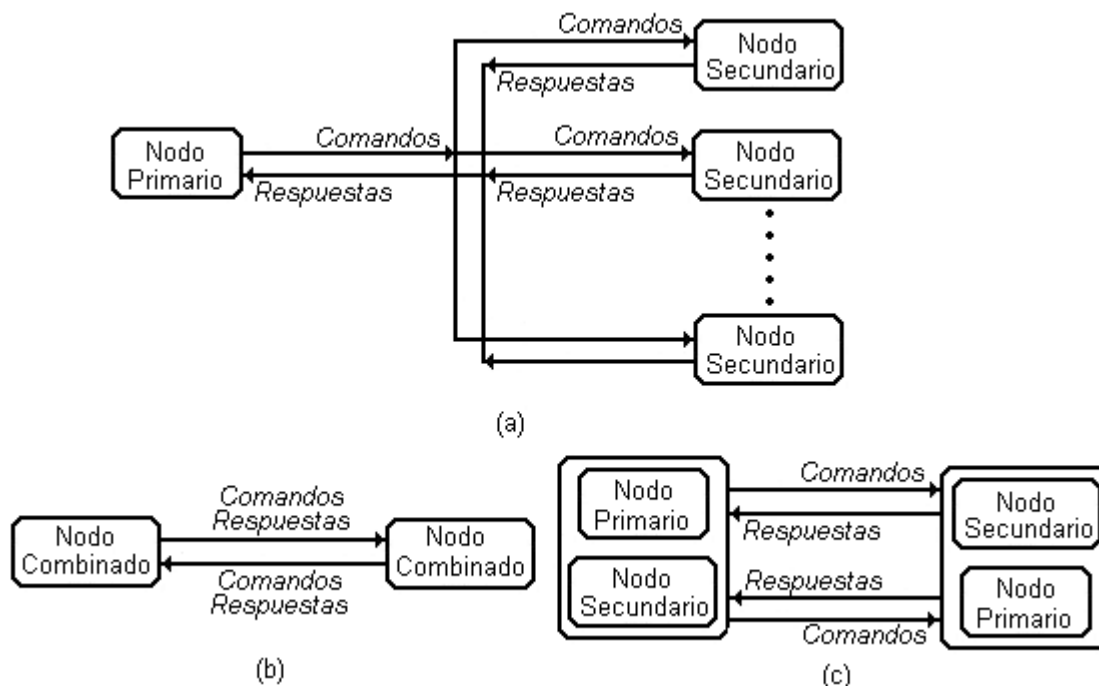


Figura 1.2 (a) Configuración no Balanceada (b) Configuración Balanceada (c) Configuración Simétrica [11]

Tanto la configuración balanceada y no balanceada permiten transmisiones *full-duplex* o *half-duplex*⁵. Sin embargo la configuración no balanceada es exclusiva para redes punto a punto, mientras que la configuración balanceada opera tanto en redes punto a punto como en redes punto multipunto [12].

HDLC permite tres modos de operación distintos:

- Modo de Respuesta Normal (NRM, *Normal Response Mode*): en este modo, el nodo primario puede iniciar una transmisión hacia el nodo secundario, pero el nodo secundario solo puede transmitir datos usando respuestas a las órdenes emitidas por el nodo primario. Este modo es utilizado en la configuración no balanceada [12].
- Modo Balanceado Asíncrono (ABM, *Asynchronous Balanced Mode*): este es un modo combinado en el cual los nodos pueden actuar como primarios y secundarios, y cualquier nodo puede transmitir sin necesidad de recibir permiso por parte de otro nodo. Este modo es utilizado en la configuración balanceada [12].
- Modo de Respuesta Asíncrono (ARM, *Asynchronous Response Mode*): El nodo secundario puede iniciar la transmisión sin tener permiso explícito por parte del nodo primario, pero es el nodo primario quien tiene la responsabilidad del funcionamiento de la línea, incluyendo la iniciación, el control de errores, y la desconexión lógica [12].

⁵ En un sistema de comunicación no inalámbrico, el modo de comunicación *full-dúplex* corresponde a la transmisión bidireccional simultánea y el modo *half-dúplex* a la transmisión bidireccional pero no simultánea.

HDLC usa una transmisión síncrona, en la cual se utiliza un único formato de trama para transportar la información de usuario y la información de control. La trama HDLC que se muestra en la figura 1.3, está formada por seis campos que son: campo de bandera inicial, campo de dirección, campo de control, campo de información, campo de Secuencia de Verificación de Trama (FCS, Frame Check Sequence) y el campo de bandera final. Los campos que anteceden al campo de información como lo son el campo de bandera inicial, de dirección y de control, se denominan encabezado (*header*). Los campos que se encuentran a continuación del campo de información como lo son el campo FCS y el campo de bandera final se denominan cola [14].

Bandera	Dirección	Control	Información	FCS	Bandera
8 bits	8 bits	8 bits	Longitud variable, 0 o más bits, múltiplos de 8	16 bits	8 bits

Figura 1.3 Trama HDLC

El campo bandera está localizado en los dos extremos de la trama, sirve como referencia de inicio y final, y corresponde a un octeto de bits de la forma 01111110 (7E hexadecimal). En los extremos del sistema, los receptores están continuamente intentando detectar estas secuencias para sincronizarse con el comienzo y final de la trama, es decir, cuando se recibe el primer campo bandera el receptor marca el inicio de una trama y al detectar el segundo determina el final de la misma. Para evitar confusiones HDLC modifica la trama de tal forma que no debe aparecer la combinación 01111110 en ningún otro campo de la trama. En la figura 1.4 se aprecia como HDLC modifica una trama cuando se quiere transmitir una secuencia con más de cinco "1" consecutivos. Para ello, en transmisión, en el campo información, después de cinco bits "1" consecutivos se insertará un bit "0". En recepción se hará el proceso inverso, descartando los "0" insertados. Si los bits sexto y séptimo son ambos iguales a "1" se interpreta como una indicación de cierre generada por el transmisor [12] [14].

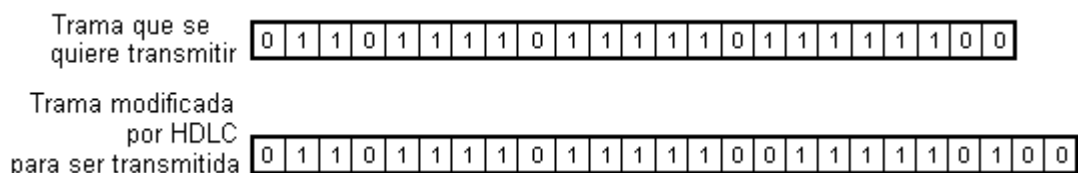


Figura 1.4 Modificación de una Trama por el Protocolo HDLC

El campo de dirección tiene una longitud de 8 bits y el contenido de este campo depende del modo de operación que se esté utilizando, por ejemplo, si en un enlace punto multipunto, se trabaja en un modo NRM, donde hay un nodo primario y cada nodo secundario tiene una dirección única, el campo de dirección llevará siempre la dirección del nodo secundario. Para un enlace punto a punto en el modo ABM, el campo dirección llevará los comandos y respuestas asociadas. En sí el campo de direcciones identifica al nodo (secundario o combinado) que transmite o recibe una trama [12].

El campo de control identifica el tipo de trama: tramas de información (tramas-I), tramas de supervisión (tramas-S) y tramas no numeradas (tramas-U). Las tramas-I transportan los datos generados por el usuario, e incluye información para el control de Solicitud de Retransmisión Automática (ARQ, *Automatic Repeat-reQuest*). Las tramas-S se utilizan para las confirmaciones de las tramas-I. Las tramas-U se usan en las fases de establecimiento y finalización de conexión, en sí proporcionan funciones complementarias de control del enlace [12] [14].

El campo de información no tiene una longitud constante. Este campo puede contener cualquier secuencia de bits, con la única restricción que el número de bits sea igual a un múltiplo entero de 8. En la práctica, el campo de información tiene una longitud definida por la aplicación particular. Este campo solo está presente en las tramas- I y las tramas-U.

El campo FCS es utilizado para la detección de errores generados durante la transmisión, implementa el mecanismo de Verificación de Redundancia Cíclica (CRC, *Cyclic Redundancy Check*), el cual se calcula sobre los campos de dirección, control e información de la trama. El proceso de detección de errores consiste en dividir los tres campos por un polinomio generador de la forma $X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$, conocido como polinomio CRC-16-CCITT, el cual corresponde a la secuencia binaria 10001000000100001, la cual consta de 17 bits. Si el cálculo de la FCS en el receptor no coincide con el transmitido, indica que la trama contiene errores, de esta manera el receptor envía un mensaje de Reconocimiento Negativo (NACK, *Negative Acknowledgement*) al remitente y se procede a retransmitir dicha trama [14].

1.1.1.3 Protocolo X.25

La ITU-T desarrolló un protocolo para redes de comunicación de datos, basado en la tecnología de conmutación de paquetes al que denominó X.25. Este protocolo está basado en el protocolo HDLC publicado por ISO [15].

El protocolo X.25 posee características como: control de flujo, el cual evita la congestión en la red limitando el flujo de paquetes de los nodos de trabajo; multiplexación, la cual permite que un nodo establezca hasta 4095 Circuitos Virtuales⁶ (VC, *Virtual Circuit*) simultáneos con otros nodos empleando un único enlace físico; y detección de errores, lo cual asegura que los paquetes se reciban en el destino sin error y sin duplicaciones [16].

El protocolo X.25 opera en los tres niveles inferiores del modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI, *Open System Interconnection*), es decir nivel físico, nivel de enlace de datos y nivel de red, como aparece en la figura 1.5.

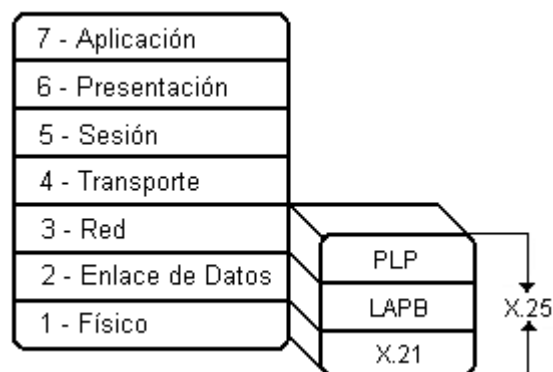


Figura 1.5 Niveles del Modelo de Referencia OSI para el Protocolo X.25 [5]

El nivel físico, X.25 se rige por el protocolo X.21, el cual especifica las características eléctricas, mecánicas, funcionales y de procedimientos necesarios para establecer las

⁶ Es una forma de comunicación mediante conmutación de paquetes en la cual la información o datos son empaquetados en bloques que tienen un tamaño variable a los que se les denomina paquetes.

conexiones físicas, mantenerlas y después liberarlas entre el Equipo Terminal de Datos (DTE, *Data Terminal Equipment*) y el Equipo Terminal del Circuito de Datos (DCTE, *Data Circuit Terminating Equipment*). X.21 es la interfaz a nivel físico entre DTE y DCTE, soporta conexiones punto a punto, logrando velocidades de transmisión de datos de hasta 19.2 Kbps, en comunicación síncrona y transmisión *full-duplex* [16].

El nivel de enlace de datos de X.25 especifica las funciones de establecimiento y terminación de la conexión, las funciones de transmisión de tramas de información, y las funciones de control de flujo y detección de errores. Para llevar a cabo estas funciones el nivel de enlace de datos de X.25 emplea el protocolo Procedimiento de Acceso al Enlace Balanceado (LAPB, *Link Access Procedure Balanced*), el cual se encarga de que los paquetes X.25 que se transmiten a través de un canal susceptible de errores lleguen correctamente, desde o hacia la interfaz ETD/ETCD. La diferencia entre paquete y trama es que los paquetes se crean en el nivel de red y se insertan dentro de una trama, la cual se crea en nivel de enlace [15].

Finalmente, el nivel de red de X.25 especifica el establecimiento de conexiones y el envío de paquetes entre dispositivos DTE a través de VCs, funciones implementadas por el Protocolo de Nivel de Paquetes (PLP, *Packet Layer Protocol*) [5] [16]. El nivel de red de X.25 ofrece dos tipos de circuitos virtuales que son: llamadas Virtuales (VC, *Virtual Calls*) y Circuitos Virtuales Permanentes (PVC, *Permanent Virtual Circuits*). Una llamada virtual es un circuito virtual que se establece dinámicamente mediante una solicitud de llamada y una terminación de llamada, un circuito virtual permanente es un circuito virtual fijo asignado en la red [16].

En la figura 1.6 se detalla la interacción de los tres niveles inferiores del modelo OSI con el protocolo X.25. El nivel de red opera de extremo a extremo, es decir, de una DTE trasmisora a una DTE receptora, a diferencia del los niveles de enlace y físico que operan de nodo a nodo [16].

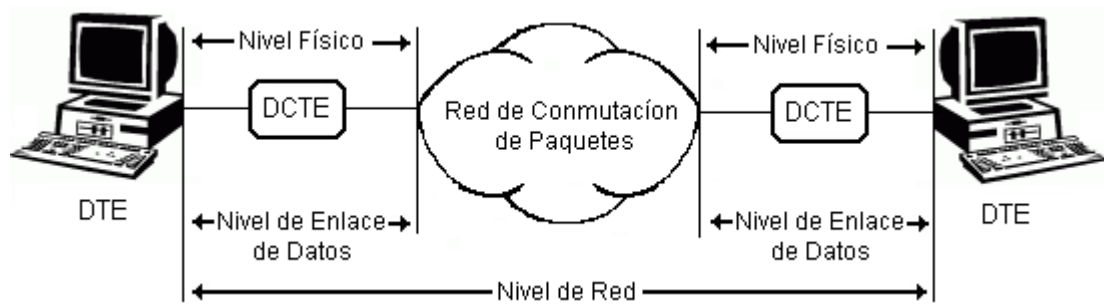


Figura 1.6 Niveles de Operación del Protocolo X.25 [16]

1.2 PACKET RADIO

Packet Radio es un sistema de comunicación digital que permite la comunicación vía radio entre computadoras. Donde la información de usuario es fragmentada en partes de longitud constante, a la cual se le agrega información de direccionamiento y control para ser transmitida. El receptor puede verificar el estado de la información recibida y en caso de que existan errores solicitar la retransmisión [17].

Las características más importantes de este sistema de transmisión digital son:

- Multiplexación: *Packet Radio* soporta múltiples transmisiones en la misma frecuencia de manera simultánea, puesto que comparte el canal de comunicación.
- Detección de errores: El receptor verifica cada trama de tal forma que si se ha producido algún error, solicita su retransmisión.
- Trabajo en modo automático: Permite al usuario dejar su estación encendida para que otros usuarios puedan enviar mensajes, sin saber si el usuario está o no al teclado.
- Larga distancia de transmisión: Se pueden comunicar estaciones tan lejanas como se quiera, ya que se permite el envío de información a través de estaciones repetidoras, permitiendo extender el alcance de la transmisión [17].

1.2.1 Estación de Packet Radio

El sistema de comunicación de *Packet Radio* adapta las estaciones de los radioaficionados, para permitir la transmisión de información digital a través de un medio inalámbrico. La estación de *Packet Radio* tiene la capacidad de conformar, controlar y adaptar las tramas al medio de transmisión.

En la figura 1.7 se observan los equipos necesarios en una estación de *Packet Radio*:

- Computador.
- TNC.
- Radio convencional.

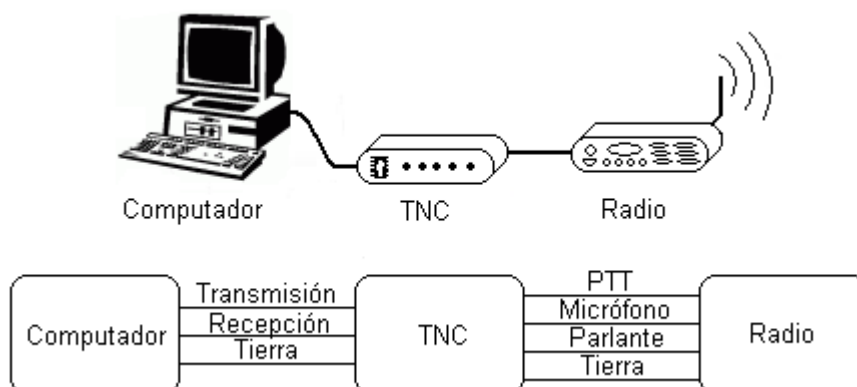


Figura 1.7. Estación de Packet Radio [17]

1.2.1.1 COMPUTADOR

Es el equipo donde se ejecuta una aplicación software, la cual le permite al operador intercambiar información a través de la red de *Packet Radio*. Dicha aplicación permite al usuario mantener un control sobre las tareas que la estación puede realizar como: transmitir, leer, recuperar, modificar o guardar un mensaje.

La información que se genera en el computador es entregada al siguiente componente de la estación a través del puerto RS-232⁷ [19].

⁷ RS-232 es una interfaz eléctrica para la transmisión serial de datos binarios entre un DTE y un Equipo de Comunicación de Datos (DCE, Data Communication Equipment).

1.2.1.2 TNC

El Controlador de Nodo Terminal de la estación de *Packet Radio* es la interfaz entre el computador y el equipo de comunicación radio. El TNC está constituido por tres módulos que son: un microprocesador el cual se encarga de controlar todas las funciones del TNC, un modem el cual traslada la información digital a una portadora de audio y un circuito para adaptar los niveles de voltaje al puerto RS-232 del computador.

El TNC genera las tramas a partir del flujo de datos recibidos desde la computadora, calcula el CRC para la detección de errores, realiza la codificación de línea⁸, modula la señal binaria en frecuencia de audio y la entrega al radio.

En el proceso de recepción el TNC demodula la señal entregada por el radio, decodifica la trama, calcula el CRC a la trama recibida y en caso de errores solicita la retransmisión, si la trama recibida es correcta se trasmite al computador a través del puerto RS-232 para ser presentada al usuario [18].

1.2.1.3 RADIO

El radio es el equipo que permite adecuar la señal de audio a una portadora de Radio Frecuencia (RF, *Radio Frequency*) para ser radiada al medio de comunicación. En un sistema de *Packet Radio* es muy frecuente la utilización de radios convencionales con modulación FM, los cuales tienen un ancho de banda de 12.5 KHz o 25 KHz; opera en la banda de Frecuencia Muy Alta (VHF, *Very High Frequency*) alcanzando una velocidad de transmisión de datos igual a 1200 bps y en la banda de Frecuencia Ultra Alta (UHF, *Ultra High Frequency*), permitiendo una velocidad de transmisión de datos igual a 2400 bps.

El radio recibe la señal del TNC a través del conector (*plug*) del micrófono y transmite la información al TNC a través del conector (*plug*) de los parlantes de audio o a través de algún puerto propietario dependiendo la marca del equipo.

1.3 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN AX.25

La transmisión digital por *Packet Radio* define un lenguaje estándar para la comunicación y el nivel de enlace de datos, capaz de transportar información de manera eficaz y confiable a través de múltiples enlaces entre dos o más computadores, el protocolo utilizado para tal fin es el AX.25, el cual proporciona comunicación confiable en modos de operación simplex⁹ o semidúplex.

Los protocolos que definen el nivel de enlace de datos como el protocolo HDLC, en la configuración no balanceada, designa para el establecimiento de un enlace un nodo primario y un nodo secundario. Este tipo de operación no balanceada no es práctico en un ambiente RF compartido, por el contrario, AX.25, establece que ambos nodos del enlace son de la misma clase.

El protocolo AX.25 permite dos modos de comunicación: punto a punto y punto multipunto. En el modo punto a punto la comunicación puede establecerse

⁸ En algunos equipos TNC las funciones de generación de tramas, cálculo del CRC, codificación de línea se llevan a cabo en la aplicación software del DTE.

⁹ En un sistema de comunicación inalámbrico, el modo de comunicación *simplex* corresponde a la transmisión en una sola dirección, el modo *semidúplex* corresponde a la transmisión bidireccional pero no simultánea y el modo *dúplex* a la transmisión bidireccional simultánea.

directamente o a través de una repetidora como se muestra en la figura 1.8. En el modo punto multipunto, el nodo A de la figura 1.8, puede comunicarse con los demás nodos de la red, compartiendo el canal en el tiempo y creando un nivel de enlace de datos como se muestra en la figura 1.9, para cada una de los nodos con los cuales estable comunicación.

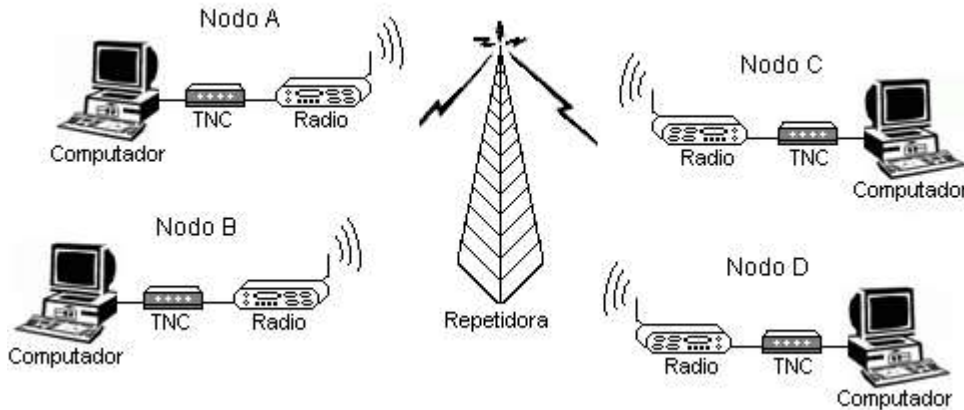


Figura 1.8. Red de Packet Radio

El protocolo AX.25, utiliza para el acceso al canal el método de Acceso Múltiple por Detección de Portadora (CSMA, *Carrier Sense Multiple Access*). Cuando una estación quiere transmitir, escucha el canal para verificar si alguien más está transmitiendo; si el canal está libre transmite la trama de información y las demás estaciones dejan de transmitir hasta que haya concluido la transmisión.

1.3.1 Modelo de Niveles del Protocolo AX.25

El protocolo AX.25 define los dos niveles más bajos del modelo OSI, nivel de enlace de datos y nivel físico, como se observa en la figura 1.9.

Nivel	Funciones			
	DLSAP		DLSAP	
Enlace de Datos	Segmentador	Administrador de Enlace de Datos	Segmentador	Administrador de Enlace de Datos
	Enlace de Datos		Enlace de Datos	
	Multiplexor del Enlace			
Físico	Físico			
	Radio			

Figura 1.9. Modelo de Niveles del Protocolo AX.25 [5]

El nivel físico hace referencia al medio de transmisión o canal de comunicación, cuya función es la de adaptar las tramas de datos que entrega el nivel superior al medio, y recuperar los datos del canal de comunicación para entregarlos al nivel de enlace de datos en el momento de la recepción.

La principal función del nivel de enlace de datos es la de establecer, mantener y liberar el enlace entre dos estaciones, además realiza la detección de errores y el control de flujo.

1.3.1.1 Nivel de Enlace de Datos

El protocolo AX.25 define las funciones del nivel de enlace de datos en las siguientes entidades:

- Punto de Acceso a los Servicios del Enlace de Datos (DLSAP, *Data Link Service Access Point*).
- Segmentador.
- Enlace de datos.
- Administrador del enlace de datos.
- Multiplexor del enlace de datos.

1.3.1.1.1 DLSAP

El DLSAP es el punto de acceso a los servicios del nivel de enlace de datos para el nivel de red del modelo de referencia OSI. El DLSAP permite la interacción de los niveles adyacentes a través de su frontera común, los servicios prestados por el nivel de enlace de datos son la combinación de los servicios y funciones que ofrece tanto el nivel de enlace de datos y el nivel físico.

El intercambio de datos entre entidades del mismo nivel se rige por un protocolo punto a punto, por ejemplo, cuando la información se intercambia entre dos entidades del nivel de red, se debe establecer una asociación entre las entidades a través del nivel de enlace de datos utilizando el protocolo AX.25. Esta asociación se denomina conexión de enlace de datos, las conexiones de enlace de datos son proporcionadas por el nivel de enlace de datos entre dos o más DSLAP.

El nivel de red, solicita los servicios del nivel de enlace de datos a través de interacciones conocidas como primitivas de servicio, proceso que se describe en la figura 1.10. Existen cuatro tipos de primitivas que son intercambiadas entre el nivel de enlace de datos y los niveles adyacentes:

- Solicitud (*Request*): Usado por un nivel superior para solicitar un servicio del nivel inferior siguiente.
- Indicación (*Indication*): Utilizado por un nivel que presta un servicio, para notificar al siguiente nivel superior de cualquier actividad específica referente a los servicios relacionados que está prestando.
- Respuesta (*Response*): Utilizado por un nivel superior para informar el acuse de recibo (ACK) de una primitiva del tipo indicación (*Indication*). AX.25 no utiliza este tipo de primitiva.
- Confirmación (*Confirm*): Utilizado por un enlace que proporciona el servicio requerido para confirmar que la actividad se ha completado.

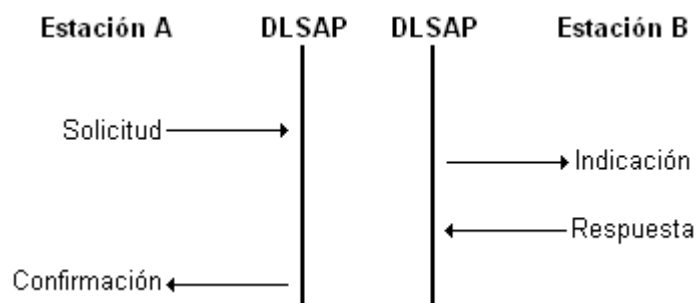


Figura 1.10. Primitivas de Servicio [5]

1.3.1.1.2 Segmentador

El segmentador acepta la entrada de datos del nivel superior a través del DLSAP. Si la unidad de datos que debe enviarse excede los límites del tamaño del campo de información dentro de la trama AX.25, el segmentador fragmenta la unidad en segmentos más pequeños para su transmisión. Se encarga también de reensamblar los segmentos entrantes y pasarlos al nivel superior a través del DLSAP. El segmentador informa a todas las entidades de los cambios realizados en la información.

Un segmentador existe por cada enlace de datos, ya que una estación puede establecer más de una conexión [5].

1.3.1.1.3 Enlace de datos

El enlace de datos es el nivel más importante del protocolo AX.25, proporciona toda la lógica necesaria para establecer, mantener y liberar las conexiones entre dos estaciones. Mediante tramas de control realiza intercambio de información que permite a las estaciones transmitir y recibir de manera confiable los datos de usuario [5].

1.3.1.1.4 Administrador del enlace de datos

El administrador del enlace de datos prevé la negociación de parámetros del protocolo AX.25, proporciona toda la lógica necesaria para negociar los parámetros de funcionamiento entre dos estaciones.

Existe un módulo de gestión del enlace de datos para cada uno de los enlaces de datos que se encuentren operando en la estación de *Packet Radio* [5].

1.3.1.1.5 Multiplexor del enlace de datos

El multiplexor permite que uno o más enlaces de datos puedan compartir el mismo canal físico (radio).

El multiplexor proporciona la lógica necesaria para dar a cada enlace de datos la oportunidad de utilizar el canal, de acuerdo con el algoritmo de rotación integrado en este módulo [5].

1.3.2 Estructura de la Trama

El nivel de enlace de datos trasmite la información de usuario en pequeños bloques llamados tramas, cada una compuesta de grupos de datos más pequeños llamados campos.

Existen 3 tipos de tramas definidas para el protocolo AX.25 [21]:

- Tramas de supervisión S, figura 1.11.
- Tramas no numeradas U, figura 1.11.
- Tramas de información I, figura 1.12.

Bandera	Dirección	Control	Información	FCS	Bandera
01111110	122/244 bits	8/16 bits	N*8 bits	16 bits	01111110

Figura 1.11. Formato de las Tramas S y U [5]

Bandera	Dirección	Control	PID	Información	FCS	Bandera
01111110	122/244 bits	8/16 bits	8 bits	N*8 bits	16 bits	01111110

Figura 1.12. Formato de las Tramas I [5]

1.3.2.1 Campos de la Trama

Una trama del protocolo AX.25 se divide en grupos de bits que transportan información para el establecimiento del enlace y la información propia del usuario. Estos campos son los siguientes: Bandera, Dirección, Control, PID, Información y FCS [21].

1.3.2.1.1 Bandera

La trama AX.25 contiene diferentes campos, siendo el primer y último byte los campos bandera, este campo se usa para delimitar el paquete y sirve para sincronizar la transmisión. Cada bandera de comienzo y final consta de un octeto cuya configuración es 01111110.

El protocolo AX.25 utiliza la técnica de inserción de ceros, la lógica de control no permitirá que la secuencia 01111110 se pueda transmitir en otro lugar de la trama. En el extremo transmisor, el protocolo examina el contenido de la trama (excluyendo los campos bandera) e inserta un 0 a continuación de cualquier sección de cinco unos consecutivos que tengan lugar dentro de la trama. El extremo receptor recibe la trama, reconoce los dos campos bandera y elimina cualquier 0 que vaya a continuación de cinco unos consecutivos [5].

1.3.2.1.2 Dirección

El campo dirección se muestra en la figura 1.13, contiene los indicativos de destinatario, remitente de la trama y de los repetidores hasta un máximo de dos (si los hubiera). Para determinar el inicio y final de este campo, se asigna el Bit Menos Significativo (LSB, *Least Significant Bit*) de cada octeto como "bit de extensión" (**E**). Este bit de extensión vale "0" cuando el siguiente octeto contiene más información referente a la dirección, o bien "1" cuando es el último octeto del campo de dirección.

Destino	Remitente	Repetidor 1	Repetidor 2
---------	-----------	-------------	-------------

Figura 1.13. Formato del Campo Dirección

Es por eso que este campo tendrá una longitud mínima de 112 bits (cuando sólo tiene destinatario y remitente, es decir, el contacto es directo) y un máximo de 224 bits (cuando es a través de 2 repetidores).

Cada subcampo de dirección consta de 7 bytes: los seis primeros corresponden al indicativo y el séptimo al Identificador de la Estación Secundaria (SSID, *Secondary Station IDentification*), por ejemplo en la figura 1.14 se muestra el indicativo EA30G del remitente [20].

1	2	3	4	5	6	7
E	A	3	0	G		2

Figura 1.14. Formato de Subcampo Remitente

El indicativo está compuesto de caracteres alfanuméricos codificados en Código Estándar Americano para el Intercambio de Información (*ASCII, American Standard Code for Information Interchange*) de 7 bits, desplazados una posición para contener el bit de extensión (E), como en el ejemplo de la figura 1.15. Si el indicativo es menor de 6 caracteres, el resto se llena con espacios en blanco.

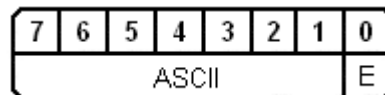


Figura 1.15. Bytes del Indicativo

El SSID en la figura 1.16, permite un valor máximo igual a 15, es decir que se ocupan sólo 4 bits, los 4 restantes indican lo siguiente:

- E bit de extensión.
- R 2 bits reservados para futuras aplicaciones.
- C comando/respuesta.

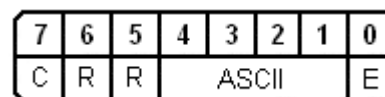


Figura 1.16. Byte del SSID

Si se trata del subcampo de repetidor en vez del bit C se tiene el bit H, donde "0" indica que la trama viaja hacia el repetidor y "1" indica que la trama ya ha pasado por el repetidor [5] [20].

1.3.2.1.3 Control

La tabla 1.1 describe el campo control para cada una de los tipos de tramas.

Tabla 1.1. Campo Control [5]

Tipo de Trama	Bits del Campo Control							
	7	6	5	4	3	2	1	0
Tramas I	N(R)			P	N(S)			0
Tramas S	N(R)			P/F	S	S	0	1
Tramas U	M	M	M	P/F	M	M	1	1

Donde:

- El bit 0 es el primer bit transmitido y el bit 7 es el último bit enviado del campo de control.
- N(S), es el contador de paquetes enviados, (bit 1 es el LSB).
- N(R), es el contador de paquetes recibidos, (bit 5 es el LSB).
- S, son los bits de supervisión.
- M, son los bits modificadores en las tramas no numeradas.
- El bit P/F es el bit Poll / Final. El bit P/F se utiliza en todos los tipos de tramas.

En una trama de supervisión el bit 0 del campo de control se fija en 1 y el bit 1 se fija en 0. Las tramas S son las encargadas del control del enlace, cumpliendo funciones

tales como las de reconocer o solicitar una retrasmisión de las tramas I, el formato de los bits S de este tipo de trama se encuentra en la tabla 1.2.

Tabla 1.2. Funciones y Bits de Supervisión en una Trama S [5]

Función	S	S
Sistema Listo para Recibir (RR, <i>Receive Ready</i>)	0	0
Memoria Completa del TNC (RNR, <i>Receive Not Ready</i>)	0	1
Fuera de Secuencia o Duplicado (REJ, <i>REJECT</i>)	1	0
Solicitud de Repetición de una Única Trama (SREJ, <i>Selective REJECT</i>)	1	1

En una trama no numerada el bit 0 del campo de control se fija en 1 y el bit 1 se fija en 1. Las tramas U son responsables de mantener un control adicional sobre el enlace más allá de lo que proporcionan las tramas S y su formato se encuentra en la tabla 1.3, también son las responsables del establecimiento y finalización de las conexiones.

Tabla 1.3. Funciones y Bits de Modificación en una Trama U [5]

Función	7	6	5	4	3	2	1	0
Establecer el Modo Asíncrono Balanceado Extendido (SABME, <i>Set Asynchronous Balanced Mode Extended</i>)	0	1	1	P	1	1	1	1
Establecer el Modo Asíncrono Balanceado (SABM, <i>Set Asynchronous Balanced Mode</i>).	0	0	1	P	1	1	1	1
Solicitud de Desconexión (DISC, <i>DISConnect</i>).	0	1	0	P	0	0	1	1
Modo Desconectado (DM, <i>Disconnect Mode</i>).	0	0	0	F	1	1	1	1
Reconocimiento positivo de la Trama no Numerada (UA, <i>Unnumbered Acknowledge</i>).	0	1	1	F	0	0	1	1
Rechazo de Trama (FRMR, <i>FRaMe Reject</i>).	1	0	0	F	0	1	1	1
Información no Numerada (UI, <i>Unnumbered Information</i>).	0	0	0	P/F	0	0	1	1
Intercambio de Identificación (XID, <i>eXchange IDentifications</i>).	1	0	1	P/F	1	1	1	1
Prueba (Test).	1	1	1	P/F	0	0	1	1

1.3.2.1.4 PID

El Identificador de Protocolo (PID, *Protocol IDentifier*) es un campo que tiene una longitud de 8 bits y sólo está presente en los paquetes de información (I y UI).

La función del PID es la de informar si el campo de información contiene protocolos de nivel tres.

1.3.2.1.5 Información

El campo de información es el encargado de transportar los datos, es decir la información de usuario, desde la estación radio remitente a la del destinatario. Su contenido es una serie de octetos, con una longitud máxima de 256 bits.

Toda la información de este campo es transmitida de forma transparente a lo largo del enlace, a excepción de la inserción de bits 0 para prevenir la aparición de banderas de manera accidental.

1.3.2.1.6 FCS

El campo FCS consta de 16 bits y es el resultado del cálculo aplicado a los campos dirección, control e información de la trama excluyendo los dos campos bandera y es calculado de acuerdo a la recomendación ISO 3309 (HDLC). Su función es asegurar que el medio de trasmisión no ha introducido algún error en la trama.

Para el cálculo de este campo se divide los tres campos de la trama por el polinomio $X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$ el cual es llamado polinomio generador, este proceso es llevado a cabo en el transmisor como en el receptor.

Si el cálculo de la FCS en el receptor no coincide con el del transmisor indica que la trama contiene errores, de esta manera el receptor envía un mensaje para solicitarla la retransmisión de la trama errada. Este es el único campo en que se envía primero el bit más significativo [5] [11].

CAPÍTULO 2.

NIVEL FÍSICO DE PACKET RADIO

El nivel físico corresponde al nivel más bajo del modelo de referencia OSI definida para protocolos de comunicación, en él se especifican las técnicas que permiten adecuar las señales para que puedan ser transmitidas eficientemente por el medio de transmisión y el tipo de hardware que debe ser utilizado en el sistema. Es en esta parte del sistema donde el nivel físico debe dotar a la señal transmitida de ciertas características que le permitan propagarse a través de las condiciones adversas del canal e implementar en el extremo receptor las acciones necesarias para recuperar fielmente la información transmitida.

El nivel físico no se encuentra definido oficialmente para *Packet Radio*, ya que fue desarrollado por radioaficionados.

Aunque no se encuentra estandarizado, existe un dispositivo denominado TNC, que permite la interconexión del computador y el equipo de comunicación radio. A este conjunto de elementos se le conoce como estación de *Packet Radio*.

Para la implementación y la evaluación del sistema, se entenderá como el nivel físico de *Packet Radio*, al conjunto conformado por: un computador encargado de generar y presentar la información al usuario; un equipo TNC encargado de los procesos de codificación de línea y modulación digital y un radio convencional de dos vías utilizado para trasladar la información a una portadora adecuada para el canal. Además harán parte de este nivel las acciones y funciones necesarias para la interconexión de los equipos.

En este capítulo se describe de manera general la codificación de línea y el tipo de modulación digital utilizados en el modo de comunicación *Packet Radio* y se presenta un diagrama de bloques de los componentes de un radio de comunicación convencional.

2.1 CODIFICACIÓN DE LINEA

La codificación de línea se utiliza en la transmisión serial de datos a través de un medio de transmisión y permite representar la señal de datos mediante un código. La codificación de línea adiciona características a la señal transmitida como protección contra errores, información de sincronismo, inmunidad ante el cambio en la fase y da a la señal una adecuada distribución espectral de frecuencias.

En el modo de comunicación *Packet Radio*, se utiliza la codificación de línea unipolar No Retorno a Cero Invertido (NRZI, *Non-Return to Zero inverted*), en la cual la señal se codifica en términos de las transiciones o cambios de estado en la señal de datos, es decir, un estado alto en la señal de datos se codifica como un cambio de estado en la señal codificada, mientras que un estado bajo en la señal de datos no genera un cambio de estado. Una de las características de la codificación NRZI, es que la duración de un bit es igual al periodo de la señal de reloj, en la figura 2.1 se muestra un byte codificado con el sistema NRZI.

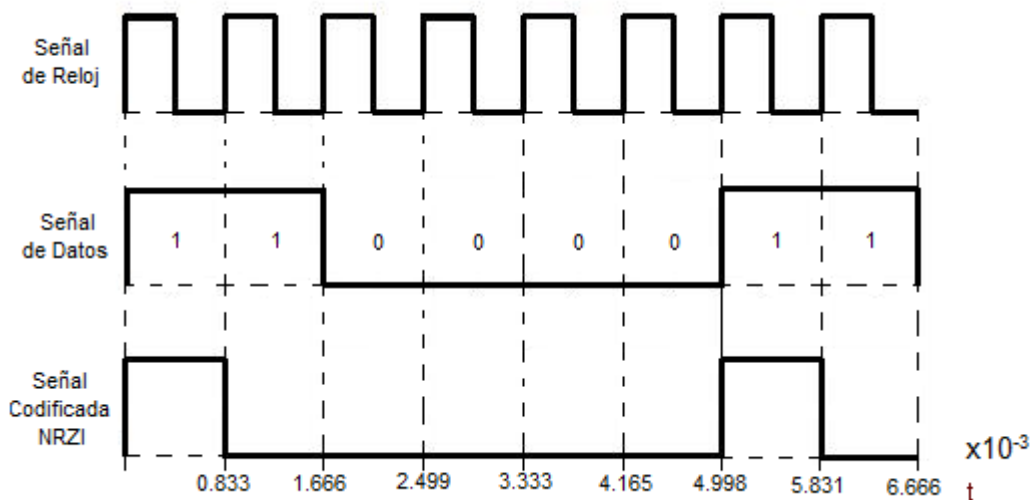


Figura 2.1. Codificación NRZI

La decodificación de la señal NRZI se realiza comparando el estado del bit actual b_m con el estado del bit anterior b_{m-1} . Si el estado de b_m es igual al estado de b_{m-1} el bit b_m se decodifica como '0', si el estado de b_m es diferente al estado de b_{m-1} el bit b_m se decodifica como '1'.

Una ventaja de este tipo de codificación es que en presencia de ruido, puede ser más seguro detectar un cambio de estado en la señal, en lugar de comparar el nivel de voltaje con un umbral establecido.

La codificación de línea NRZI tiene como desventaja que la señal codificada no transporta información de sincronismo, la cual se requiere en el receptor para determinar el principio y fin de cada bit. En la figura 2.1, la señal codificada podría ser interpretada como 1010, ya que no existe información de sincronismo, esto se debe a que la señal codificada no presenta cambios de estado por un tiempo mayor a la duración de un bit. Esta desventaja se puede contrarrestar evitando transmitir largas cadenas de 0.

Otra de las desventajas de la codificación de NRZI, es que permite la propagación de errores, ya que la decodificación se realiza en función del bit actual y el bit anterior, es decir que si un bit se decodifica erróneamente toda la decodificación en adelante estará errada.

Una forma de interpretar la codificación NRZI es mediante un diagrama de estados, tal como se muestra en la figura 2.2, donde el estado actual de la señal codificada se encuentra en los círculos, las líneas representan la transición al estado consecutivo y la etiqueta se interpreta como el próximo dato de la señal a codificar. Por ejemplo, si 0 es el estado actual y el próximo dato de la señal a codificar es 1, entonces el código de la señal NRZI será +V (1/+V, sobre la línea).

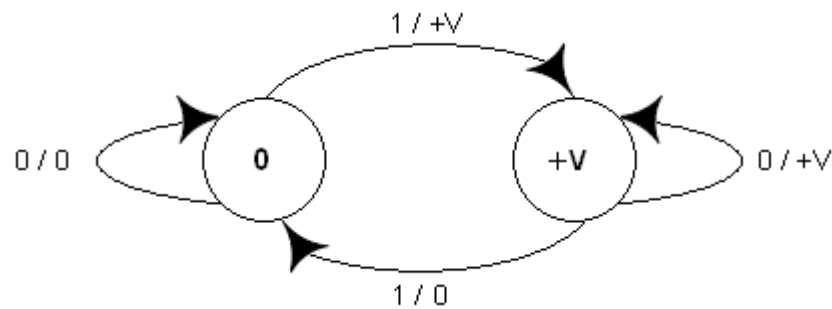


Figura 2.2. Diagrama de Estados para NRZI

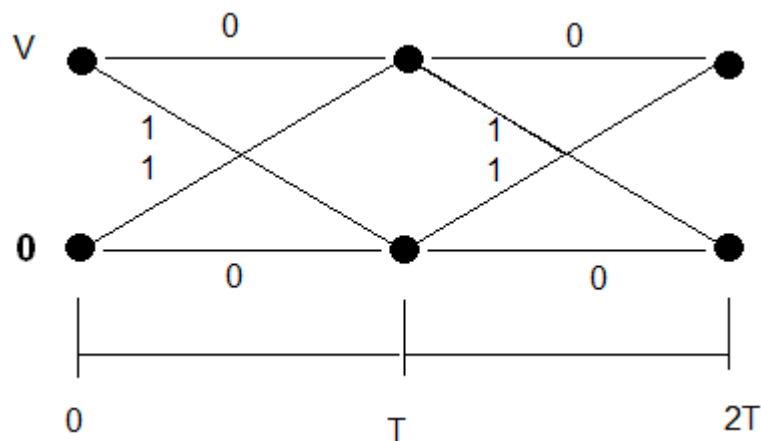


Figura 2.3. Diagrama de Trellis para NRZI [3]

En la figura 2.3 se describe un diagrama de Trellis¹⁰ para la decodificación NRZI, en el cual los puntos representan los estados de la señal NRZI en cada intervalo de tiempo, las líneas los respectivos cambios de estado y el valor sobre ellas corresponde al estado de la señal decodificada.

2.2 MODULACIÓN DIGITAL

Es el proceso mediante el cual se varía uno o más parámetros de una onda portadora, generalmente una onda sinusoidal, de acuerdo a las variaciones del tren de bits que transporta la información de la fuente.

El modo de comunicación *Packet Radio* utiliza dos etapas de modulación, la primera de ellas corresponde a una modulación digital, en la cual la información binaria es trasladada a una frecuencia portadora en el rango audible para que pueda ser procesada por el equipo de comunicación radio, que está diseñado para aceptar en su entrada señales de voz.

Para el modo de comunicación *Packet Radio*, el tipo de modulación digital sobre portadora analógica que se especifica es la modulación AFSK, esta modulación es una variante de la modulación por Desplazamiento de Frecuencia (FSK, *Frequency Shift Keying*), cuya diferencia radica en que el valor utilizado para la frecuencia portadora f_c pertenece al rango de frecuencias audible. Los parámetros de la modulación AFSK utilizados en este sistema corresponden al estándar de modulación *Bell 202*, donde el

¹⁰ Diagrama en forma de red, muy utilizado en el análisis de sistemas de comunicación digital, ya que permite interpretar de manera simple el proceso de decodificación de una señal.

valor de la frecuencia portadora es de 1700 Hz y la desviación de frecuencia Δf es igual a 500Hz, por lo tanto, en la modulación AFSK un estado alto o marca en la señal moduladora se representa con una señal sinusoidal con una frecuencia f_m de 1200 Hz, y el estado bajo o espacio de la señal moduladora se representa con una señal sinusoidal con una frecuencia f_s de 2200 Hz. En la figura 2.4 se muestra la modulación AFSK para un byte de información.

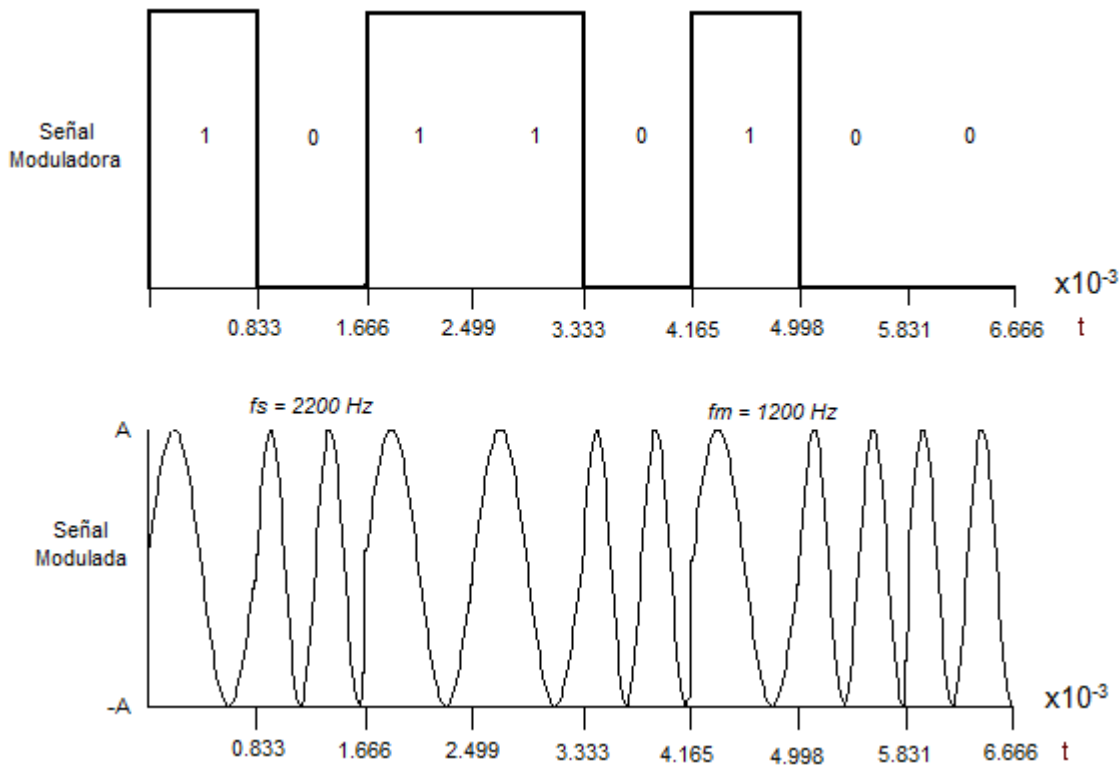


Figura 2.4. Modulación AFSK.

La expresión general para una señal FSK binaria se presenta en la ecuación 2.1.

$$v(t) = A \text{sen}(2\pi(f_c \pm \Delta f) t) \quad (2.1)$$

Donde: A [V] es la amplitud pico de la señal modulada.

f_p [Hz] es la frecuencia de la señal portadora.

Δf [Hz] es la desviación de frecuencia.

En la ecuación 2.1 se puede observar que la señal AFSK, mantiene constante la amplitud A de la envolvente, sin embargo, el valor de la frecuencia de la señal modulada es variable. Cuando se transmite una marca, la frecuencia de la señal modulada es igual a $f_c - \Delta f$. Cuando se transmite un espacio la frecuencia de la señal modulada es igual a $f_c + \Delta f$ [23].

2.2.2 Ancho de Banda de la Señal AFSK

El ancho de banda en sistemas AFSK depende de la velocidad de transmisión de datos R_b y de la desviación de frecuencia Δf . En la figura 2.5 se muestra el espectro de frecuencias de la señal de datos de entrada y de la señal AFSK de salida, donde t_b es

la duración del pulso medido en segundos y $1/t_b$ es igual a R_b medida en bits por segundo.

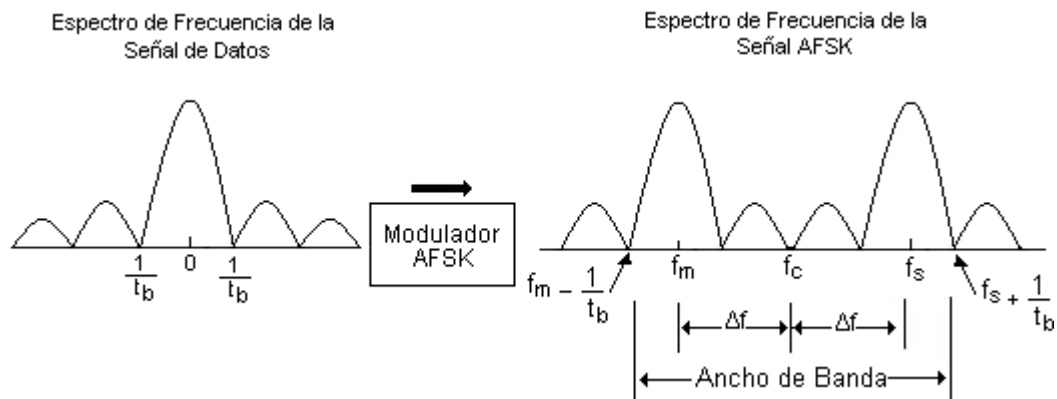


Figura 2.5. Espectro en Frecuencia de las Señales de Entrada y Salida de un Modulador AFSK

Al realizar la modulación AFSK, el espectro de frecuencias de la señal de datos se traslada alrededor de f_m o f_s , además el espectro de la señal modulada se puede analizar como la suma de dos espectros de una señal con Modulación por Desplazamiento de Amplitud (ASK, *Amplitude Shift Keying*).

A partir de la figura 2.5 se puede determinar el valor de la desviación de frecuencia Δf como se indica en la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..**

$$2\Delta f = |f_s[\text{Hz}] - f_m[\text{Hz}]| \quad (2.2)$$

El ancho de banda de un sistema digital FSK se puede obtener de la regla de Carson para sistemas analógicos, como se indica en la ecuación 2.3.

$$BW_{FM} = 2(\Delta f[\text{Hz}] + f_{\max}[\text{Hz}]) \quad (2.3)$$

Donde:

BW_{FM} : Ancho de banda de sistemas analógicos en FM.

f_{\max} : Frecuencia máxima de la señal moduladora.

Al adecuar la regla de Carson para la modulación AFSK, f_{\max} se cambia por la velocidad de transmisión de datos, de manera que la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** resulta representada por la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..**

$$B_{AFSK} = 2\Delta f [\text{Hz}] + 2R_b[\text{Hz}] \quad (2.4)$$

2.3 EQUIPO DE COMUNICACIÓN RADIO

El equipo utilizado para la transmisión y recepción de información, en un sistema basado en el modo de transmisión *Packet Radio*, es el radio convencional de dos vías, un dispositivo que permiten combinar funciones de un transmisor y de un receptor de RF en un mismo equipo, por lo cual también es denominado transceptor radio.

Los sistemas de comunicación que utilizan radios de dos vías tienen una gran acogida y operan en gran parte del mundo, debido a que son sistemas económicos que pueden ser fácilmente adaptados o actualizados a los requerimientos tecnológicos del momento, la comunicación es instantánea y la cobertura puede expandirse fácilmente utilizando equipos repetidores. Las ventajas que ofrecen estos equipos de comunicación han motivado su utilización en aplicaciones de misión crítica, servicios de emergencia, seguridad y vigilancia. En general los sistemas de radio convencional son utilizados a nivel empresarial, privado y gubernamental [25].

Típicamente los transceptores operan en el modo de comunicación *semidúplex*, es decir que la transmisión y recepción se realiza de manera alterna y es el usuario el encargado de conmutar los circuitos para tal operación. El dispositivo que permite conmutar entre la etapa de transmisión y recepción es el denominado Pulse para Hablar (PTT, *Push to Talk*), un interruptor que habilita o deshabilita la transmisión.

Los equipos de radio comunicación son diseñados a partir de la arquitectura descrita en la figura 2.6 y están conformados por los siguientes componentes: amplificador, mezclador, filtro, oscilador, sintetizador de frecuencias, limitador, modulador y detector.

Para el funcionamiento del sistema en general es fundamental generar una frecuencia de RF exacta y estable, es por eso que el oscilador y el sintetizador de frecuencias determinan la calidad del sistema.

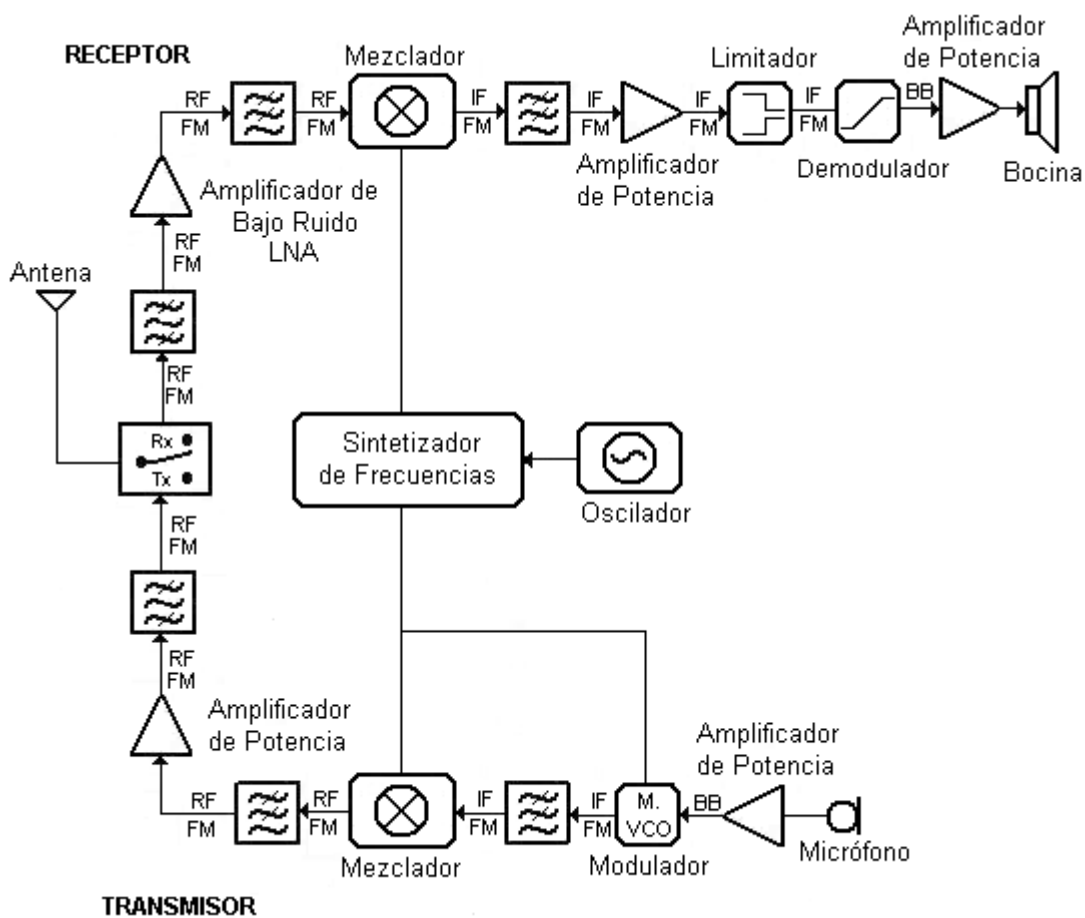


Figura 2.6 Diagrama de Bloques de un Radio Convencional en FM

En la etapa de recepción, ya que es posible que existan varias señales de RF que incidan en la antena, es necesario filtrar la señal para evitar interferencias y obtener la señal requerida. A continuación la señal de entrada es amplificada mediante un Amplificador de Bajo Ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*). El receptor se basa en un receptor superheterodino, es por esta razón que implementa un mezclador, el cual es el encargado de trasladar la señal de RF a Frecuencia Intermedia (IF, *Intermediate Frequency*), siendo esta una señal más fácil de procesar. La señal de IF y demás productos de la mezcla pasan por un filtro de IF que aísla la señal requerida y la amplifica nuevamente. En el limitador, se eliminan de la señal recibida las variaciones de amplitud que están por encima de un nivel de umbral. Finalmente se encuentra el demodulador, el cual permite la recuperación de la señal en Banda Base (BB, *Base Band*), obteniendo una réplica de la señal original que fue transmitida.

En la etapa de transmisión, la señal en BB que ingresa por la entrada de audio¹¹ del equipo es amplificada, el modulador traslada la señal de BB a IF. A continuación el mezclador convierte la señal de IF a RF y luego es amplificada, filtrada y radiada a través de la antena.

A continuación se especifican los principales elementos que hacen parte de un radio convencional de dos vías.

2.3.1 Oscilador

Un oscilador es un circuito capaz de convertir la Corriente Continua (DC, *Direct Current*) en una corriente que varía de forma periódica en el tiempo, es decir produce una oscilación de acuerdo a una corriente continua de entrada. El oscilador utilizado en los equipos de comunicación radio generan una señal sinusoidal a frecuencias de RF.

Una de las características de gran importancia en los sistemas de comunicación es la estabilidad en frecuencia, característica asociada a la calidad de los osciladores. La estabilidad en frecuencia es la capacidad que tiene un oscilador para permanecer en una frecuencia fija con el tiempo y ante el deterioro de los elementos; para los osciladores de RF se especifican dos tipos de estabilidad en frecuencia a corto y a largo plazo. La estabilidad a corto plazo se debe principalmente a las fluctuaciones en los voltajes de operación, mientras que la estabilidad a largo plazo depende del tiempo de uso, cambios en la temperatura y humedad del ambiente y al deterioro de los elementos [24].

Existen dos tipos de osciladores: autosostenidos y no autosostenidos. Los osciladores autosostenidos también llamados osciladores autónomos u oscilador de funcionamiento libre, no requieren de una señal externa de entrada para generar una onda continua y periódica. Los osciladores no autosostenidos conocidos también como osciladores con disparo de inicio u osciladores monoestables, requieren de una señal externa de entrada, o disparador, para iniciar su funcionamiento.

Debido a las características que se requieren en un equipo de comunicación, como una alta frecuencia de operación, precisión y estabilidad en frecuencia, se utiliza para la generación de las señales de RF un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*). El VCO es un dispositivo electrónico diseñado para controlar

¹¹ La señal de voz ingresa por la entrada de audio del conector frontal del radio, pero en la implementación del sistema de comunicación utilizado en este trabajo de grado, la señal de audio ingresa por la entrada de audio del conector posterior.

una frecuencia de salida, mediante la aplicación de un nivel de voltaje continuo de control; estos dispositivos presentan diferentes ventajas frente a otros osciladores tales como su ganancia, su estabilidad y simplicidad en el ajuste de frecuencia, permitiendo su uso en sintetizadores de frecuencia, moduladores y demoduladores en Frecuencia Modulada (FM, *Frequency Modulation*) para transceptores de RF [24].

En la figura 2.7 se muestra la curva de transferencia de un VCO. La frecuencia de salida que varía de forma lineal está en función del nivel de voltaje de entrada. Cuando se tiene a la entrada 0 V, la frecuencia de salida f_o , corresponde a la frecuencia natural del VCO f_n . La ecuación 2.5 representa la variación en la frecuencia de la señal de salida en función del nivel de voltaje en la entrada, el término K_o [Hz/V] es una constante que depende de las características del VCO. Se conoce como desviación de frecuencia Δf , al cambio en la frecuencia de salida debido a un cambio del voltaje de entrada, por lo tanto reemplazando en la ecuación 2.5 la frecuencia de salida es igual a la presentada en la ecuación 2.6 [24] [26].

$$f_o = f_n + K_o V_d \quad (2.5)$$

$$f_o = f_n + K_o V_d = f_n + \Delta f \quad (2.6)$$

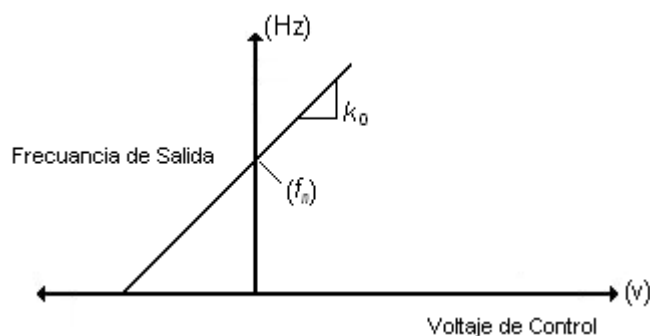


Figura 2.7 Curva de Transferencia de un VCO [26]

2.3.2 Sintetizador de Frecuencias

Un sintetizador de frecuencias es un generador de frecuencia variable controlado por un oscilador. Este circuito es capaz de generar varias frecuencias, con un alto nivel de estabilidad y precisión.

Existen dos métodos para sintetizar frecuencias: el directo y el indirecto. En la síntesis directa, se emplean operaciones matemáticas (sumas, restas, multiplicaciones y divisiones) entre las frecuencias de dos o más señales a fin de obtener varias frecuencias de salida. En la síntesis indirecta, se emplea un divisor/multiplicador controlado por retroalimentación para generar varias frecuencias de salida, este método es el empleado en los equipos de comunicación.

Se utiliza un dispositivo conocido como Lazo de Enganche de Fase (PLL, *Phase Locked Loops*), en la implementación de un sintetizador de frecuencia para los equipos de comunicación radio, un PLL es un sistema de control que genera una señal de salida cuya fase está relacionada con la fase de la señal de entrada o señal de referencia. El PLL compara la fase de la señal de entrada con la fase de la señal de salida de su oscilador y ajusta mediante retroalimentación negativa la frecuencia de su oscilador para mantener las fases sincronizadas [24].

En la figura 2.8 se muestra un circuito PLL, el cual está compuesto por un Detector de Fase (PD, *Phase Detector*), un filtro pasa bajas y un VCO. Cuando no hay una señal de referencia, el voltaje a la salida V_{sal} , es igual a cero y el VCO trabaja a una frecuencia establecida, llamada frecuencia natural f_n . Al aplicar al sistema una señal de referencia, el PD detecta la diferencia de fase entre la señal de referencia y la señal de salida del VCO (f_{osc}), generando un voltaje de error $V_d(t)$ cuyo valor varía con la diferencia entre las dos señales de entrada del PD. Este voltaje de error ingresa a un filtro pasa bajo generando una componente DC, el cual se aplica a la terminal de entrada del VCO, permitiendo el enganche del PLL.

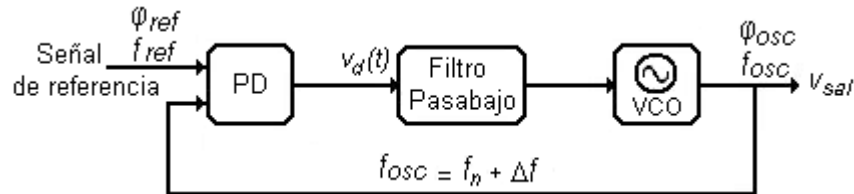


Figura 2.8 Circuito Básico de Lazo de Enganche de Fase [24] [26]

En la figura 2.9 se detalla el diagrama de un sintetizador de frecuencias basado en PLL.

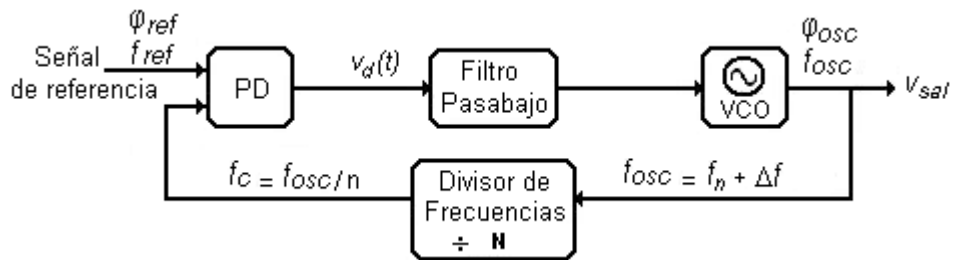


Figura 2.9 Sintetizador de Frecuencias Basado en PLL [24] [26]

La señal de salida del VCO es realimentada y tomada por un divisor de frecuencias, el cual divide la frecuencia de salida f_{osc} entre un factor entero, N . La señal de salida del divisor de frecuencia está dada por la ecuación 2.7.

$$f_c = \frac{f_{osc}}{n} \quad (2.7)$$

La señal de salida del divisor de frecuencia f_c , es comparada con la frecuencia de referencia f_{ref} de un PD, en donde se detecta la diferencia de fase entre la señal de referencia y la señal de salida del oscilador dividida en frecuencia por N . El PD genera un voltaje de error $V_d(t)$, que es proporcional a la diferencia de fase de las señales de entrada; este voltaje es filtrado generando una componente DC, la cual se aplica a la entrada del VCO, permitiendo el enganche de fase y el control de la frecuencia de oscilación f_{osc} . La frecuencia de salida del VCO y del sintetizador está dado por la ecuación 2.8 [26].

$$f_{osc} = n f_{ref} \quad (2.8)$$

En el sintetizador de frecuencias basado en PLL solamente se pueden obtener frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia de referencia.

2.3.3 Mezclador

El mezclador es un circuito no lineal empleado en la etapa de transmisión y recepción. Su función es trasladar la frecuencia de una señal a un rango de frecuencias diferente sin modificar sus características. En caso de llevar a cabo una conversión directa, en el receptor convierte la señal de RF a BB y en el transmisor realiza la conversión desde BB hasta RF.

Es importante diferenciar el concepto entre un mezclador y un sumador. En la electrónica de audio es común emplear el término mezclador haciendo referencia a un sumador lineal, donde cada una de las señales sumadas conserva el mismo espectro. A diferencia de esto, el mezclador de RF es un dispositivo no lineal que traslada y modifica el espectro de las señales mezcladas multiplicándolas en el dominio del tiempo [27].

El símbolo correspondiente al mezclador se muestra en la figura 2.10, e indica su funcionamiento como una multiplicación entre dos señales. Donde, $S_1(t)$ corresponde a la señal que se quiere trasladar en frecuencia, la cual puede ser una señal BB o RF; $S_2(t)$ corresponde a la frecuencia del oscilador local; y $S_3(t)$ a la salida del sintetizador de frecuencias [21].

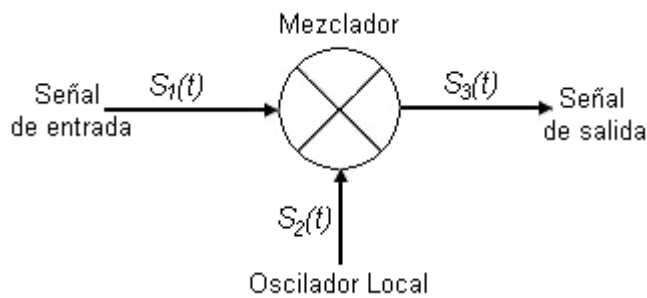


Figura 2.10 Mezclador [10].

La señal de salida se la puede expresar matemáticamente como el producto de las dos señales de entrada $S_1(t)$ y $S_2(t)$. La señal de salida contiene las dos amplitudes de las señales de entrada (A_1, A_2) y las dos componentes espectrales, donde una de ellas corresponde a la diferencia entre las frecuencias de las señales de entrada (w_1-w_2) mientras la otra corresponde a la suma de estas (w_1+w_2). Este proceso se expresa en la ecuación 2.9, 2.10 y 2.11.

$$S_3(t) = S_1(t) \cdot S_2(t) \quad (2.9)$$

$$S_3(t) = A_1 \text{Sen}(w_1 t) \cdot A_2 \text{Sen}(w_2 t) \quad (2.10)$$

$$S_3(t) = \frac{A_1 \cdot A_2}{2} [\text{Cos}((w_1 - w_2)t) - \text{Cos}((w_1 + w_2)t)] \quad (2.11)$$

2.3.4 Amplificador de Potencia

El Amplificador de Potencia (PA, *Power Amplifier*) es la última etapa en transmisión y es el componente clave en este tipo de arquitectura, ya que es el encargado de amplificar la señal y adaptarla a la antena con la máxima eficiencia.

En la figura 2.11, se muestra un modelo general de operación de un amplificador de potencia, el cual consta de dos módulos: un dispositivo activo y una red adaptadora de impedancia.

El dispositivo activo, junto a los elementos que lo acompañan son los que determinan la ganancia que puede llegar a alcanzar el PA y requieren de una fuente de DC para su funcionamiento. El dispositivo activo generalmente puede estar constituido por un Transistor Bipolar de Juntura (BJT, *Bipolar Junction Transistor*) o un Transistor de Efecto de Campo (FET, *Field Effect Transistor*), o el Transistor de Efecto Campo Semiconductor de Oxido Metálico (MOSFET, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), los cuales se emplean para proporcionar la amplificación de la señal [29].

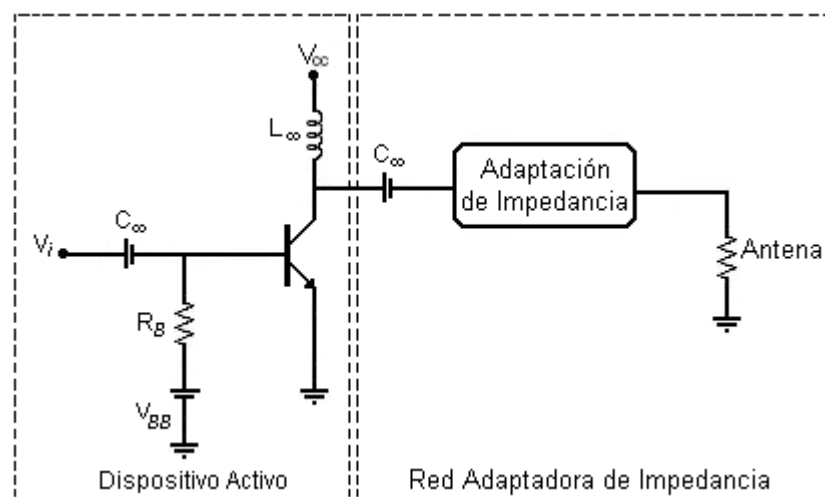


Figura 2.11 Amplificador de Potencia [29]

La red adaptadora de impedancia, va desde la salida del transistor hasta la antena. El adaptador de impedancia permite la máxima transferencia de potencia sin generar ondas estacionarias y minimiza las pérdidas de potencia debido a los elementos externos del transistor; esta red consta de componentes reactivos, y una antena que generalmente se encuentra estandarizada en 50 Ohm [29].

Los amplificadores de potencia se dividen en dos categorías de acuerdo al comportamiento del dispositivo activo. La primera es el tipo de PA por transconductancia, en donde el dispositivo activo funciona como una fuente de corriente controlada por voltaje y la corriente de salida depende del voltaje de entrada. Los PAs por transconductancia incluyen los diseños tradicionales basados en las clases A, B, AB y C. La segunda categoría es el PA por conmutación, la cual utiliza el dispositivo activo como un interruptor para modular el voltaje o corriente de salida, cuyas variaciones son ondas cuadradas y, por tanto, generan señales armónicas; sin embargo, éstas se pueden eliminar fácilmente mediante circuitos sintonizados y filtros entre el amplificador de potencia y la antena. Los clases D y E pertenecen a los PAs por conmutación y son los más utilizadas en aplicaciones de RF. Estos tienen una eficiencia teórica del 100% puesto que no consumen potencia en los estados de corte ($i=0$) y conducción ($v=0$). Un amplificador clase D utiliza dos transistores para convertir

la onda sinusoidal de la portadora en un onda cuadrada. El amplificador más eficiente es el de clase E, el cual emplea un solo transistor y un circuito optimizado para reducir las pérdidas de conmutación [29].

2.3.5 LNA

El ruido producido por fuentes externas y por la calidad del canal de comunicación, degradan las señales de RF que llevan la información en un sistema de comunicación inalámbrico; además de este ruido, el receptor contribuye con un ruido propio generado por sus componentes. Es por esto que se ha diseñado e implementado circuitos en recepción de RF que optimicen la Figura de Ruido (NF, *Noise Figure*) como lo son los amplificadores de bajo ruido (LNA).

Los LNAs generalmente constituyen la primera etapa en recepción y se ubican después de la antena o después de un filtro pasabanda en caso de que haya mucha interferencia a través de la antena.

El principal objetivo del LNA es proporcionar la mínima NF, la máxima ganancia, una respuesta plana en el ancho de banda especificado y un bajo consumo de energía. Infortunadamente es difícil lograr esto con una sola etapa de amplificación, en consecuencia, los LNAs implementan dos etapas de amplificación, junto con redes adaptadoras de impedancia, para aumentar su eficiencia [24].

En la figura 2.12 se detalla un amplificador de bajo ruido. Dado a que hay dos etapas de amplificación es necesario implementar tres redes adaptadoras de impedancia. La primera red, adapta la impedancia entre la antena y el preamplificador, y controla la NF del preamplificador, la segunda red adapta la impedancia entre los dos amplificadores y controla el ancho de banda, finalmente la última red adapta la impedancia entre en LNA y el sistema. La primera etapa de amplificación tiene como función lograr la máxima transferencia de potencia y la mínima NF posible. La segunda etapa de amplificación tiene como función amplificar la señal por lo que debe tener alta ganancia [24].

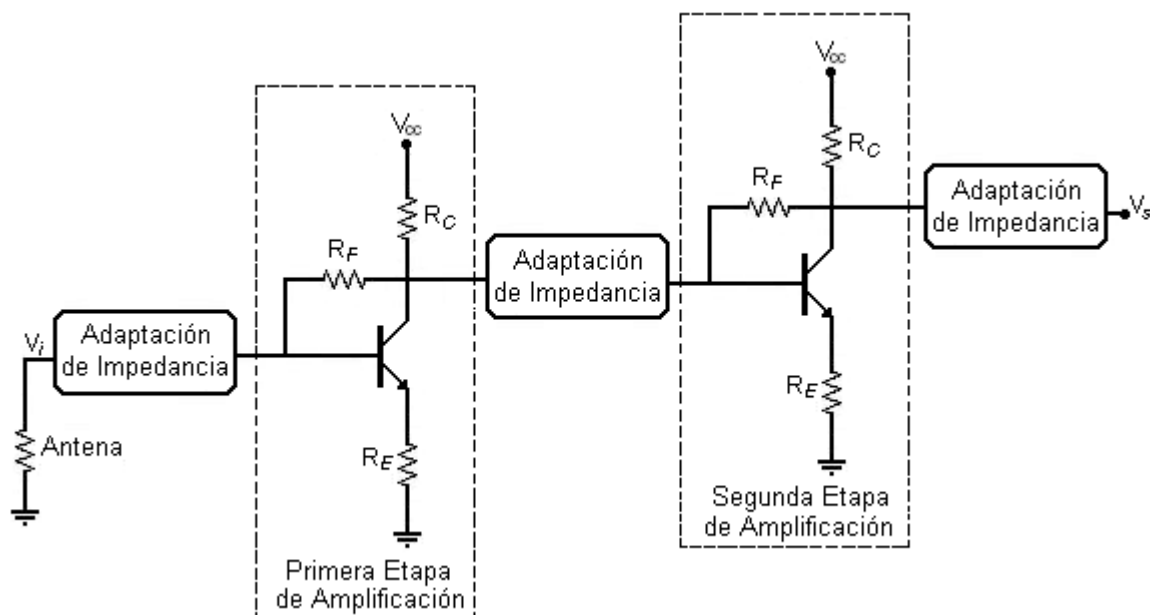


Figura 2.12 Amplificador de Bajo Ruido (LNA) [24]

Las etapas de amplificación de los LNAs se configuran en clase A, y se suelen usar FET hasta 2GHz, y FET de arseniuro de galio arriba de esta frecuencia. Uno muy utilizado es el Transistor de Efecto de Campo Semiconductor Metálico. (MESFET, *Metal Semiconductor Field Effect Transistor*) [30].

Actualmente se fabrican LNAs con Transistores de Efecto de Campo de Juntura (JFET, *Junction Field Effect Transistor*) o Semiconductor Complementario de Óxido Metálico (CMOS, *Complementary Metal Oxide Semiconductor*), los cuales tienden a producir la densidad más baja de tensión de ruido [30]

2.3.6 Modulador

Corresponde al modulo en la etapa de transmision donde la señal en banda base¹² es trasladada a una onda portadora analógica con una frecuencia específica para que pueda ser radiada al medio de comunicacion.

Las dos tecnologías de modulación más extendidas en los esquemas de radio comunicación son la Amplitud Modulada (AM, *Amplitude Modulation*) y FM. De estas dos tecnologías la más utilizada en equipos radio convencionales de dos vías es FM, esto se debe a las ventajas que presenta FM sobre AM entre las que se destacan: mejor relación señal a ruido, mayor ancho de banda, alta fidelidad, baja distorsión de amplitud y buena respuesta transitoria.

En la modulación FM la señal modulada mantiene fija su amplitud y el parámetro de la señal portadora que varía es la frecuencia, y lo hace de acuerdo a como varíe la amplitud de la señal moduladora, como se aprecia en la figura 2.13.

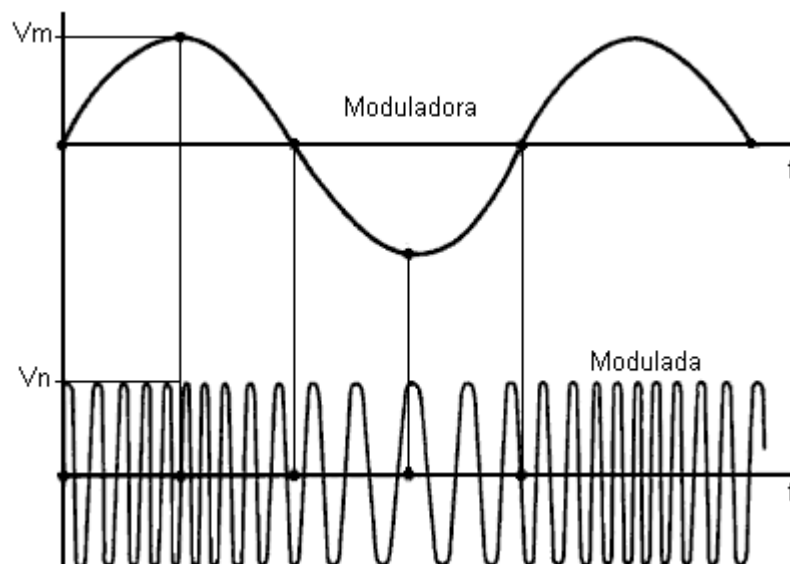


Figura 2.13 Frecuencia Modulada

La expresión matemática de la señal portadora, está dada por la ecuación 2.12.

¹² En este proyecto de grado la señal que ingresa al radio no se encuentra en BB, ya que ha pasado por una etapa de de modulación AFSK.

$$v_c(t) = V_c \text{Sen}(2 \pi f_c t) \quad (2.12)$$

Donde V_c es la amplitud de la señal portadora y f_c es la frecuencia de la señal portadora. Mientras que la expresión matemática de la señal moduladora de la figura 2.13 está dada por la ecuación 2.13.

$$v_m(t) = V_m \text{Sen}(2 \pi f_m t) \quad (2.13)$$

Siendo V_m la amplitud de la señal moduladora y f_m su frecuencia. La frecuencia f de la señal modulada variará alrededor de la frecuencia de la señal portadora de acuerdo a la ecuación 2.14.

$$f = f_c + \Delta f (V_m \text{Sen}(2 \pi f_m t)) \quad (2.14)$$

Por lo tanto la expresión matemática de la señal modulada se encuentra en la ecuación 2.15.

$$v(t) = V_c \text{Sen} (2 \pi (f_c + \Delta f V_m \text{Sen}(2 \pi f_m t)) t) \quad (2.15)$$

En la figura 2.14 se describe un diagrama en bloques de un modulador FM con un PLL para lograr una mayor estabilidad y permitir la generación de la señal de FM.

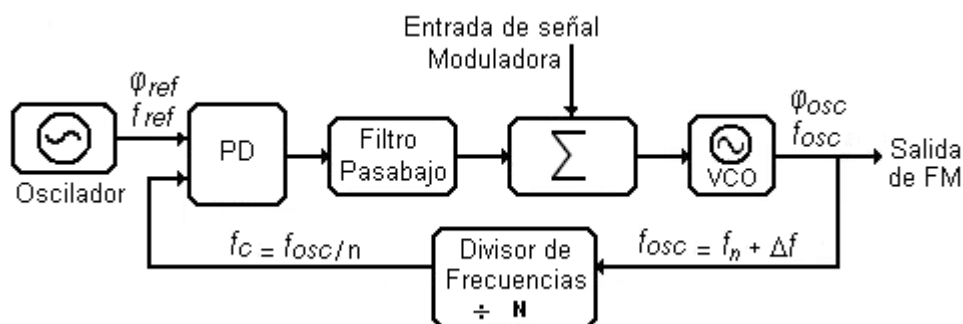


Figura 2.14 Diagrama en Bloques de un Modulador FM con PLL [24]

La frecuencia de salida del VCO es realimentada y tomada por un divisor de frecuencias, el cual divide la frecuencia de esta señal f_{osc} por un factor entero N , para ser comparada con la frecuencia de entrada f_{ref} de un PD, en donde se detecta la diferencia de fase entre la señal de referencia y la señal de salida del oscilador dividida en frecuencia por N , generando a su salida un pulso proporcional a dicha diferencia. Este pulso es filtrado y sumado con la señal moduladora el cual se aplica a la entrada del VCO, obteniendo a la salida la señal de FM.

2.3.7 Demodulador

Los demoduladores son llamados también detectores o discriminadores. El término demodulación engloba un conjunto de técnicas para recuperar la información transportada por una onda portadora, que en el extremo transmisor ha sido modulada con dicha información.

Existen varios circuitos que son usados para demodular las señales de FM, los más comunes son: el detector de pendiente, el discriminador de Foster-Seeley, el detector de relación, el demodulador PLL y el detector de cuadratura [24].

La mayoría de los circuitos integrados implementan un detector de cuadratura para recuperar la información original de BB. Un detector de cuadratura extrae la señal de información original multiplicando dos señales en cuadratura, es decir, desfasadas 90° [24].

En la figura 2.15 se detalla un circuito simplificado de un detector de FM por cuadratura, el cual consta de un circuito sintonizado RLC, una red de corrimiento de fase de 90° y un detector de fase que puede ser un multiplicador analógico llamado detector de producto.

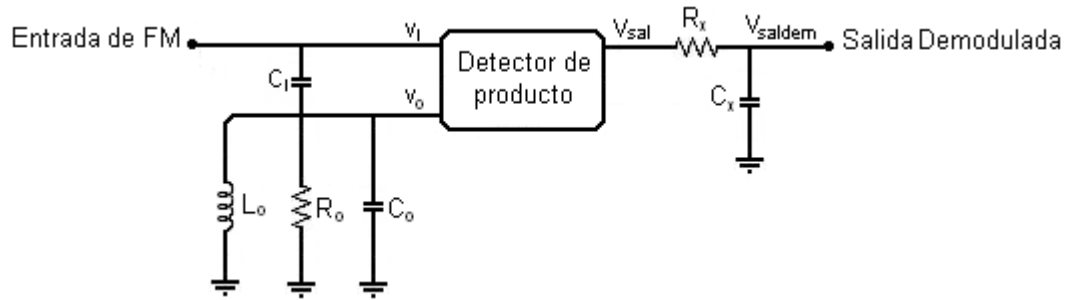


Figura 2.15 Detector de FM por Cuadratura [24]

Para extraer la información de la señal de IF, inicialmente ésta es dividida en dos partes, una de ellas se aplica directamente al detector de producto (V_i) y la otra se aplica a una red de corrimiento de fase que consta de un condensador C_1 con alta reactancia, que conjuntamente con el circuito tanque RLC produce un corrimiento de fase de 90° a la señal IF. El circuito tanque se sintoniza a la IF central y produce un desplazamiento adicional de fase θ , que es proporcional a la desviación de frecuencia. El circuito tanque resuena a ω_0 , esto se puede expresar matemáticamente con la ecuación 2.16.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.16)$$

Posteriormente el detector de producto multiplica la señal de entrada V_i , con la señal en cuadratura V_o , produciendo en la salida una señal cuya amplitud es proporcional a la diferencia de fase de las dos señales de entrada. Matemáticamente se expresa con la ecuación 2.17 [24].

$$V_{sal} = v_i \cdot v_o = [v_i \text{Sen}(\omega_i t + \theta)][v_o \text{Cos}(\omega_o t)] \quad (2.17)$$

Al aplicar en la ecuación 2.17, la identidad trigonométrica del producto de un seno por un coseno de igual frecuencia donde $\omega_i = \omega_o$, se obtiene que el voltaje de salida V_{sal} del detector del producto corresponde a la ecuación 2.18.

$$V_{sal} = \frac{v_i \cdot v_o}{2} [\text{Sen}(2\omega_i t + \theta) + \text{Sen}(\theta)] \quad (2.18)$$

Finalmente la señal de la salida del detector de producto V_{sal} , pasa por el filtro pasa bajas recuperando la señal de información. El primer término de la ecuación 2.18 corresponde a un armónico de la señal de IF, el cual es eliminado por el filtro pasa bajas, por lo que la señal de salida demodulada corresponde a la ecuación 2.19 [24].

$$V_{saldem} = \frac{v_i \cdot v_o}{2} [\text{Sen}(\theta)] \quad (2.19)$$

2.3.8 Limitador

La señal FM tiene como ventaja ser inmune al ruido, debido a que las variaciones de amplitud de la señal no llevan información. Sin embargo, ésta ventaja se pierde debido a que los receptores responden a variaciones en la amplitud de la señal lo que genera ruido en el sistema, es por esto que los receptores de FM implementan circuitos denominados limitadores. Un limitador es un circuito que produce una salida de amplitud constante para todas las señales de entrada mayores que un nivel mínimo predeterminado, que se suele llamar nivel umbral o de captura [28].

En la figura 2.16 se detalla un circuito limitador con un filtro a la salida. Esta configuración se la conoce como Limitador/Amplificador Pasabanda (PBL, *Bandpass Limiter/Amplifier*). Para realizar su función, el PBL debe estar sobreexcitado, es decir, el nivel de de la señal de entrada de IF debe ser lo suficientemente alto para llevar al limitador tanto a la región de saturación como a la de corte. De esta manera, tanto los picos positivos como negativos de la forma de onda quedan recortados, eliminando cualquier variación de amplitud producida por ruido. El filtro elimina la distorsión por armónicos e intermodulación que se presenta en la señal de IF. Las variaciones de frecuencia de la señal original no se ven afectadas por el limitador [24].

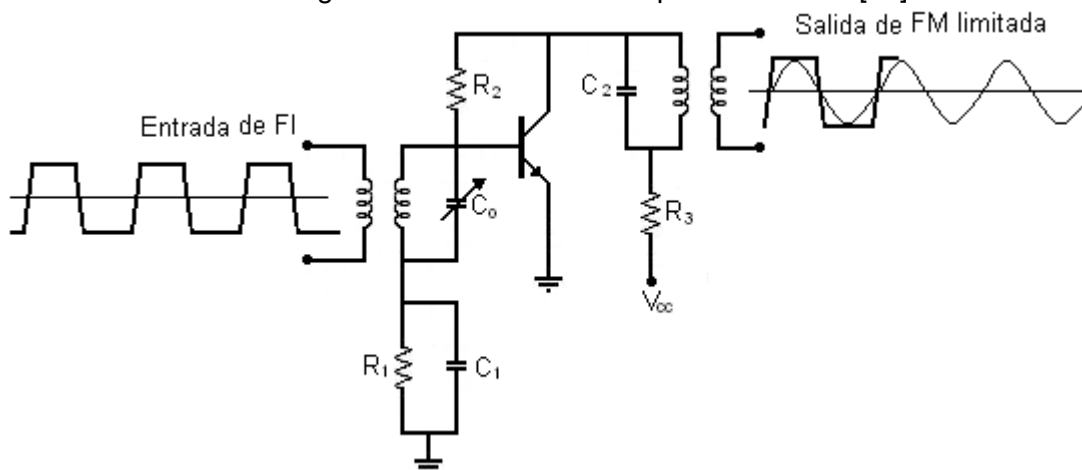


Figura 2.16 Limitador con Filtro [24]

Los receptores de radio FM exhiben un fenómeno llamado “efecto de captura”, donde la única señal recibida demodulada será la señal de mayor intensidad, descartando las señales más débiles que son transmitidas en la misma frecuencia. La supresión de la señal más débil se realiza en los limitadores de amplitud. Los limitadores también pueden ser utilizados en la supresión de ruido transitorio. Sin embargo, los circuitos limitadores tienen poco efecto sobre el ruido blanco, esto se debe a que la potencia de ruido es en general mucho menor que la potencia de la señal recibida [24].

2.3.9 Conmutador

En equipos de radio comunicación que operan con el modo de transmisión *semi dúplex*, se debe disponer de un circuito que conmute la antena entre la etapa de transmisión y recepción.

El PTT es un conmutador electrónico, en el que se oprime un botón para transmitir y se lo libera para recibir información. El circuito de la figura 2.17, corresponde a un conmutador electrónico, que consta de dos diodos PIN *D1 D2*, y un circuito *LC*. Este

circuito permite la conmutación entre la etapa de transmisión y recepción con la antena. Cuando se activa la conmutación mediante una tensión continua, los dos diodos PIN entran en conducción, quedando el transmisor conectado a la antena y el receptor desconectado. Los elementos L1, L2 y C constituyen un *stub* de $\frac{1}{4}$ de onda, el cual presenta en la terminal de entrada alta impedancia, desconectando al receptor. Al desactivar la conmutación, los diodos pasaran al estado de no conducción provocando un circuito abierto, por lo que la salida del transmisor se desconecta y el receptor queda conectado a la antena [24].

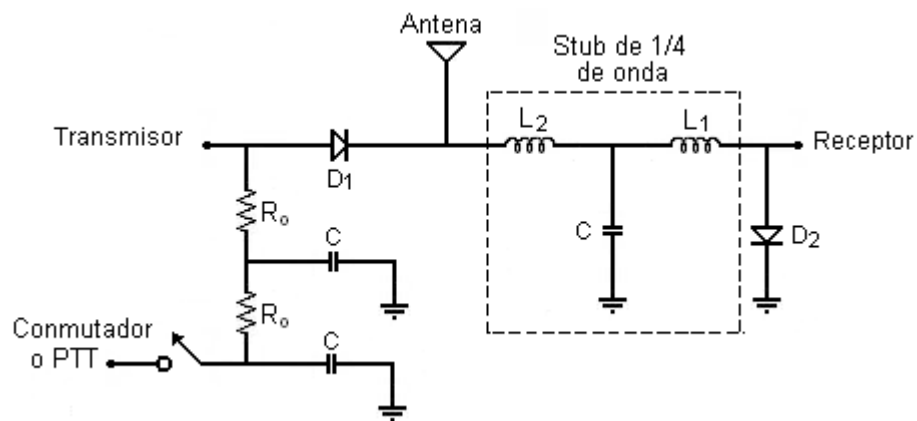


Figura 2.17 Conmutador Electrónico [24]

En la actualidad existen equipos que implementan un Interruptor Operador por Voz (VOX, *Voice Operated Switch*), el cual conmuta de manera automática cada vez que un operador habla frente al micrófono, independientemente de si está oprimiendo el PTT o un conmutador [24].

2.3.10 Antena

En la figura 2.18 se detalla un sistema de radiocomunicación. En el extremo transmisor una antena convierte la energía eléctrica que viaja por una línea de transmisión en energía electromagnética, la cual se propaga por el espacio libre. En el extremo receptor, la antena extrae la energía electromagnética que incide en ella y la convierte en energía eléctrica, transfiriéndola por una línea de transmisión al receptor. En esencia, la antena es un conductor metálico capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas.



Figura 2.18. Sistema de Radiocomunicaciones

La antena es un dispositivo pasivo, debido a que no puede amplificar una señal. En consecuencia, la potencia que irradia una antena transmisora no es la misma que le entrega el transmisor, de hecho su potencia de irradiación es menor debido a las pérdidas generadas en la línea de transmisión [31]. En receptores de alta frecuencia o

receptores FM se emplea el concepto de antena activa, a la combinación entre una antena receptora y un LNA [24] [31].

CAPÍTULO 3.

IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

El intercambio de información digital de manera inalámbrica, requiere un conjunto organizado de componentes hardware y software, capaces de adaptar y procesar la información generada por un usuario en el transmisor hasta que es presentada al usuario en el receptor. Este conjunto de componentes es conocido como sistema de comunicación y se encarga además de administrar el flujo de datos y de minimizar los errores en la información entregada, con técnicas como la detección y corrección de errores o la retransmisión de tramas.

El diseño de un sistema de comunicación debe corresponder a las características del canal de transmisión y al método utilizado para el transporte de la información, maximizando el desempeño en cada uno de los puntos del mismo para garantizar un alto grado de confiabilidad de operación.

En este capítulo se describe los componentes hardware utilizados para la implementación de un sistema basado en el modo de comunicación *Packet Radio*, las características físicas y eléctricas de cada uno de ellos y las interconexiones requeridas para su funcionamiento, de igual manera se describen los procesos que se llevan a cabo en la aplicación software implementada, para la creación de las tramas de información y para la medida de la BER. El diseño e implementación de este sistema corresponde a uno de los objetivos planteados para este trabajo de grado y se basa en la información recolectada en los capítulos anteriores de este documento.

3.1 SOFTWARE

En el equipo DTE o computador, se requiere ejecutar una aplicación que permita administrar las tramas de información a ambos lados del sistema, cumpliendo funciones como la generación de las tramas de información y aplicando diversos procedimientos que permiten medir la BER del sistema. En la implementación se utilizó la herramienta software MATLAB¹³, como entorno de desarrollo para la construcción de una aplicación que cumpla con los requerimientos del trabajo de grado. La aplicación desarrollada permite al usuario un constante control en las características de la transmisión y analizar el desempeño del sistema de comunicación.

Para el desarrollo de este trabajo de grado se requiere un sistema de comunicación que opere en modo simplex, es por esta razón que la aplicación ha sido dividida en dos partes, una para el transmisor y otra para el receptor. En la figura 3.1 se presenta un diagrama de los procesos llevados a cabo en cada una de las partes de la aplicación y se describen las tareas realizadas en cada uno de ellos.

¹³ MATLAB es un software matemático, disponible para las plataformas Unix, Windows y Apple Mac OS X, ofrece un Entorno de Desarrollo Integrado (IDE, *Integrated Development Environment*) con un lenguaje de programación propio.

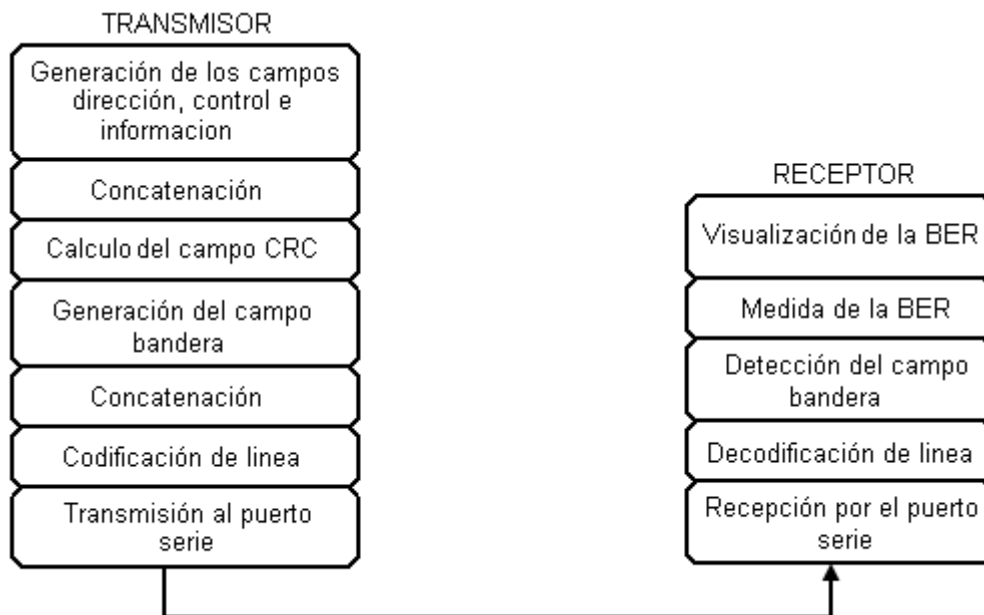


Figura 3.1. Procesos de la Aplicación

- **Generación de los campos dirección, control e información:** Proceso inicial para la transmisión. Se generan los vectores binarios que representan los campos dirección, control e información de acuerdo al tamaño y características estipuladas para cada uno de ellos en el protocolo AX.25.
- **Concatenación:** Se realiza la unión o concatenación de los vectores binarios anteriormente mencionados, para facilitar el próximo proceso.
- **Cálculo del campo CRC:** Se calcula el valor del campo CRC para los campos concatenados previamente. En la implementación de este sistema se utilizó el código CRC¹⁴, publicado en el sitio web *Mathworks*, modificando el polinomio generador, por el correspondiente para este protocolo [32].
- **Generación del campo bandera:** Se genera el campo de la trama AX.25 denominado bandera, con el formato descrito en el protocolo AX.25.
- **Concatenación:** Los campo bandera y CRC se concatenan a los campos dirección, control e información, conformando finalmente la trama AX.25.
- **Codificación de línea:** La trama AX.25 es codificada con el algoritmo NRZI.
- **Transmisión al puerto serie:** Para la transmisión por el puerto RS-232, la trama codificada es dividida en grupos de 8 bits y cada uno de ellos es codificado a su correspondiente símbolo ASCII, obteniendo así una trama de 52 caracteres. Se configura el puerto a una velocidad de transmisión igual a 1200 bps, se asigna un tamaño de memoria igual a 500 bits para el *buffer* de salida y se entrega la trama de caracteres al puerto de comunicación serial.

¹⁴ El archivo CRC9.m es propiedad de Nawaz Satvilkar, divulgado en el sitio web *Mathworks*, posee una licencia *Copyright* permitiendo utilizar y modificar el código sin restricción, cumpliendo el requisito de conservar los derechos de autor.

- **Recepción por el puerto serie:** Para la correcta recepción de la información por el puerto serial, se configura la velocidad de recepción igual a 1200 bps, se asigna un tamaño de memoria igual a 500 bits para el buffer de entrada y se establecen 30 segundos como el tiempo de recepción.
- **Decodificación de línea:** Al grupo de bits recibidos se les realiza la decodificación NRZI.
- **Detección del campo de bandera:** A los bits decodificados se les aplica un algoritmo para detectar los campos bandera inicial y final, se descartan los bits a la izquierda y derecha del campo bandera inicial y final respectivamente. Se determina como trama AX.25 recibida, al grupo de bits que se encuentran entre la primera posición del campo bandera inicial y la última posición del campo bandera final.
- **Medida de la BER:** La trama AX.25 recibida se compara bit a bit con la trama original transmitida y se determina el número de errores generados en la transmisión.
- **Visualización de la BER:** Se despliega el resultado del proceso anterior para el análisis del usuario.

3.2 TNC

En la implementación de un sistema de comunicación de datos basado en el protocolo AX.25 como el que se muestra en la figura 1.7, es necesario la utilización de un módulo que permita la interconexión de un computador y un radio de voz convencional, dicho módulo debe adecuar las tramas digitales que provienen del computador a una señal analógica cuya frecuencia se encuentra en el espectro audible para que pueda ser procesada en el radio. En el extremo receptor del sistema de comunicación, este módulo debe interpretar la señal analógica que le entrega el radio y generar una señal digital que represente fielmente la información que fue transmitida.

El módulo encargado de estas funciones es el TNC, el cual realiza la modulación y demodulación AFSK, tiene como entrada una señal digital y una salida analógica con tonos de 1200 Hz y 2200 Hz, para representar los estados lógicos de marca y espacio respectivamente.

El módulo TNC implementado en el sistema de comunicación desarrollado en este trabajo de grado, tiene como función principal la modulación y demodulación digital sobre portadora analógica, las demás funciones que realiza el TNC descritas en el numeral 1.2.1.2 de este documento, son implementadas en el software desarrollado.

3.2.1 Circuito Integrado MX614

Tomando como referencia la divulgación del trabajo “Diseño de un Modem AFSK Adaptado al Entorno Espacial” realizado en España por el Radio Club LA SALLE [33], se utilizó para la implementación del modem AFSK el circuito integrado MX614 de la empresa *Communication Semiconductors*, el cual es un modem compatible con la normativa Bell 202 mencionada en el nivel físico de *Packet Radio*.

El MX614 es un circuito integrado de bajo voltaje y baja potencia, diseñado con tecnología CMOS que permite la transmisión y recepción de datos asíncronos a una velocidad de transmisión de datos de 1200 bps [34], cuyos parámetros de operación se describen en la tabla 3.1

Tabla 3.1. Parámetros de Operación del MX614 [34]

	MIN	MAX	UNIDADES
Fuente (VDD-VSS)	3	5,5	V
Temperatura de Operación	-4	85	°C
Frecuencia del Oscilador	3.575965	3.583125	MHz

El MX614 requiere de los elementos externos de la tabla 3.2 para su funcionamiento y la configuración típica se muestra en la figura 3.2.

Tabla 3.2. Elementos externos del MX614 [34]

R1	100 KΩ
C6 – C7	18pF
C8 – C9	0.1 μF
Cristal	3.579545 MHz ± 0.1%

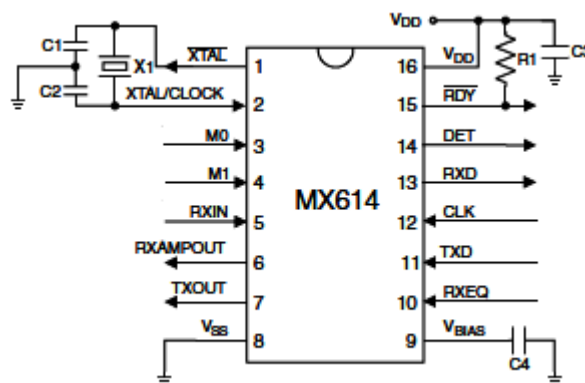


Figura 3.2. Configuración del Circuito Integrado MX614 [34]

3.2.2 Módulos del Circuito Integrado MX614

En la figura 3.3 se muestra el diagrama de los módulos internos del circuito integrado MX614 y a continuación se realiza una breve descripción de cada uno de ellos.

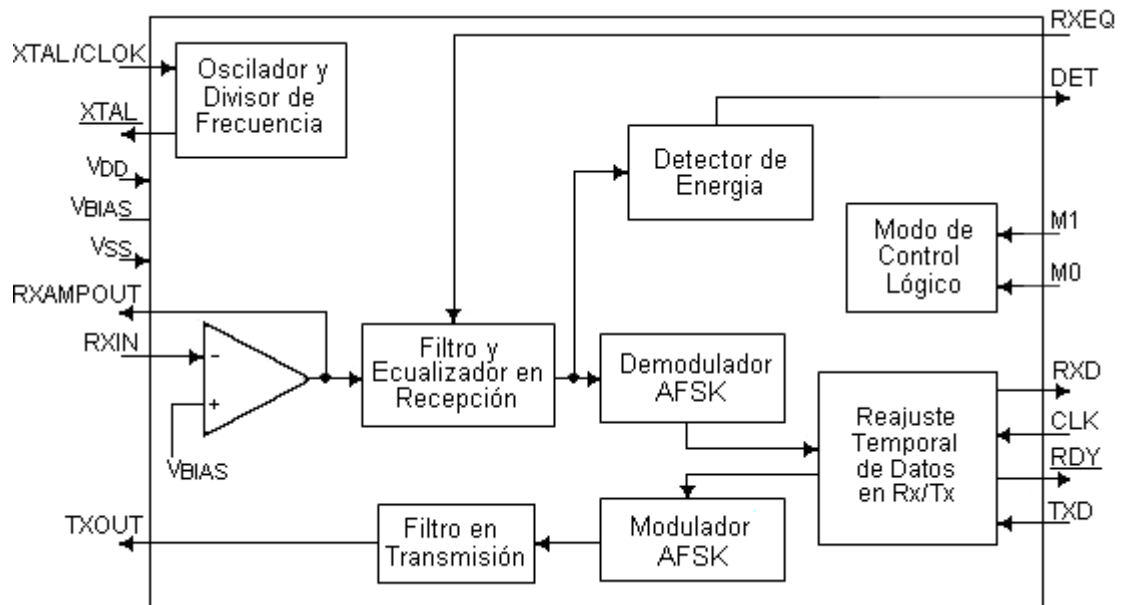


Figura 3.3. Diagrama en Módulos del Circuito Integrado MX614 [34]

3.2.2.1 Oscilador y Divisor de Frecuencia

Este módulo se encarga de la generación de las diferentes frecuencias internas que necesita el integrado, a partir de la señal de reloj de entrada que proviene de un oscilador externo conectado al pin 1 denominado XTAL/CLOCK.

3.2.2.2 Modo de Control Lógico

Los modos de operación (transmisión y recepción) del MX614, están determinados por los niveles lógicos aplicados a los pines de entrada M1 y M0, como lo especifica la tabla 3.3.

Tabla 3.3. Modos de Operación del MX614 [34]

M1	M0	Modo de Transmisión	Modo de Recepción
0	0	150 bps	1200 bps
0	1	1200 bps	Off
1	0	5bps /apagado	1200 bps
1	1	Estado inactivo	

3.2.2.3 Detector de Energía

Este módulo permite la detección de una señal de entrada. Realiza una medición del nivel de la señal de salida del filtro de recepción y la comparándola con un umbral preestablecido. La salida es alta cuando el nivel ha superado el umbral en un período de tiempo determinado.

3.2.2.4 Reajuste Temporal de Datos en Transmisión y Recepción

Cuando el MX614 está operando en el modo de transmisión, este módulo sincroniza la señal digital de entrada con el modulador, de tal forma que cada uno de los cambios en la señal digital, estén representados por un cambio de frecuencia de la señal analógica de salida. Cuando opera en el modo de recepción, permite sincronizar la

señal analógica de entrada con el demodulador, para que un cambio de frecuencia represente un cambio de estado en la señal digital de salida.

3.2.2.5 Filtro y Ecuador en Recepción

Este módulo tiene la función de filtrar señales de interferencia y atenuar frecuencias fuera de la banda de paso. Esta sección también incluye un ecualizador programable a partir del pin de entrada RXEQ. La función del ecualizador es evitar el retardo de grupo o el retardo (en tiempo) que sufre cada componente de frecuencia al pasar por el filtro. Cuando el nivel de entrada de RXEQ es bajo, el retardo de grupo del filtro en recepción es plano para el rango de frecuencia comprendido entre 1200Hz y 2200Hz. Si el nivel de entrada de RXEQ es alto, el retardo de grupo del filtro de recepción será como se muestra en la figura 3.4.

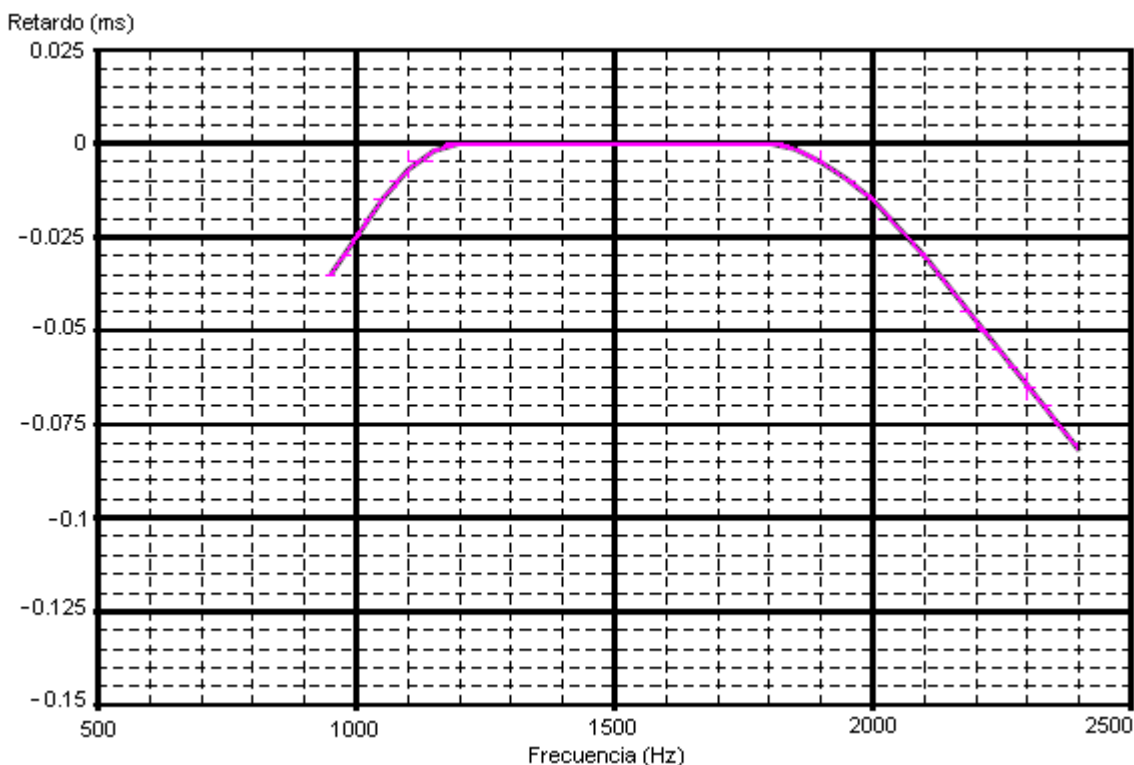


Figura 3.4. Retardo de Grupo [34]

3.2.2.6 Amplificador de Entrada en Recepción

Este módulo amplifica la señal recibida a un nivel de voltaje adecuado, para que pueda ser demodulada la señal AFSK.

3.2.2.7 Modulador AFSK

Este módulo genera una señal analógica con un tono de frecuencia de acuerdo al nivel de la señal de entrada digital en el pin TXD y a la configuración de los niveles lógicos M1 y M0, como se especifica en la tabla 3.4.

Tabla 3.4. Configuración de los Pines de Entrada M1 y M0 en Transmisión [34]

M1	M0	TXD='0'	TXD='1'
1	1	-	-
1	0	0 Hz	387 Hz
0	0	487 Hz	387 Hz
0	1	2200 Hz	1200 Hz

Las características de operación del modulador se encuentran en la tabla 3.5.

Tabla 3.5. Características de Operación del Modulador AFSK [34]

MODULADOR AFSK	MIN	TIPICO	MAX	UNIDADES
Velocidad de Transmisión	0	1200	1818	Baudios
Frecuencia de Marca. Estado lógico '1'	1197	1200	1203	Hz
Frecuencia de Espacio. Estado lógico '0'	2196	2200	2204	Hz
Nivel de Salida de TXOUT	1.95	2.19	2.46	Vpp

3.2.2.8 Demodulador AFSK

Este bloque demodula la señal AFSK en una señal digital, la cual se obtiene en el pin de salida RXD. Las características de este bloque se encuentran en la tabla 3.6.

Tabla 3.6. Características de Operación del Demodulador AFSK [34]

DEMODULADOR AFSK	MIN	TIPICO	MAX	UNIDADES
Velocidad de Transmisión	0	1200	1818	Baudios
Frecuencia de Marca. Estado lógico '1'	1188	1200	1212	Hz
Frecuencia de Espacio. Estado lógico '0'	2178	2200	2222	Hz
Relación Señal a Ruido Aceptable	20	-	-	dB
Nivel de Entrada Valido de RXIN	2.12	-	2.82	Vpp

3.2.3 Circuito Integrado MAX232

Para establecer la comunicación entre el puerto serie del computador y el módem MX614 es necesario implementar un módulo que convierta los niveles de una señal del puerto serie RS-232 en los niveles de Lógica Transistor a Transistor (TTL, *Transistor Transistor Logic*) que utiliza el integrado MX614 y viceversa. Para esto se utiliza el circuito integrado MAX232 de la empresa Texas Instruments [35].

En la tabla 3.7 se especifican los niveles de voltaje de una señal RS-232 y los niveles de voltaje de una señal TTL.

Tabla 3.7. Niveles de Voltaje RS232 y TTL [35]

Estado Lógico	Nivel RS-232	Nivel TTL
0 lógico	+3V a +15V	0V
1 lógico	-3V a -15V	5V

En la figura 3.5 se muestra la configuración del circuito integrado MAX232. Requiere para su funcionamiento, cinco condensadores electrolíticos de $1 \mu\text{F}$ y una fuente de alimentación de 5V. El circuito integrado tiene dos convertidores de nivel TTL a RS-232 y otros dos que convierten de RS-232 a TTL [34].

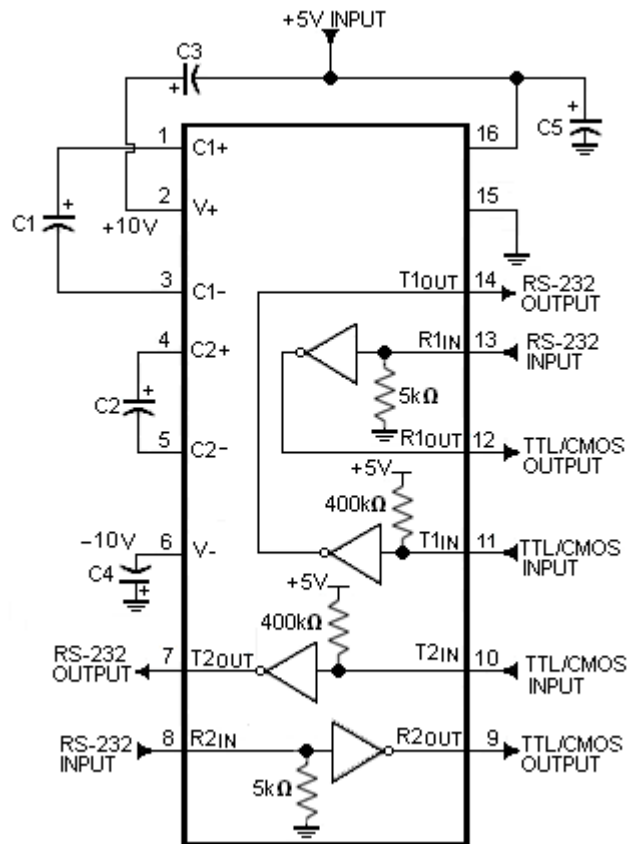


Figura 3.5. Configuración del Circuito Integrado MAX232 [35]

Para obtener los niveles de voltaje RS-232 y TTL, el MAX232 incluye dos fuentes conmutadas. La primera de ellas en conjunto con los condensadores electrolíticos C3 y C2, adaptan el nivel de voltaje de la fuente de alimentación de +5V a +15V. La segunda fuente conmutada en conjunto con los condensadores electrolíticos C1 y C4 invierte los niveles de voltaje para que se puedan obtener -15V. El condensador C5 se utiliza para evitar interferencias generadas por la fuente de alimentación [35].

3.2.4 Conexión de los Componentes del TNC

El módulo TNC es implementado en el sistema con el circuito de la figura 3.6 en el transmisor y con el circuito de la figura 3.7 en el receptor; el circuito integrado MX614 cumple con la función del módulo TNC al realizar la modulación digital especificada en el modo de comunicación *Packet Radio*, mientras que su par en el receptor realiza una demodulación de la señal transmitida. La función del integrado MX614 es complementada con el integrado MAX232, para adaptar los niveles de voltaje al puerto RS-232 del computador.

En la figura 3.6, se especifica la conexión y configuración del TNC en transmisión. La señal digital que proviene del computador se aplica a una entrada del MAX232, convirtiendo los niveles de voltaje RS-232 a TTL. A continuación la señal digital TTL se

aplica a la entrada del modulador AFSK. La señal modulada de salida se obtiene en TXOUT.

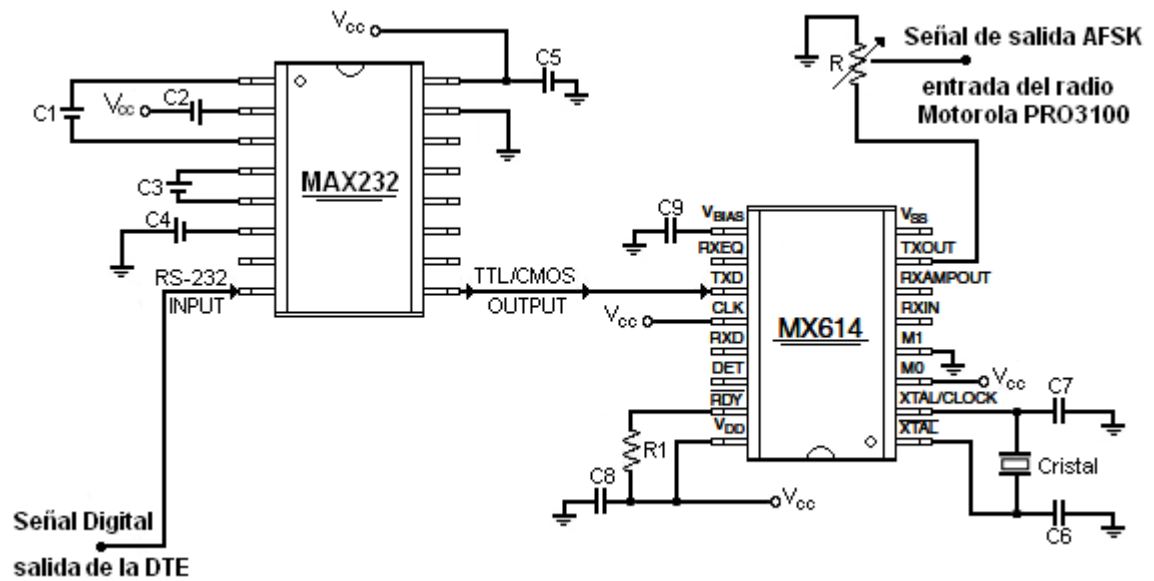


Figura 3.6. Circuito del TNC en Transmisión

En el circuito de transmisión se implementó un divisor de voltaje R , para adaptar el nivel de de la señal AFSK al nivel de entrada nominal del radio, puesto que el modulador entrega un señal con un nivel de 2.19 Vpp como se especifica en la tabla 3.5 y el nivel máximo de la señal de entrada del radio es 500 mVpp.

Para que el MX614 opere en el modo de transmisión los pines de entrada M0 y M1 se conectan a Vcc (5V) y tierra (GND) respectivamente, como lo especifica la tabla 3.4, además para sincronizar la velocidad de la señal de entrada y la velocidad de cambio del modulador AFSK la entrada CLK debe estar en alto.

En la figura 3.7, se especifica la conexión y configuración del TNC en recepción, conformado por los circuitos integrados LM324N, MX614 y MAX232. Se implementó un amplificador de voltaje, debido a que la señal de salida AFSK que entrega el radio tiene un nivel de amplitud de 980 mVpp y el demodulador AFSK opera dentro del rango de 2.12 Vpp a 2.18 Vpp, para esto se utilizó el amplificador operacional LM324N en configuración no inversora. La salida V_o se expresa en la ecuación 3.1.

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.1)$$

El nivel de salida del amplificador es proporcional al nivel de entrada, donde la constante de proporcionalidad está determinada por los valores de las resistencias R_1 y R_2 . El valor de la resistencia R_2 se ajustó hasta que el nivel de la señal AFSK es igual a 2.1 Vpp, el cual es el valor requerido en la señal de entrada por el demodulador. La resistencia R_3 , compensa los posibles efectos no deseados debidos a imperfecciones en el funcionamiento del circuito.

Cuando la señal AFSK es amplificada al nivel requerido, ingresa al demodulador por el pin de entrada RXIN, la señal demodulada se obtiene en el pin de salida RXD. Finalmente los niveles TTL de la señal digital se convierten en niveles de voltaje RS-232 con el MAX232.

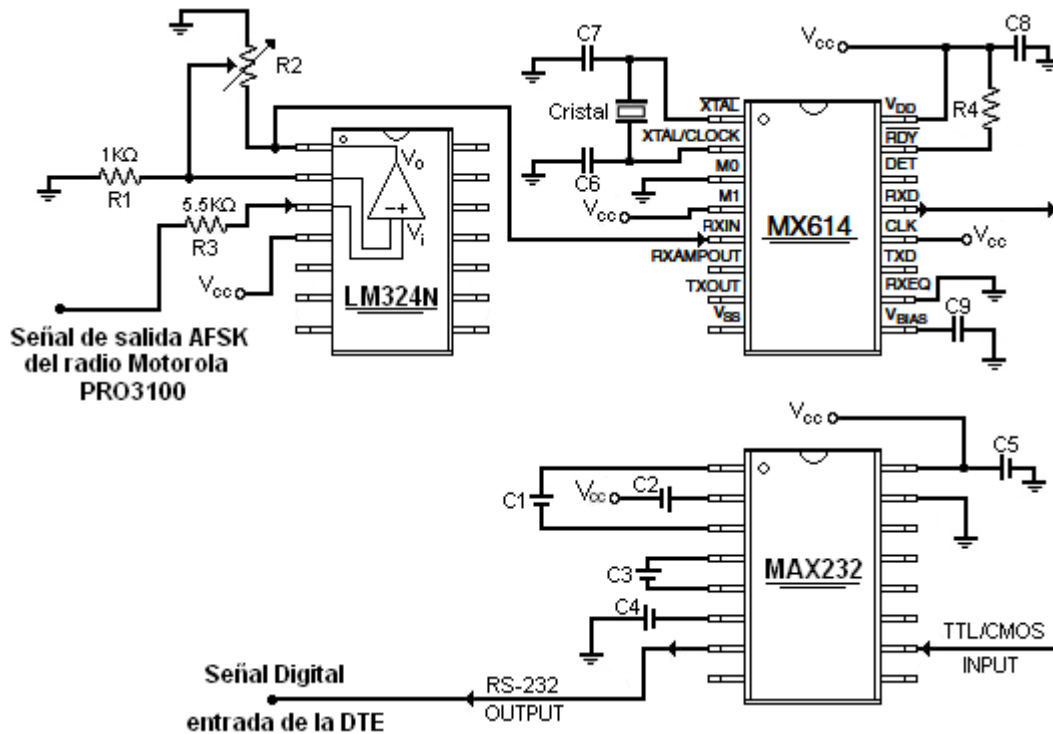


Figura 3.7. Circuito del TNC en Recepción

Para que el MX614 opere en el modo de recepción los pines de entrada M0 y M1 se conectan a tierra (GND) y a Vcc (+5V) respectivamente y al igual que en el transmisor, se debe conectar el pin CLK a Vcc (+5V) para sincronizar la señal de entrada a la velocidad de cambio del demodulador AFSK.

3.3 RADIO MOTOROLA PRO3100

El sistema implementado utiliza un radio convencional de dos vías, marca Motorola PRO3100. El radio Motorola PRO3100 fue facilitado por el Departamento de Telemática de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca. En la figura 3.8 se muestra este radio convencional de dos vías y sus características se detallan en la tabla 3.8.



Figura 3.8. Radio Convencional de Dos Vías Motorola PRO3100 [36]

Tabla 3.8. Características del Radio Motorola PRO3100 [36]

Generales	Características
Numero de Modelo	LAM25KKC9AA1_N
Dimensiones	177mm x 176mm x 56mm
Peso	1.59 Kg
Consumo de Corriente en Recepción	270 mA
Consumo de Corriente en Transmisión	6A a 25W - 9A a 45W
Conector de Antena	Mini-UHF
Rango de Frecuencia	VHF 136 - 174MHz
Espaciamiento de Canal	12.5 KHz / 20 KHz / 25KHz
Estabilidad en Frecuencia	± 2.5 ppm
Modulación	FM
Transmisor	
Potencia de Salida RF	25 - 45W (VHF)
Distorsión de Audio	2%
Limitación de Modulación	±5 en 25KHz
Zumbido y Ruido FM (típico)	-50dB en 25KHz (VHF)
Receptor	
Sensibilidad en Recepción	-120 dBm
Intermodulación	78dB en 25KHz (VHF)
Selectividad del Canal	80dB en 25KHz (VHF)
Rechazo de Espurias	80dB en 25KHz (VHF)
Zumbido y Ruido FM (típico)	-45dB en 25KHz (VHF)
Distorsión de Audio	2%
Audio Nominal Parlante Interno	3W- 22Ω

El sistema de comunicación implementado opera en la frecuencia de 150.1625 MHz, con un espaciamiento de canal o ancho de banda programado igual a 25KHz y con una potencia de transmisión igual a 25W.

3.3.1 Antena

El tipo de antena utilizada en la implementación del sistema de comunicación de datos es una antena Helicoidal marca YAESU la cual se muestra en la figura 3.9. En la tabla 3.9, se especifican las características de esta antena.



Figura 3.9. Antena Utilizada en la Implementación del Sistema [37]

Tabla 3.9. Características de la Antena YAESU [37]

Rango de frecuencia	144 - 173 MHz
Relación de onda estacionaria	≤1,5
Impedancia de entrada	50Ω
Potencia Máxima	50 W
Ganancia	3 dBi
Polarización	Circular
Peso	19 g
Longitud	182 mm
Tipo de conector	BNC

Se utilizó un adaptador Mini-UHF/BNC para conectar la antena al radio.

3.4 INTERCONEXIÓN DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

La comunicación con el Modem AFSK se lleva a cabo a través del puerto serial RS-232 disponible en cada computador. Este puerto es una interfaz de comunicación de datos y para su conexión se requiere de un conector DB9 hembra. En la figura 3.10 se especifica la conexión en transmisión entre el puerto serial RS-232 del DTE utilizando el conector DB9 hembra y el Modem AFSK.

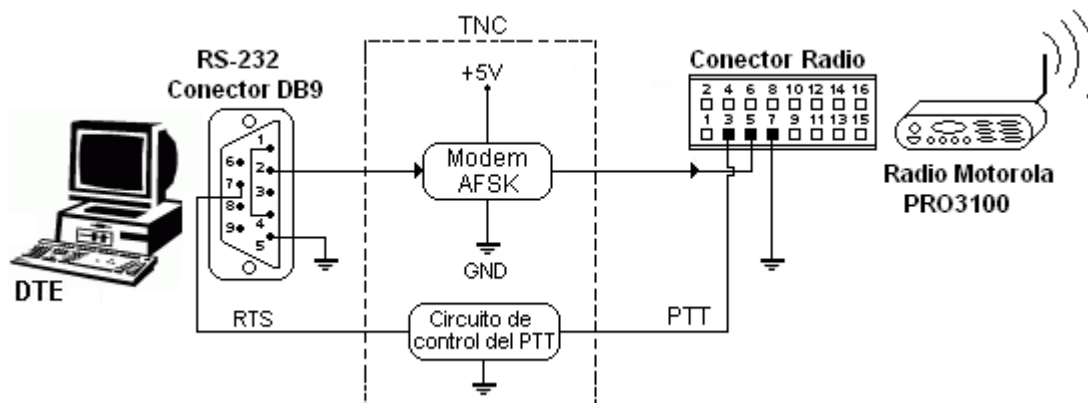


Figura 3.10. Conexión Serial RS-232 y Radio Motorola PRO3100 en Transmisión

La comunicación entre el Modem AFSK y el radio Motorola PRO3100¹⁵ se hace a partir de la entrada denominada Audio Plano del Transmisor (pin 5 del radio), destinada para señales analógicas que no necesitan ser filtradas.

Para el control del PTT desde el DTE, se implementó un circuito externo al circuito de modulación AFSK. En la figura 3.11 se muestra el circuito implementado, el cual consta de un transistor bipolar tipo NPN, resistencias y diodos.

¹⁵ Las funciones de los pines del puerto propietario del radio Motorola PRO3100 se encuentran en el anexo A.

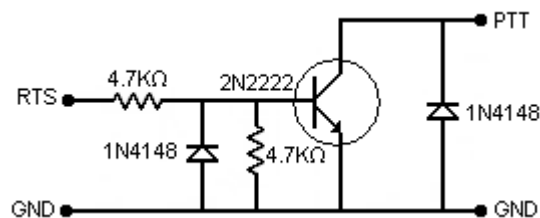


Figura 3.11 Circuito para el Control del PTT

La función del circuito es conmutar el modo de operación del radio, entre transmisión y recepción. Cuando se activa el pin RTS del puerto RS-232 del DTE, se aplica al transistor un voltaje superior a 1.5 V, por lo tanto el transistor pasa de un estado de no conducción o corte al estado de conducción o saturación, presentando un cortocircuito entre el terminal PTT del radio y GND, activando la transmisión del radio Motorola PRO3100.

En la figura 3.12 se muestra la conexión en recepción del Modem AFSK con el puerto del radio Motorola PRO3100 y el puerto serial RS-232 del DTE. La recepción de la señal AFSK se obtiene a partir del pin de salida número 11, denominado pin del Audio Receptor, la cual corresponde a la salida de audio del discriminador. El audio del discriminador se obtiene en el receptor FM después de demodular la señal, y antes de ser tratada o amplificada por la etapa de audiofrecuencia del radio; se trata de una señal "cruda" y sin filtrar.

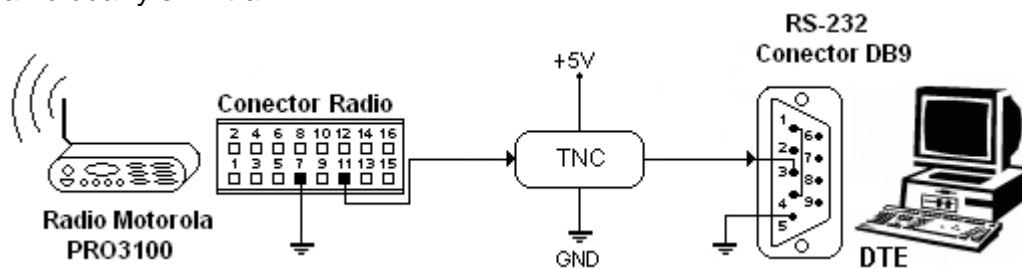


Figura 3.12. Conexión serial RS-232 y Radio Motorola PRO3100 en Recepción

La conexión entre el computador y el TNC es realiza a través de un cable serial, como el que se muestra en la figura 3.13.



Figura 3.13. Cable para Conexión Puerto Serial

La conexión entre el TNC y el radio Motorola PRO3100 se realiza a través de un cable de comunicación de datos Motorola, como el que se muestra en la figura 3.14.



Figura 3.14. Cable de Comunicación de Datos Motorola

CAPÍTULO 4.

PLAN DE PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se detalla las pruebas y las medidas realizadas en el sistema de comunicación implementado. De acuerdo a las medidas obtenidas se realiza un análisis de las señales en diferentes puntos del sistema, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia y un análisis del desempeño del sistema de comunicación bajo diferentes condiciones de propagación.

Las pruebas realizadas al sistema de comunicaciones implementado son: validación del funcionamiento del TNC, medida de la Relación de Onda Estacionaria (SWR, *Standing Wave Ratio*), análisis en el dominio del tiempo y frecuencia de la señal AFSK en el extremo transmisor y receptor, medida de la exactitud en frecuencia de la señales AFSK y FM, análisis en el dominio de la frecuencia de la señal FM, medida de la Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*) y medida de la Tasa de Error de Trama (FER, *Frame Error Rate*).

En la figura 4.1 se muestran los diferentes puntos del sistema para el plan de pruebas desarrollado.

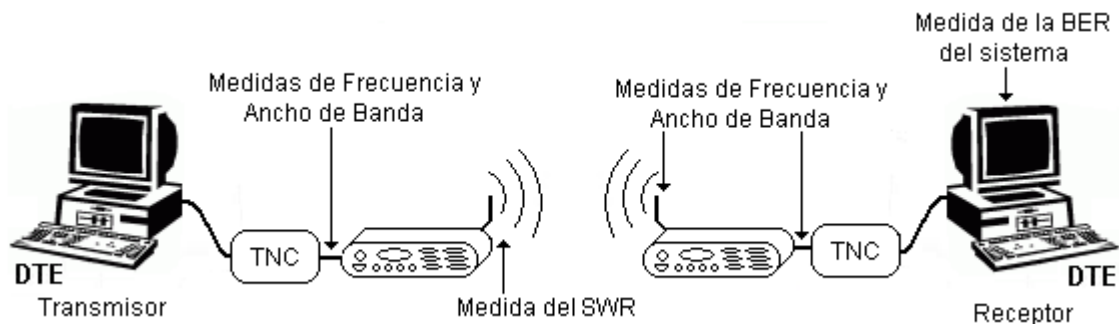


Figura 4.1. Diagrama General del Plan de Pruebas Desarrollado

4.1 VALIDACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL TNC

Para verificar el buen funcionamiento del TNC implementado se realizó una prueba en la cual se conectó directamente el TNC de transmisión con el TNC de recepción, como se muestra en la figura 4.2.

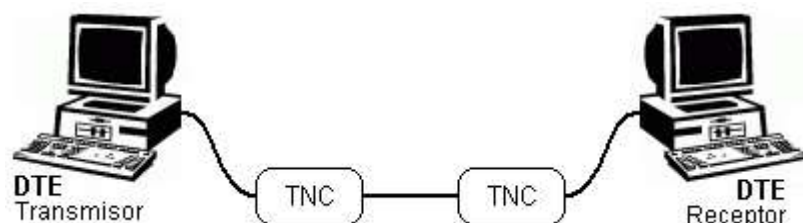


Figura 4.2. Diagrama de Conexión para la Validación del TNC

Haciendo uso de la aplicación software implementada, se transmitieron 50 tramas de información las cuales fueron procesadas en el receptor, obteniendo cero errores para cada una de las transmisiones. Por lo anterior se verificó la sincronización y el correcto

funcionamiento del modulador y demodulador del TNC, con esto se garantiza que los resultados obtenidos en la prueba del desempeño, corresponden únicamente a los errores generados por el canal de comunicación.

4.2 MEDIDA DE LA RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA

La medida del SWR permite determinar el grado de desadaptación de impedancia que existe entre el equipo de comunicación radio y la antena de transmisión. La magnitud del SWR se puede determinar a partir de la ecuación 4.1.

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_{reflejada} [w]}{P_{incidente} [w]}}}{1 - \sqrt{\frac{P_{reflejada} [w]}{P_{incidente} [w]}}} \quad (4.1)$$

Donde, P_r es la medida de la potencia reflejada y P_i es la medida de la potencia incidente o potencia de transmisión.

Para realizar la medida de la potencia reflejada e incidente se utilizó un Watímetro marca BIRD, cuyo rango de potencia permitido es 100mW a 10KW y el rango de frecuencia para la señal de entrada es 450KHz a 2.7GHz.

En la figura 4.3a se muestra la conexión para la medida de la potencia incidente, en la cual la unidad de medida del voltímetro se encuentra orientada en dirección a la señal transmitida. En la figura 4.3b se muestra la conexión para la medida de la potencia reflejada, en la cual la unidad de medida del voltímetro se encuentra orientada en dirección opuesta a la señal transmitida.

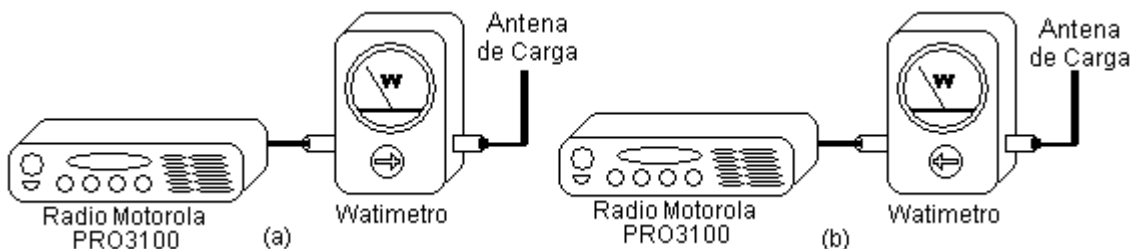


Figura 4.3. (a) Medida de la Potencia de Transmisión (b) Medida de la Potencia Reflejada

El valor medido de potencia de transmisión es 18 Vatios y la potencia de transmisión programada al radio es de 25 Vatios, lo cual indica que el radio ha perdido potencia a causa de una falla interno o por el tiempo de operación al que ha sido expuesto. El valor medido de la potencia reflejada es 1.5 Vatios.

Reemplazando los valores obtenidos en la ecuación 4.1, se tiene que el SWR es.

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{1.5 W}{18 W}}}{1 - \sqrt{\frac{1.5 W}{18 W}}} = 1.811 \quad (4.2)$$

El SWR también se puede hallar mediante un monograma como el de la figura 4.4, en la cual las líneas horizontales corresponden a la medida de la potencia reflejada, las

líneas verticales a la mediada de la potencia incidente y las líneas diagonales al valor de SWR.

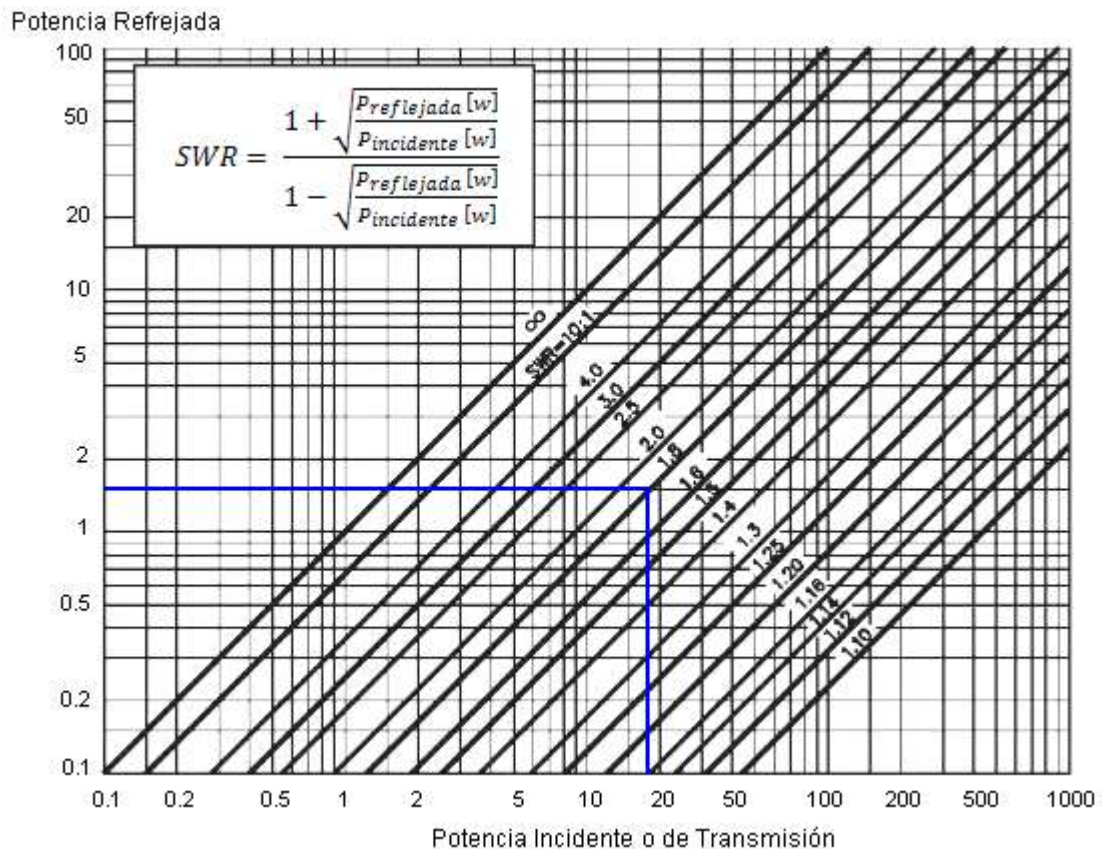


Figura 4.4. Nomograma para la Medida del SWR

El valor medido en el nomograma es igual al valor calculado de la ecuación 4.2. El valor obtenido indica que existe desadaptación de impedancia¹⁶ y por lo tanto existe una onda estacionaria que puede causar daño al equipo de transmisión. En un equipo de comunicación radio es aceptable trabajar con un SWR inferior a 3 [38].

4.3 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL AFSK EN TRANSMISIÓN

Con el fin de obtener la señal de salida del TNC en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia de la frecuencia, se utilizó la tarjeta de audio de un computador, la cual muestrea la señal analógica que proviene del TNC a una frecuencia de 44.1 KHz; el nivel de entrada de la señal analógica no debe de ser mayor a ± 1 Voltio, puesto que puede causar daño a la tarjeta de audio. Para visualizar la señal de salida del TNC en el dominio del tiempo se utilizó un software propietario llamado Soundcard Scope¹⁷ V1.32, el cual contiene las características de un osciloscopio. Para visualizar la señal de salida del TNC en el dominio de la frecuencia se utilizó un software propietario¹⁸ llamado SpetraPLUS¹⁹.

¹⁶ El valor ideal de SWR en un equipo de comunicación radio es 1.

¹⁷ Para mayor información visite: http://www.zeitnitz.de/Christian/scope_en

¹⁸ Para el desarrollo de este trabajo de grado se utilizó una versión trial de estos software, las cuales tienen una licencia gratuita de 30 días.

¹⁹ Para mayor información visite: <http://www.spectraplus.com>

En la figura 4.5 se presenta el diagrama de conexión para obtener la señal AFSK en el dominio del tiempo.

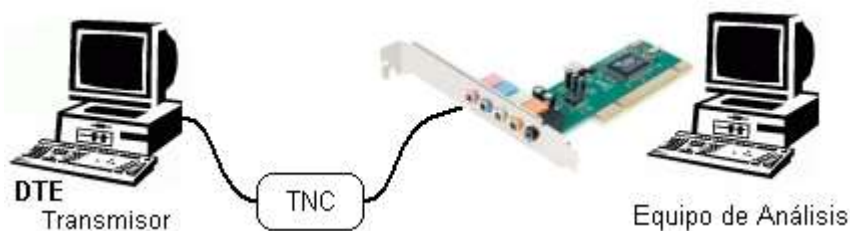


Figura 4.5. Diagrama de Conexión para Obtener la Señal AFSK en el Dominio del Tiempo y de la Frecuencia.

Para analizar la señal de salida del TNC en transmisión, la cual corresponde a la señal modulada en AFSK, se realizaron tres pruebas correspondientes a la transmisión de una trama de unos, una trama de ceros y una trama de información.

4.3.1 Medida de la Frecuencia de Marca

En la figura 4.6 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 1200 Hz, generado al transmitir una trama de unos.

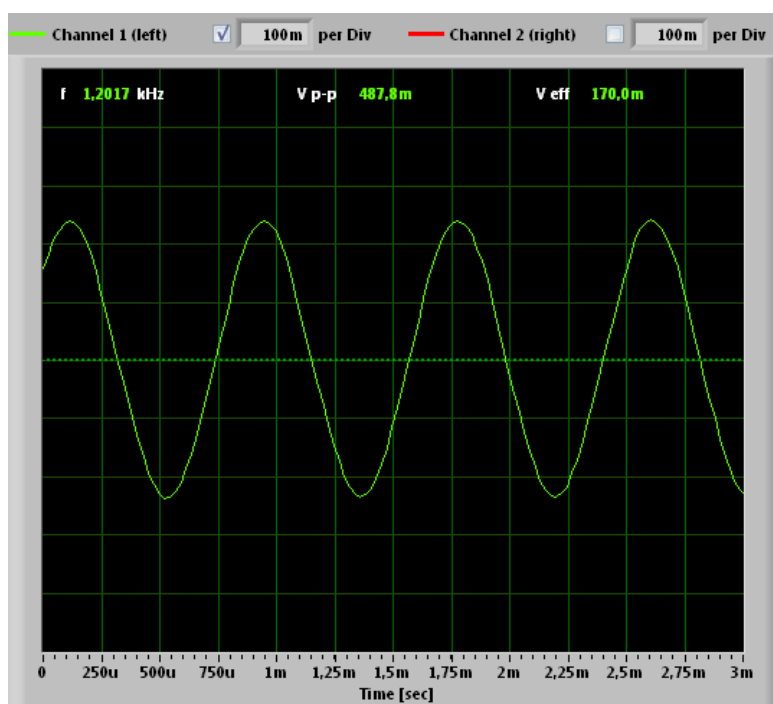


Figura 4.6. Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Unos

En la figura 4.6 se observa que el nivel de la señal es igual a 0.4878 Vpp, este valor es adecuado para la entrada del radio cuyo valor nominal es 0.5 Vpp.

La frecuencia medida en el software Soundcard Scope es 1201.7Hz, la cual se encuentra dentro de los límites de operación del modulador AFSK especificados en la tabla 3.5. El error²⁰ en la medida de frecuencia se determina con la ecuación 4.3.

$$Error = \frac{|Frecuencia\ Medida - Frecuencia\ Teórica|}{Frecuencia\ Teórica} \times 100\% \quad (4.3)$$

La medida del error en la frecuencia correspondiente a esta prueba se presenta en la ecuación 4.4.

$$Error = \frac{|1201.7\ Hz - 1200\ Hz|}{1200\ Hz} \times 100\% = 0.141\% \quad (4.4)$$

Por lo tanto la exactitud²¹ en frecuencia de la frecuencia de marca es del 99.86%. La señal medida tiene un corrimiento de frecuencia de 1.7 Hz respecto al valor teórico.

Con el fin de calcular la exactitud en frecuencia del TNC se realizaron medidas adicionales a la frecuencia de marca y frecuencia de espacio con un osciloscopio. En la figura 4.7 se muestra la conexión realizada en el laboratorio para esta medida.

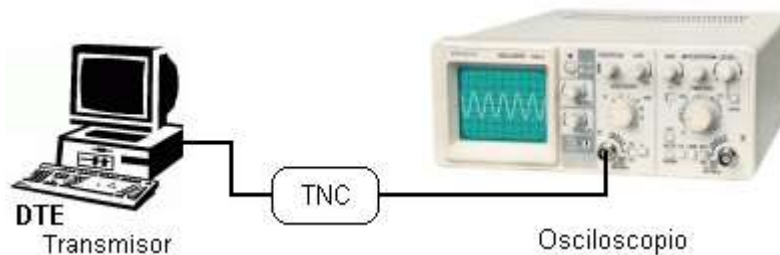


Figura 4.7. Diagrama de Conexión para la Medida de frecuencia

En la tabla 4.1 se muestran los resultados²² obtenidos para un tono de 1200 Hz, generado al transmitir una trama de unos.

Tabla 4.1 Medidas a la Señal a 1200 Hz en Transmisión

Medida	Frecuencia	Corrimiento de frecuencia	Error %	Exactitud %
1	1199 Hz	-1 Hz	0.08	99.92
2	1200 Hz	0 Hz	0	100%
3	1199 Hz	-1 Hz	0.08	99.92
4	1199 Hz	-1 Hz	0.08	99.92

La exactitud en frecuencia para la frecuencia de marca tiene un promedio del 99.93% y la precisión²³ calculada para estas medidas es de 1Hz. Se puede observar que en general las frecuencias medidas son cercanas al valor teórico de 1200 Hz.

En la figura 4.8, se observa el espectro de frecuencias obtenido para la señal de 1200 Hz.

²⁰ El error en la medida de frecuencia se refiere al valor absoluto de la diferencia entre el valor experimental y el valor teórico.

²¹ La exactitud se refiere a la cercanía del valor medido respecto al valor real.

²² Las figuras correspondientes a estos resultados se encuentran en el anexo B.

²³ La precisión se refiere a la dispersión de un conjunto de medidas realizadas. Cuanto menor es la dispersión mayor la precisión

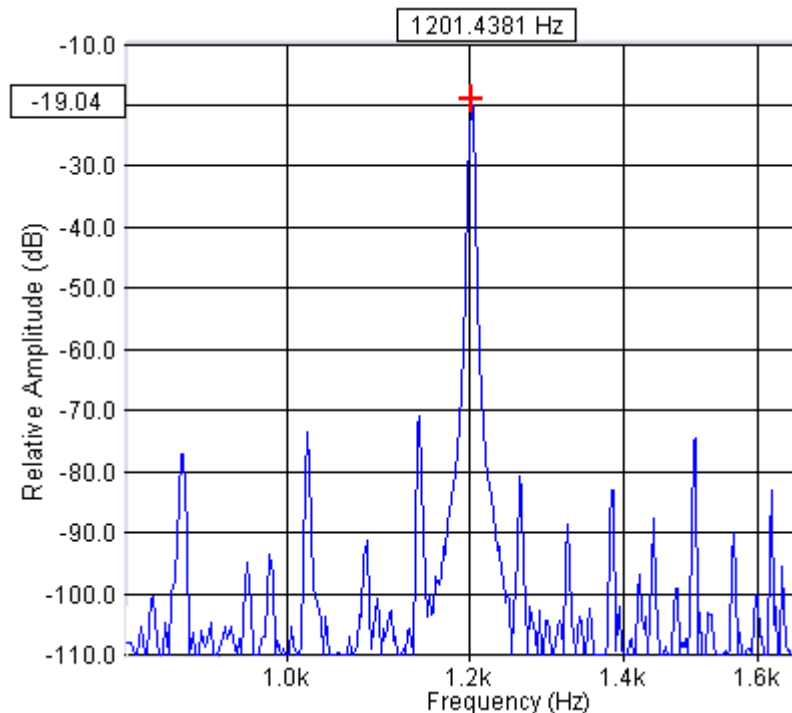


Figura 4.8. Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK al Transmitir una Trama de Unos

La frecuencia de marca (f_m) medida en el software SpectraPLUS es igual a 1201.4 Hz. Existe una diferencia de 0.2619 Hz entre la medida de la frecuencia en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, ya que las medidas se realizaron en diferentes instantes de tiempo y con un software diferente.

A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia.

$$Error = \frac{|1201.4381\text{Hz} - 1200\text{Hz}|}{1200\text{Hz}} \times 100\% = 0.119\% \quad (4.5)$$

La exactitud calculada en el dominio de la frecuencia es 99.88%. La señal medida tiene un corrimiento de frecuencia de 1.4 Hz respecto a la teórica.

4.3.2 Medida de la Frecuencia de Espacio

En la figura 4.9 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 2200 Hz, generado al transmitir una trama de ceros.

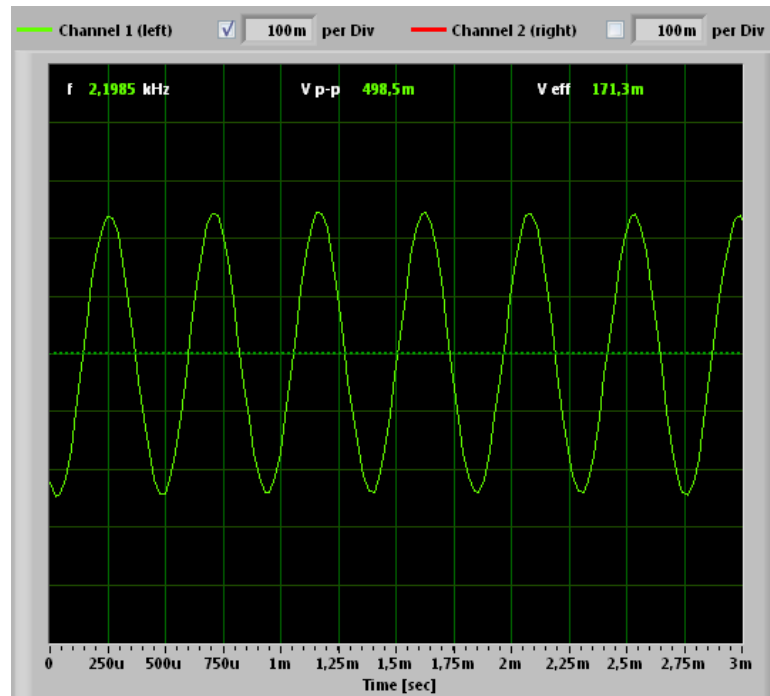


Figura 4.9. Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Ceros

En la figura 4.9 se observa que el nivel de de la señal es igual a 0.4985 Vpp, este valor es adecuado para la entrada del radio cuyo valor nominal es 0.5 Vpp.

La frecuencia medida en el software Soundcard Scope es 2198.5 Hz, la cual se encuentra dentro de los límites de operación del modulador AFSK especificados en la tabla 3.5. El error en la medida de frecuencia correspondiente a esta prueba se presenta en la ecuación 4.6.

$$Error = \frac{|2198.5 \text{ Hz} - 2200 \text{ Hz}|}{2200 \text{ Hz}} \times 100\% = 0.06\% \quad (4.6)$$

Del valor calculado en la ecuación 4.6 se puede concluir que la exactitud es del 99.94%. La señal medida tiene un corrimiento de frecuencia de -1.5 Hz respecto al valor teórico.

En la tabla 4.2 se muestran los resultados obtenidos en el osciloscopio para un tono de 2200 Hz, generado al transmitir una trama de ceros.

Tabla 4.2 Medidas a la Señal a 2200 Hz en Transmisión

Medida	Frecuencia	Corrimiento de frecuencia	Error %	Exactitud %
1	2202 Hz	2 Hz	0.09	99.91
2	2201 Hz	1 Hz	0.05	99.95
3	2202 Hz	2 Hz	0.09	99.91
4	2202 Hz	1 Hz	0.09	99.91

La exactitud en frecuencia para la frecuencia de espacio tiene un promedio del 99.93% y la precisión en estas medidas es de 1Hz. Se puede observar que en general las frecuencias medidas son cercanas al valor teórico de 2200 Hz y la precisión en las medidas de frecuencia de marca y frecuencia de espacio son iguales.

En la figura 4.10, se observa el espectro de frecuencias obtenido para la señal de 2200 Hz.

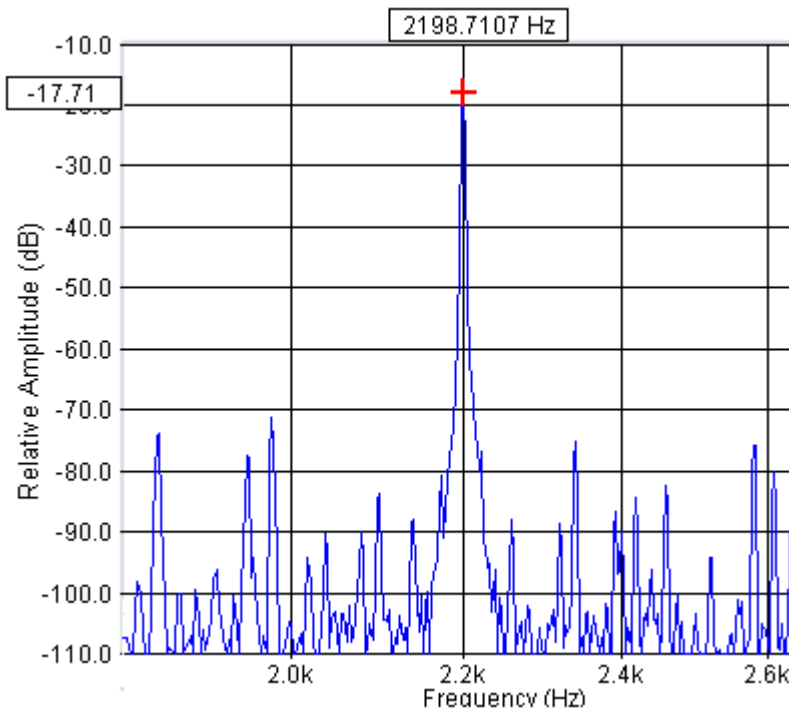


Figura 4.10. Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK al Transmitir una Trama de Ceros

La frecuencia de espacio (f_s) medida en el software SpectraPLUS es igual a 2198.7107 Hz. Existe una diferencia de 0.2107 Hz entre la medida tomada de la frecuencia en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia.

$$Error = \frac{|2198.7107\text{Hz} - 2200\text{Hz}|}{2200\text{Hz}} \times 100\% = 0.05\% \quad (4.7)$$

La exactitud calculada en el dominio de la frecuencia es 99.95%. La señal medida tiene un corrimiento de frecuencia de -1.2 Hz respecto al valor teórico.

4.3.3 Medida del Ancho de Banda de la Señal AFSK

En la figura 4.11 se muestra la señal que corresponde a la modulación AFSK de una trama de información, es decir, a la combinación de marcas y espacios.

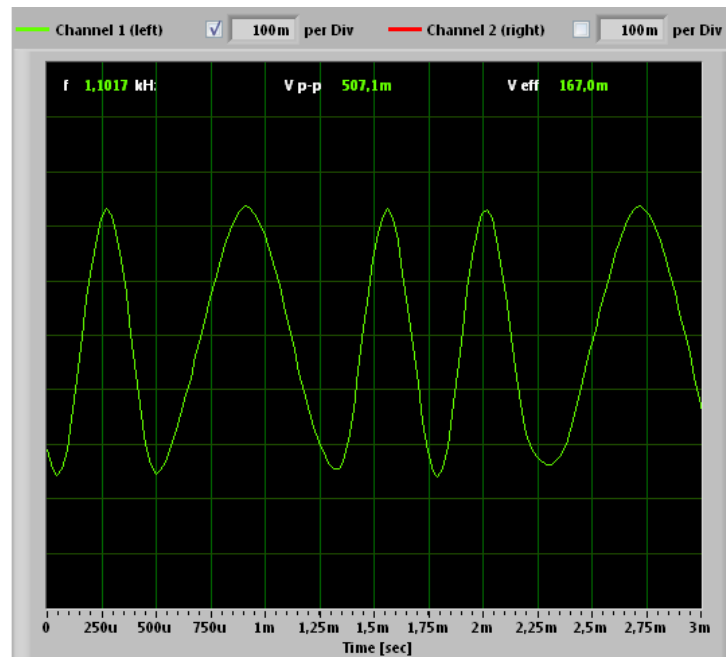


Figura 4.11. Señal AFSK en el Dominio del Tiempo al Transmitir una Trama de Información

En la figura 4.11 se puede observar que el nivel de la señal AFSK se mantiene constante con la modulación.

A partir de las medidas obtenidas para las frecuencias de marca (f_m) y espacio (f_s) se calcula la desviación de frecuencia con la ecuación 2.2.

$$\Delta f = \frac{|2198.7107 \text{ Hz} - 1201.4381 \text{ Hz}|}{2} = 498.6 \text{ Hz} \approx 500 \text{ Hz} \quad (4.8)$$

Es decir, las frecuencias f_m y f_s se encuentran separadas 498.6 Hz de la frecuencia central. La frecuencia central se obtiene a partir de la ecuación 4.9.≈

$$f_c = \frac{f_m + f_s}{2} \quad (4.9)$$

Reemplazando los valores de f_m y f_s en la ecuación 4.10, se obtiene el valor de la frecuencia central.

$$f_c = \frac{1201.4381 \text{ Hz} + 2198.7107 \text{ Hz}}{2} = 1700.1 \text{ Hz} \approx 1700 \text{ Hz} \quad (4.10)$$

Reemplazando el valor calculado de la desviación de frecuencia (Δf) y la velocidad de transmisión (R_b) igual a 1200 bps en la ecuación 2.4, se determina el ancho de banda de la señal AFSK.

$$BW = 2(498.6 \text{ Hz} + 1200 \text{ bps}) = 3397.2 \text{ Hz} \quad (4.11)$$

En la ecuación 4.12 se calcula el ancho de banda teórico.

$$BW = 2(500 \text{ Hz} + 1200 \text{ bps}) = 3400 \text{ Hz} \quad (4.12)$$

El ancho de banda calculado en la ecuación 4.11 a partir de las medidas de las frecuencias de marca y espacio es aproximadamente igual al valor teórico calculado en la ecuación 4.12.

En la figura 4.12, se muestra el espectro de frecuencia de la señal de información.

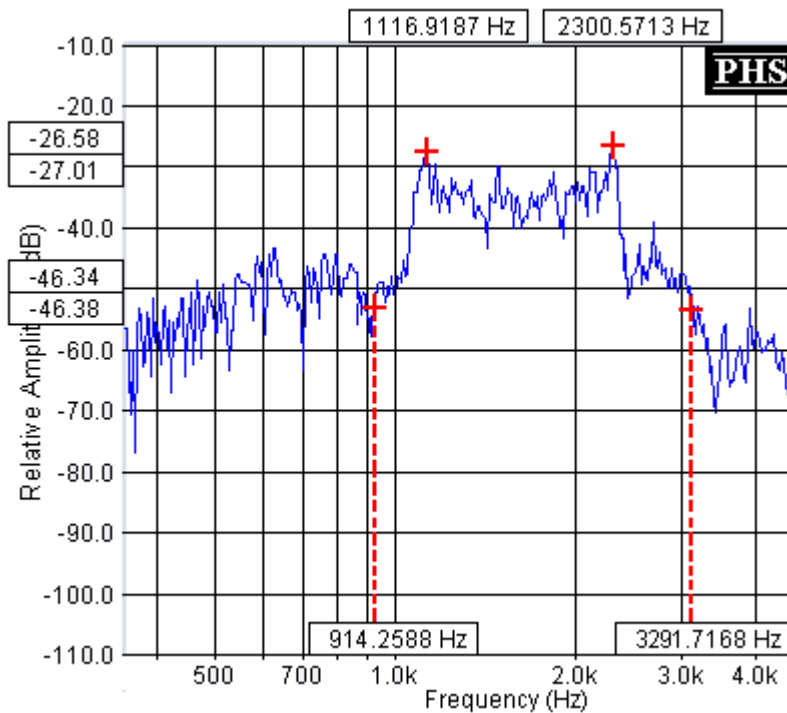


Figura 4.12. Espectro de la Señal AFSK

El ancho de banda de una señal AFSK de manera práctica corresponde a la diferencia de las frecuencias a las cuales la potencia máxima a caído a 20 dB. El ancho de banda medido en la figura 4.12 es igual 2377.458 Hz.

4.4 ANALISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL FM

Para el análisis de la señal FM en dominio de la frecuencia se realizaron las siguientes medidas: medida de la frecuencia de operación y medida del ancho de banda de la señal FM.

4.4.1 Medida de la Frecuencia de Operación

Es necesario para determinar el funcionamiento del sistema de comunicación, medir la frecuencia de operación del radio Motorola PRO3100 y determinar su exactitud en frecuencia.

Para obtener esta medida se utilizó el analizador de redes ZLV Rohde & Schwarz, el cual provee altos estándares de calidad, es compatible con diferentes dispositivos *hardware* y *software*, proporciona flexibilidad y amplia funcionalidad. Opera en un rango de frecuencias de 9 KHz a 6 GHz y combina las funciones de un analizador de

redes, un analizador de espectro y un medidor de potencia en un solo instrumento de medida; ideal para aplicaciones en el laboratorio²⁴.

En la figura 4.13 se presenta el diagrama de conexión utilizado para medir la frecuencia de operación.

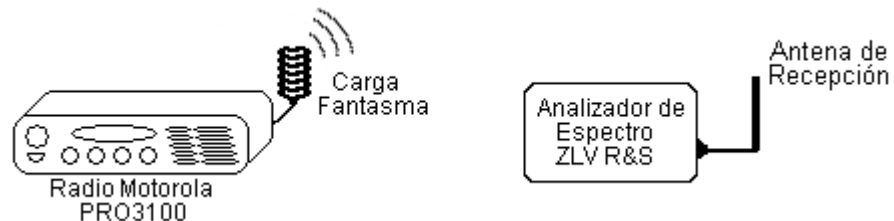


Figura 4.13. Diagrama de Conexión para la Medida de la Frecuencia

Estas medidas se realizaron en campo cercano y se utilizó una carga fantasma para reducir el nivel de potencia transmitido.

En la figura 4.14 se observa el espectro y medida de la frecuencia de operación. Para obtener el espectro de frecuencia se transmitió una señal pura, es decir una señal que no ha sido modulada.

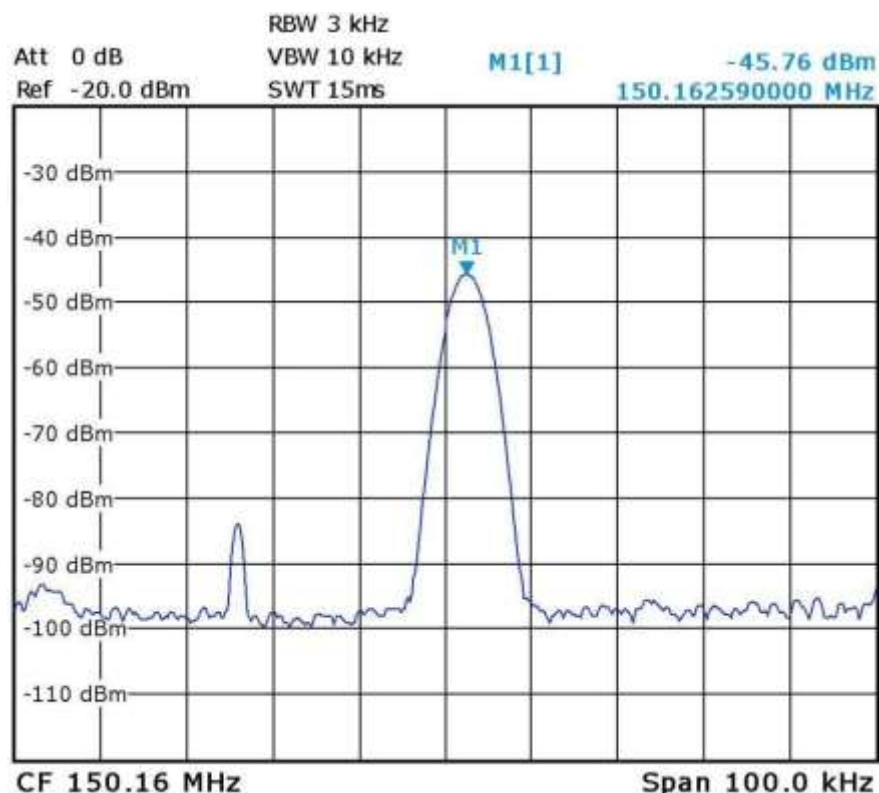


Figura 4.14. Análisis Espectral y Medida de la Frecuencia de Operación

De acuerdo a la figura 4.14, la medida de la frecuencia de operación real en la que opera el radio Motorola PRO3100 es 150.162590 MHz.

²⁴ Para mayor información visite: <http://www2.rohde-schwarz.com>

Para calcular la exactitud en frecuencia se utiliza la ecuación 4.13.

$$\text{Exactitud en Frecuencia [ppm}^{25}\text{]} = \frac{|Frecuencia Medida - Frecuencia Teórica|}{Frecuencia Teórica} \times 10^6 \quad (4.13)$$

Teniendo en cuenta la frecuencia programada del radio igual a 150.1625 MHz y la frecuencia medida, se calcula la exactitud en frecuencia para el radio Motorola PRO3100.

$$\text{Exactitud en Frecuencia} = \frac{|150.162590 \text{ MHz} - 150.1625 \text{ MHz}|}{150.1625 \text{ MHz}} \times 10^6 = 0.599 \text{ ppm} \quad (4.14)$$

La medida de exactitud en frecuencia calculada es igual a 0.599 ppm, es decir se presentó un corrimiento de frecuencia de 90 Hz.

4.4.2 Medida del Ancho de Banda de la Señal FM

En la figura 4.15 se muestra el diagrama de conexión utilizado para la medida del ancho de banda de la señal FM. Se realizaron tres medidas las cuales corresponden al ancho banda de la señal FM al transmitir desde el DTE una trama de ceros, una trama de unos y la trama de información.

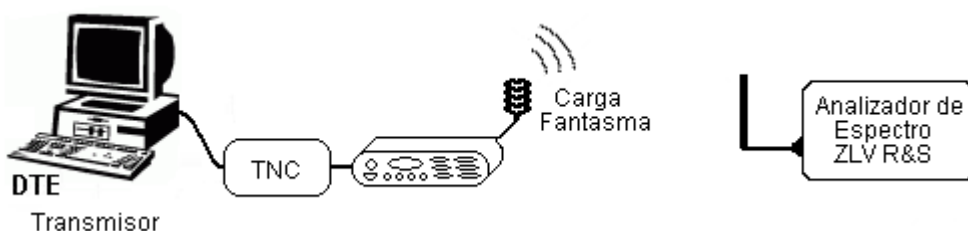


Figura 4.15. Diagrama de Conexión para el Análisis en Frecuencia de la Señal FM

El ancho de banda teórico para sistemas FM analógicos se determina con la regla de Carlson **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, la cual se plantea a continuación en la ecuación 4.15.

$$BW = 2(f_m + \Delta f) \quad (4.15)$$

Donde Δf es la desviación máxima de la frecuencia instantánea respecto a la frecuencia central f_c y f_m corresponde a la frecuencia más alta de la señal moduladora.

En la modulación de FM la desviación máxima de frecuencia se efectúa durante los picos máximos positivos y negativos de la señal moduladora; es decir la desviación de frecuencia es proporcional al nivel de la señal moduladora. En el desarrollo del trabajo de grado "HORUS- Sistema Prototipo de Monitoreo y Control Vehicular Asistido por GPS²⁶", se obtuvo de manera práctica el valor de Δf en función del nivel de la señal moduladora en el radio Motorola PRO3100, en la tabla 4.3 se muestran los resultados de esta medida.

²⁵ Partes por millón es una medida utilizada para determinar la exactitud de frecuencia y se expresa en Hz/millón.

²⁶ Trabajo de grado realizado en la facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca en el año 2010, por Juan Andrés Cárdenas y Libardo Andrés Samboni R.

Tabla 4.3 Medida de la Desviación de Frecuencia en Función del Nivel de la Señal Moduladora

Nivel de Entrada de la Señal Moduladora (mVpp)	Desviación de Frecuencia Δf (KHz)
200	1.118
400	2.554
500	2.954
600	3.513
800	4.311
1000	5.908
1200	7.026

De acuerdo a la tabla 4.3 se utilizará un Δf igual a 2.954 KHz, que corresponde al nivel de entrada de la señal moduladora utilizada en el desarrollo del presente trabajo de grado.

Un método práctico para evaluar el ancho de banda de una señal FM es utilizando el espectro de la señal, en el cual el ancho de banda de la señal FM corresponde a la diferencia de las frecuencias a las cuales la potencia máxima a caído 20 dB. En el rango comprendido entre la potencia máxima y la caída de 20 dB se concentra el 98% de la potencia total de la señal FM [24].

- En la figura 4.16 se muestra el espectro de frecuencia para una señal FM modulada con un tono de 1200 Hz.

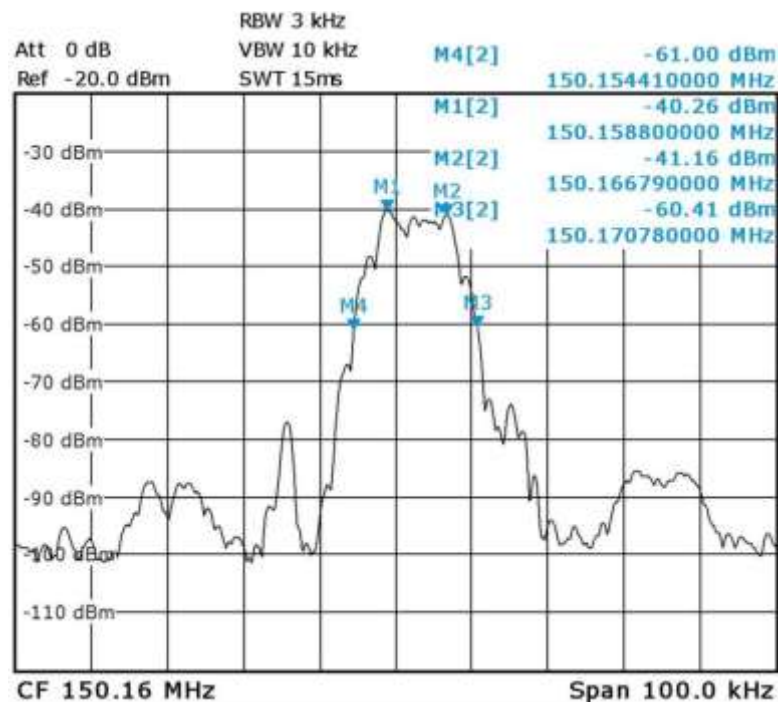


Figura 4.16. Espectro de la Señal FM Modulada con un Tono de 1200 Hz

A partir de la ecuación 4.15 y con un valor de desviación de frecuencia de 2954 Hz se calcula el ancho de banda teórico para una señal FM modulada con un tono de 1200 Hz.

$$BW_{teórico} = 2(1200 \text{ Hz} + 2954 \text{ Hz}) \quad (4.16)$$

$$BW_{teórico} = 8.308 \text{ KHz} \quad (4.17)$$

El ancho de banda práctico medido en el analizador de espectro ZLV tomando como referencia los marcadores M3 y M4 de la figura 4.14 es.

$$BW_{práctico} = 150.17078 \text{ MHz} - 150.15441 \text{ MHz} = 16.37 \text{ KHz} \quad (4.18)$$

- En la figura 4.17 se muestra el espectro de frecuencia para una señal FM modulada con un tono de 2200 Hz.

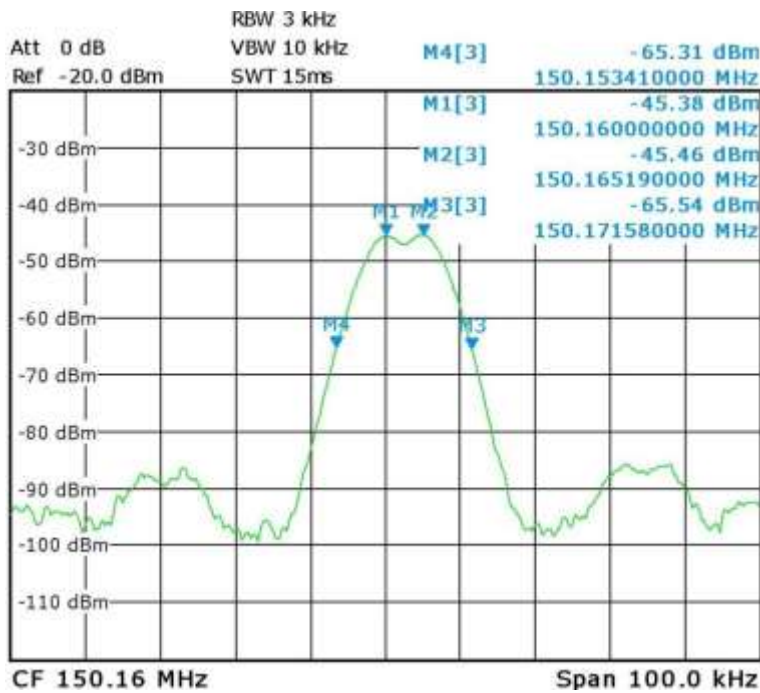


Figura 4.17. Espectro de la Señal FM Modulada con un Tono de 2200 Hz

Con una desviación de frecuencia de 2954 Hz, se calcula el ancho de banda teórico para una señal FM modulada con un tono de 2200 Hz.

$$BW_{teórico} = 2(2200 \text{ Hz} + 2954 \text{ Hz}) \quad (4.19)$$

$$BW_{teórico} = 10.31 \text{ KHz} \quad (4.20)$$

El ancho de banda práctico medido en el analizador de espectro ZLV tomando como referencia los marcadores M3 y M4 de la figura 4.14 es.

$$BW_{práctico} = 150.17158 \text{ MHz} - 150.15341 \text{ MHz} = 18.17 \text{ KHz} \quad (4.21)$$

- En la figura 4.18 se muestra el espectro de frecuencia para una señal FM modulada con una señal AFSK.

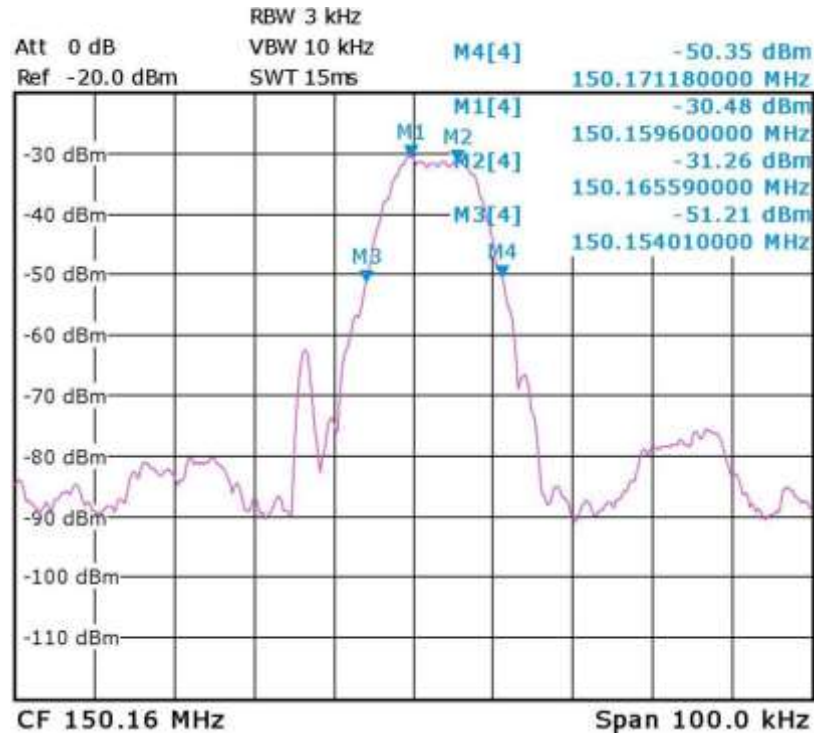


Figura 4.18. Espectro de la Señal de Información

Como la señal que ingresa al radio ha sido modulada anteriormente con una modulación AFSK, la cual traslada el espectro de la señal de información alrededor de 1200 Hz y 2200 Hz, aparece una componente de frecuencia en 3400 Hz, como se observa en la figura 4.19, la frecuencia de 3400 Hz corresponde a la frecuencia máxima f_m de la señal moduladora.



Figura 4.19. Espectro de la Señal AFSK

Teniendo en cuenta el valor de desviación de frecuencia igual a 2954 Hz y el valor de frecuencia máxima de 3400 Hz, se calcula el ancho de banda teórico para una señal FM modulada con una señal AFSK.

$$BW_{teórico} = 2(3400 \text{ Hz} + 2954 \text{ Hz}) \quad (4.22)$$

$$BW_{teórico} = 12.71 \text{ KHz} \quad (4.23)$$

El ancho de banda práctico medido en el analizador de espectro ZLV tomando como referencia los marcadores M3 y M4 de la figura 4.14 es.

$$BW_{práctico} = 150.17118 \text{ MHz} - 150.15401 \text{ MHz} = 17.17 \text{ KHz} \quad (4.24)$$

Con los valores obtenidos para el ancho de banda de la señal FM en las tres medidas, se comprobó que el ancho de banda de la señal FM es menor al ancho de banda del canal del radio Motorola PRO3100, que corresponde a 25 KHz.

4.5 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL AFSK EN RECEPCIÓN

Para analizar la señal de salida del radio en recepción, la cual corresponde a la señal AFSK, se realizaron tres pruebas correspondientes a la transmisión de una trama de unos, una trama de ceros y una trama de información desde DTE. Con el fin de visualizar la señal AFSK a la salida del radio en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia se utilizó el software descrito en transmisión. En la figura 4.20, se muestra el diagrama de conexión utilizado.

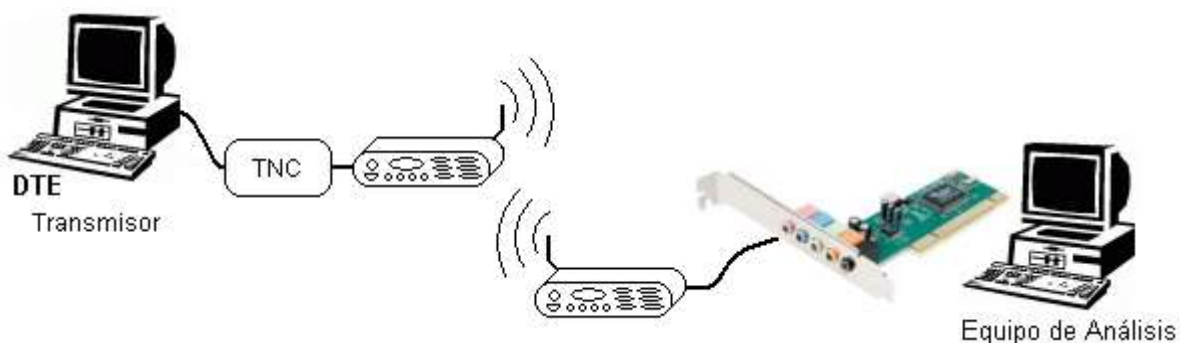


Figura 4.20. Diagrama de Conexión para Analizar la Señal AFSK en Recepción

4.5.1 Medida de la Frecuencia de Marca

En la figura 4.21 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 1200 Hz en recepción, generado al transmitir una trama de unos.

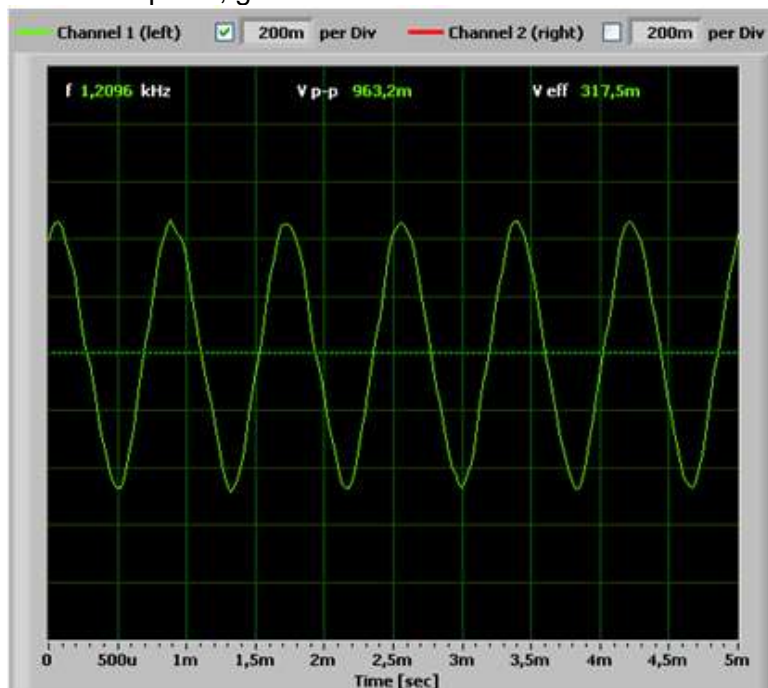


Figura 4.21. Señal AFSK en el dominio del tiempo a un tono de 1200Hz en Recepción

En la figura 4.21 se observa que la señal demodulada por el radio no presenta distorsión, esto se debe a que la etapa de recepción del radio tiene un buen desempeño y que la medida fue realizada para una transmisión a corta distancia.

Además, se observa que el nivel de de la señal es igual a 963.2 mVpp, para que el integrado MX614 demodule la señal AFSK el mínimo valor umbral es de 2.1 mVpp como se especifica en la tabla 3.6, por lo tanto la señal de salida del radio es amplificada, como se muestra en la figura 3.7.

La frecuencia medida en el software Soundcard Scope es 1209.6 Hz, la cual se encuentra dentro de los límites de operación del demodulador AFSK especificados en la tabla 3.6. A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia, correspondiente a esta prueba.

$$Error = \frac{|1209.6 \text{ Hz} - 1200 \text{ Hz}|}{1200 \text{ Hz}} \times 100\% = 0.8\% \quad (4.25)$$

Del valor calculado en la ecuación 4.25 se puede concluir que el demodulador del radio tiene una exactitud del 99.2%. Existe una diferencia de 7.9 Hz entre la frecuencia medida a la salida del TNC en transmisión y la frecuencia a la salida del radio en recepción en el dominio del tiempo.

Con el fin de calcular la exactitud en frecuencia al demodulador del radio se realizaron medidas con un osciloscopio a la frecuencia de la señal de salida al transmitir una trama de ceros y una trama de unos. En la figura 4.22 se muestra la conexión realizada en el laboratorio para esta medida.

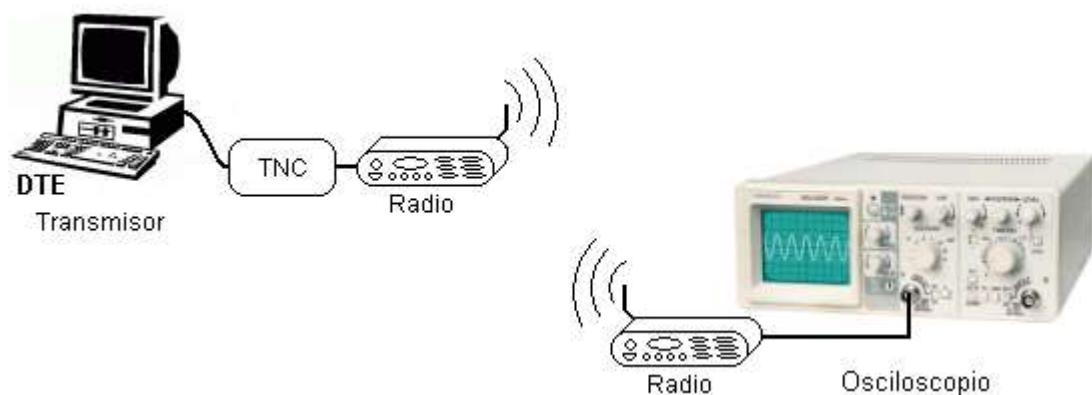


Figura 4.22. Diagrama de Conexión para la Medida de las Señales en el Dominio del Tiempo

En la tabla 4.4 se muestran los resultados de la medida de la frecuencia y el cálculo del error y la exactitud al transmitir una trama de unos.

Tabla 4.4. Medidas a la Señal a 1200 Hz en Recepción

Medida	Frecuencia	Corrimiento de frecuencia	Error %	Exactitud %
1	1203 Hz	3 Hz	0.25	99.75
2	1209 Hz	9 Hz	0.75	99.25
3	1192 Hz	-8 Hz	0.66	99.34
4	1206 Hz	6 Hz	0.5	99.5

Debido a que la señal ha pasado por el canal de comunicación, el error en la medida de la frecuencia se ha incrementado con respecto al error calculado a la frecuencia de la señal de salida del TNC en transmisión. La frecuencia de marca medida a la salida del radio Motorola PRO3100 no tiene una alta precisión, puesto que las medidas tienen una dispersión de 17 Hz. La frecuencia de marca para la tercera medida que corresponde a 1192 Hz no se encuentra dentro del rango de frecuencias de operación del demodulador, lo cual genera que el demodulador AFSK interprete erróneamente esta señal.

En la figura 4.23, se observa el espectro de frecuencia obtenido para la señal de 1200 Hz en recepción.

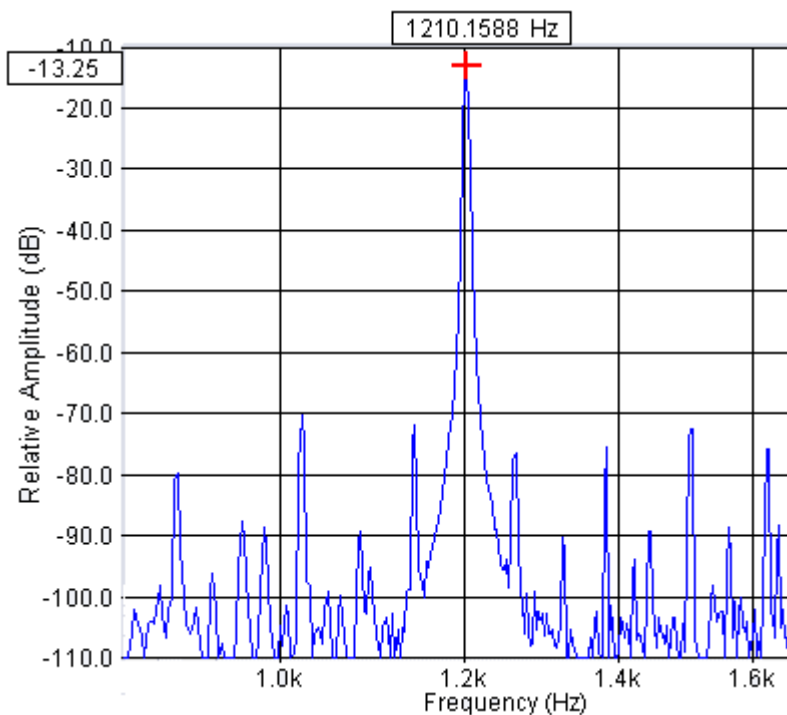


Figura 4.23. Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK en Recepción

La frecuencia de marca (f_m) medida en el software SpectraPLUS es igual a 1210.1588 Hz. Existe una diferencia de 8.72 Hz entre la frecuencia medida a la salida del TNC en transmisión y la frecuencia a la salida del radio en recepción en el dominio de la frecuencia.

A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia.

$$Error = \frac{|1210.1588 \text{ Hz} - 1200 \text{ Hz}|}{1200 \text{ Hz}} \times 100\% = 0.846\% \quad (4.26)$$

La exactitud calculada en el dominio de la frecuencia es 99.15%

4.5.2 Medida de la Frecuencia de Espacio

En la figura 4.24 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 2200 Hz en recepción, generado al transmitir una trama de ceros.

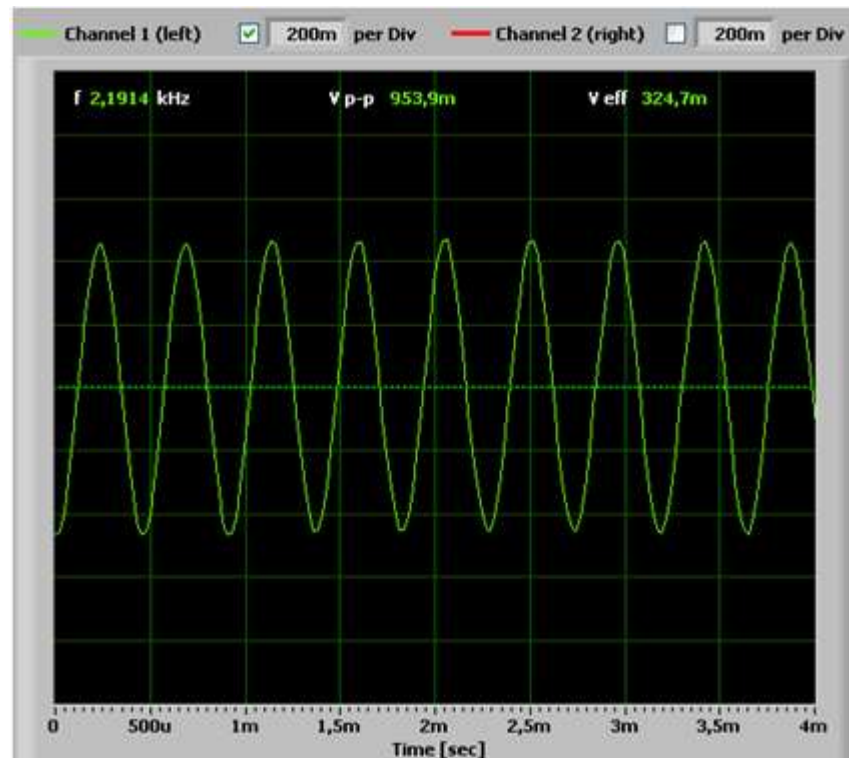


Figura 4.24. Señal AFSK en el Dominio del Tiempo a un Tono de 2200Hz en Recepción

La frecuencia medida en el software Soundcard Scope es 2191.4 Hz, la cual se encuentra dentro de los límites de operación del demodulador AFSK especificados en la tabla 3.6. A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia, correspondiente a esta prueba.

$$Error = \frac{|2191.4 \text{ Hz} - 2200 \text{ Hz}|}{2200 \text{ Hz}} \times 100\% = 0.39\% \quad (4.27)$$

Del valor calculado en la ecuación 4.27 se puede concluir que el demodulador del radio tiene una exactitud del 99.6%. Existe una diferencia de 7.1 Hz entre la frecuencia medida a la salida del TNC en transmisión y la frecuencia a la salida del radio en recepción en el dominio del tiempo.

En la tabla 4.4 se muestran los resultados de la medida de la frecuencia obtenidos en el osciloscopio y el cálculo del error y la exactitud al transmitir una trama de ceros.

Tabla 4.4. Medidas a la Señal a 2200 Hz en Recepción

Medida	Frecuencia	Corrimiento de frecuencia	Error %	Exactitud %
1	2188 Hz	-12 Hz	0.68	99.75
2	2203 Hz	3 Hz	0.14	99.25
3	2155 Hz	-45 Hz	2.045	97.95
4	2237 Hz	37 Hz	1.68	98.31

La frecuencia de espacio en recepción tiene una menor exactitud en comparación con la exactitud calculada en transmisión y no tiene una buena precisión, puesto que las medidas tienen una dispersión de 82 Hz.

La medida de la frecuencia de espacio se obtiene a partir del envío constante de ceros

desde DTE en transmisión. En la figura 4.25 se detalla el espectro de frecuencia obtenido para lograr esta medida.

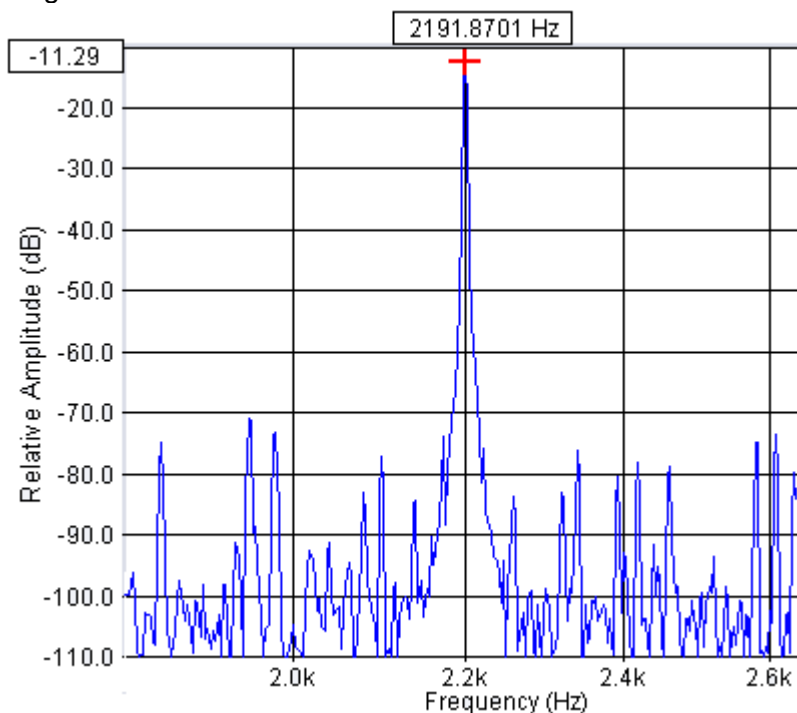


Figura 4.25. Espectro de Frecuencia de la Señal AFSK en Recepción

La frecuencia de espacio (f_m) medida en el software SpectraPLUS es igual a 2191.8701 Hz. Existe una diferencia de 6.84 Hz entre la frecuencia medida a la salida del TNC en transmisión y la frecuencia a la salida del radio en recepción en el dominio de la frecuencia.

A partir de la ecuación 4.3 se calcula el error en la medida de frecuencia.

$$Error = \frac{|2191.8701 \text{ Hz} - 2200 \text{ Hz}|}{2200 \text{ Hz}} \times 100\% = 0.369\% \quad (4.28)$$

La exactitud calculada en el dominio de la frecuencia es 99.63%

4.5.3 Medida del Ancho de Banda de la Señal AFSK en Recepción

En la figura 4.26 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a la señal AFSK a la salida del radio Motorola PRO3100.

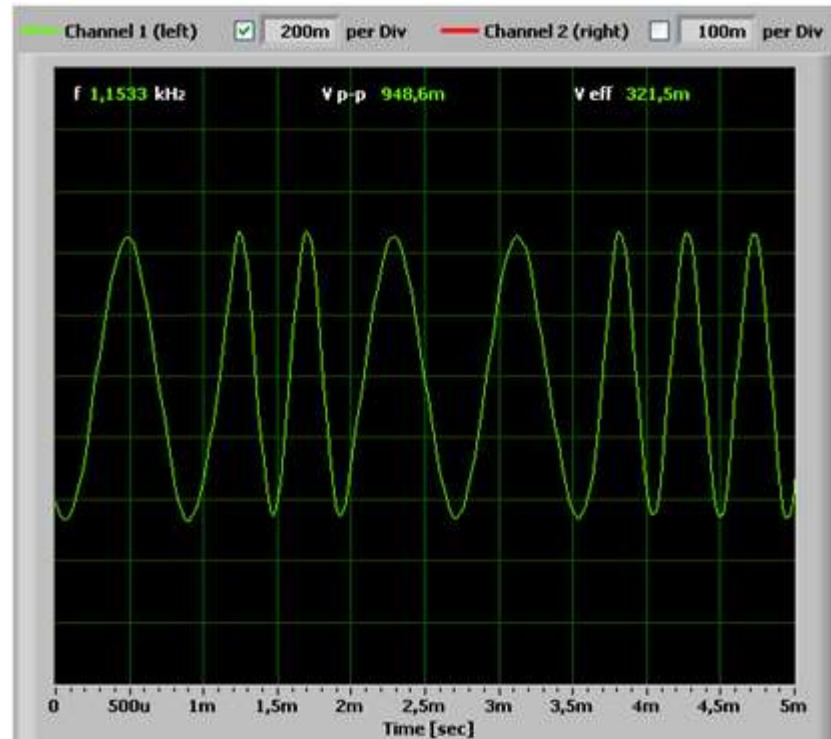


Figura 4.26. Señal AFSK en Recepción al Transmitir una Trama de Información

A partir de las medidas obtenidas para las frecuencias de marca (f_m) y espacio (f_s) en recepción, se calcula la desviación de frecuencia con la ecuación 2.2.

$$\Delta f = \frac{2191.8701 \text{ Hz} - 1210.1588 \text{ Hz}}{2} = 490.85 \text{ Hz} \quad (4.29)$$

Es decir, cada frecuencia se encuentra separada $\Delta f = 0.498 \text{ KHz}$ de la frecuencia central. La frecuencia central según ecuación 4.1 es:

$$f_c = \frac{1210.1588 \text{ Hz} + 2191.8701 \text{ Hz}}{2} = 1701.01 \text{ Hz} \quad (4.30)$$

Para una velocidad de transmisión de 1200bps y una desviación de frecuencia de 499.29Hz, el valor del ancho de banda para señal AFSK en recepción según la ecuación 2.4 es:

$$BW = 2(490.52 \text{ Hz} + 1200 \text{ bps}) \quad (4.31)$$

$$BW = 3381.04 \text{ Hz} \quad (4.32)$$

Finalmente en la figura 4.27, se detalla el espectro de frecuencia de la señal de información en recepción.

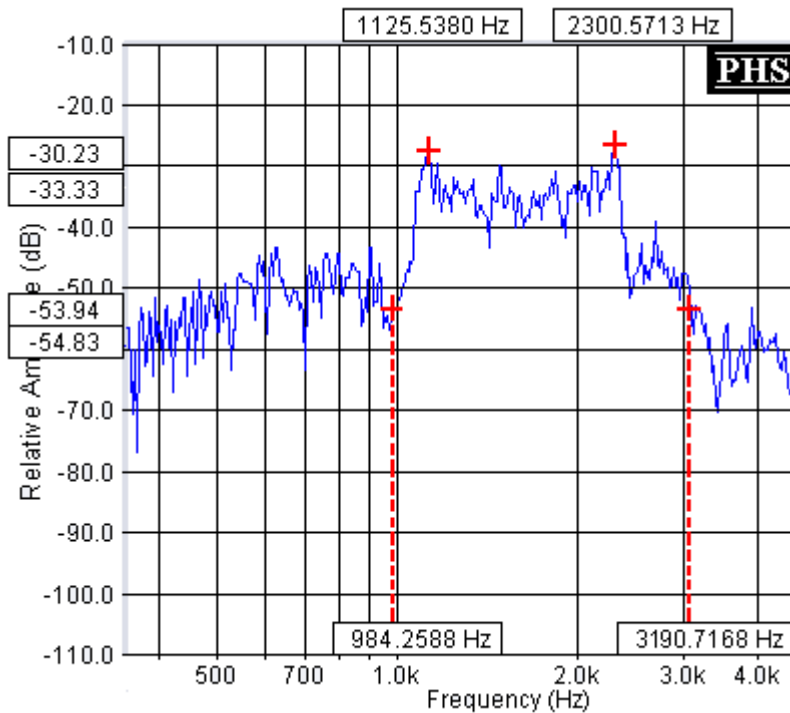


Figura 4.27. Espectro de la Señal AFSK

El ancho de banda medido en la figura 4.27 es igual a 2206.458 HZ.

Como la exactitud calculada en transmisión es alta respecto a la exactitud calculada en recepción, la frecuencia central y ancho de banda de la señal AFSK son más cercanos a los valores teóricos.

Para las medidas realizadas en el sistema implementado los valores de frecuencia de marca, frecuencia de espacio, desviación de frecuencia, frecuencia central y ancho de banda son aproximadamente iguales tanto en transmisión como en recepción. De esta manera se comprueba el correcto funcionamiento del TNC implementado y del radio Motorola PRO3100 en este trabajo de grado.

Al analizar también estos resultados, se puede concluir que al implementar dos modulaciones (AFSK-FM) en un sistema de comunicación *Packet Radio* se tiene como desventaja que la demodulación AFSK depende de la exactitud y precisión de la modulación y la demodulación FM, es decir que si la frecuencia de la señal entregada por el radio en recepción no se encuentra en el rango de los límites de operación del demodulador AFSK, este último demodulará la señal de manera errada.

4.6 DESEMPEÑO DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

La BER y la Tasa de Error de Trama (FER, *Frame Error Rate*) son unos de los parámetros más importantes en el análisis del desempeño de cualquier sistema de comunicación digital. La FER es la medida que se realiza en el receptor para verificar el número de tramas erróneas respecto a las tramas totales que fueron transmitidas, tal como se muestra en la ecuación 4.33.

$$FER = \frac{\text{Numero de Tramas Erradas}}{\text{Numero Total de Tramas Transmitidas}} \quad (4.33)$$

La BER indica el número total de bits errados con respecto al número total de bits transmitidos. Este parámetro se expresa de acuerdo a la ecuación 4.34.

$$BER = \frac{\text{Número de Bits Errados}}{\text{Número de Total de Bits Transmitidos}} \quad (4.34)$$

El número de bits errados se incrementa al aumentar la distancia entre el transmisor y receptor, ya que a mayor distancia la potencia de la señal que se obtiene en el receptor se disminuye y por lo tanto se disminuye la relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido, E_b/N_o ²⁷, en donde E_b [dBm/Hz] corresponde a la energía de bit y N_o [dBm/Hz] a la densidad de potencia del ruido a la salida del receptor.

La relación E_b/N_o utilizada en este caso corresponde a un valor teórico, ya que no fue posible obtener de manera exacta la medida de la potencia recibida.

La densidad de potencia de ruido a la entrada del receptor, se calculó a partir de la ecuación 4.35.

$$N'o = K * T \quad (4.35)$$

En donde $K = 1.380650 * 10^{-23} \text{ J/K}$; *Constante de Boltzmann*
 $T_0 = 290^0 \text{ K}$; *Temperatura efectiva*

Reemplazando los valores en la ecuación 4.6 se tiene.

$$N'o = 1.380650 * 10^{-23} \frac{J}{k} * 290^0 K \quad (4.36)$$

$$N'o = 4 * 10^{-21} \text{ W/Hz} = 4 * 10^{-18} \text{ mW/Hz} \quad (4.37)$$

$$N'o = -174 \text{ dBm/Hz} \quad (4.38)$$

La densidad de potencia de ruido a la salida del receptor está dada por la ecuación 4.39

$$N_o = K * T + NF \quad (4.39)$$

$$N_o = N'o(\text{dBm/Hz}) + NF(\text{dB}) \quad (4.40)$$

Donde, NF es la figura de ruido del receptor y está definida como la relación señal a ruido de entrada sobre la relación señal a ruido a la salida del receptor. Como un valor típico de este parámetro para el tipo de receptor utilizado se toma 7 dB y reemplazando en la ecuación 4.40.

$$N_o = -174 \text{ dBm/Hz} + 7 \text{ dB} \quad (4.40)$$

$$N_o = -167 \text{ dBm/Hz} \quad (4.41)$$

²⁷ El desempeño de un sistema de comunicación basado en *Packet Radio* se realiza en términos de E_b/N_o ya que es un sistema de comunicación digital de datos.

De esta forma, el valor de N_0 que se toma en cuenta para obtener la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) es de -167 dBm/Hz.

El valor de E_b se obtiene del cociente entre la potencia de recepción y la velocidad de transmisión de datos, como se expresa en las ecuaciones 4.42 y 4.43.

$$E_b \frac{[mW]}{[Hz]} = \frac{P_{RX} [mW]}{R_b [bps]} \quad (4.42)$$

$$E_b [dBm/Hz] = P_{RX} [dBm] - 10 \log R_b [bps] \quad (4.43)$$

De esta forma el valor de $\frac{E_b}{N_0}$ se muestra en la ecuación 4.44.

$$E_b/N_0 [dB] = P_{RX} [dBm] - 10 \log(R_b) - N_0 [dBm/Hz] \quad (4.44)$$

4.6.1 Medida de la Potencia de Recepción

Para obtener el valor de la potencia recibida en el sistema implementado, se utilizó el valor de la medida o Indicador de Intensidad de la Señal Recibida (RSSI, *Received Signal Strength Indication*). El receptor entrega un voltaje en función de la intensidad de la señal recibida, el cual es medido en la etapa de Frecuencia Intermedia (IF) antes del amplificador de IF. El radio Motorola PRO3100 utilizado en el sistema de comunicación, entrega el valor del RSSI a través del pin número 15 del puerto propietario del radio.

Debido a que en los diversos manuales y fuentes bibliográficas consultadas fue imposible encontrar la relación entre este valor de voltaje y la potencia recibida para este receptor en particular, fue necesario realizar una prueba en el laboratorio de telecomunicaciones con el fin de caracterizar la potencia en el receptor para cada uno de los niveles de voltaje entregados.

En el desarrollo de esta prueba se utilizó un generador de señales de RF conectado por medio de una línea de transmisión al radio, el generador fue sintonizado a la frecuencia de recepción y se realizaron variaciones de un dB al valor de potencia configurado en el generador RF y para cada una de las variaciones se registró el valor de voltaje medido en un multímetro. El diagrama de conexión para la caracterización del RSSI presenta en la figura 4.28.

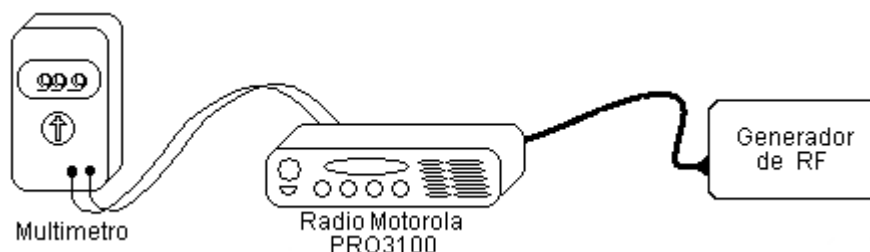


Figura 4.28. Diagrama de Conexión para la Caracterización del RSSI

Como la línea de transmisión utilizada no es mayor a un metro de longitud y se utilizaron conectores en muy buenas condiciones, se despreciaron las pérdidas que pudieran generar estos elementos, por lo tanto se considera que el valor de potencia configurado en el generador corresponde al valor de potencia recibida.

Con los resultados tabulados²⁸ se obtiene la curva de la figura 4.29 que representa la relación del RSSI y la potencia de recepción para un radio Motorola Pro 3100.

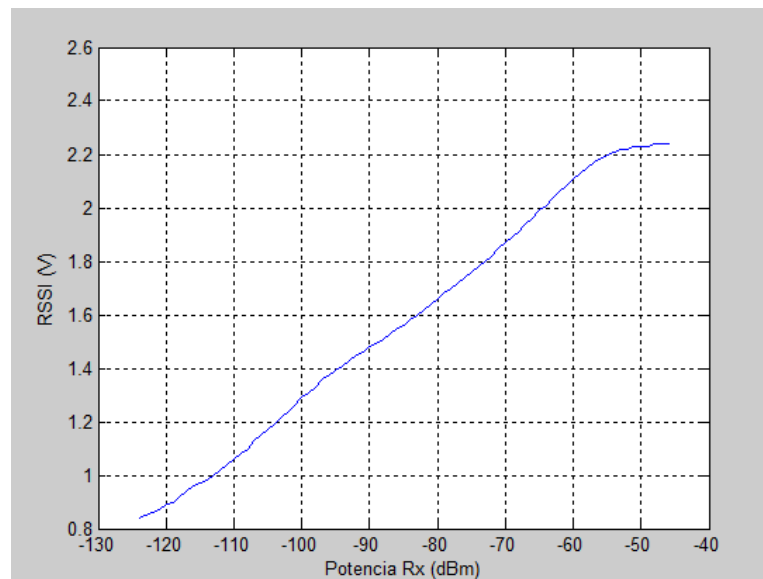


Figura 4.29 Potencia de Recepción Respecto al Valor del RSSI

Los resultados obtenidos permiten concluir que para cada valor de la potencia de recepción, existe un único valor del RSSI y la relación entre estos dos parámetros es directamente proporcional. La prueba realizada también permite establecer que el radio Motorola PRO3100 es capaz de percibir señales menores a la sensibilidad dada por el fabricante la cual es de -120.14 dBm, puesto que el mínimo valor de voltaje medido en el multímetro se obtiene para una señal recibida de -124 dBm.

4.6.2 Simulación del Sistema Comunicación

El objetivo de realizar la simulación del sistema de comunicación, es tener un punto de referencia o comparación para realizar un análisis posterior entre los resultados teóricos obtenidos en este proceso y los resultados de las pruebas realizadas al sistema de comunicación real. La simulación fue realizada con la herramienta Simulink²⁹ de Matlab y para ello se implementó el diagrama de bloques³⁰ de la figura 4.30.

²⁸ La tabla de resultados se encuentra en el Anexo C.

²⁹ Simulink es un entorno de programación visual, que funciona sobre el Entorno de Desarrollo Integrado Matlab

³⁰ La descripción y la configuración de cada uno de los bloques utilizados en la simulación se encuentra en el Anexo D.

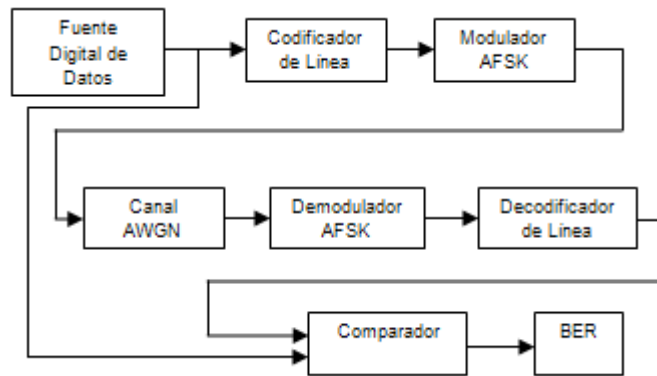


Figura 4.30 Diagrama en Bloques del Sistema de Comunicación Simulado

La fuente de datos del sistema de comunicación, es una fuente de datos binarios aleatorios, la cual puede ser configurada para generar tramas de diferente tamaño y a diferente velocidad. El codificador de línea, genera la codificación unipolar NRZI que utiliza el sistema. Un modulador AFSK para el cual en la simulación se utilizó un modulador FM pasabanda configurado con frecuencia central una portadora de 1700 Hz y una separación de frecuencias de 500 Hz, valores que corresponden a los del módem implementado. Para el sistema simulado no se implementó la etapa de RF, ya que no es posible simular una portadora del orden de los *Mega Hertz* por el tiempo de procesamiento que esto genera.

Para modelar el canal de comunicaciones se seleccionó un canal AWGN el cual permite definir la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0). Para simular el receptor del sistema de comunicaciones, se utilizó un demodulador de FM para simular el bloque del demodulador de AFSK, con una frecuencia central de 1700 Hz y una separación de frecuencias de 500Hz, además se utilizó un decodificador NRZI.

En la simulación se transmitieron 10 tramas de información cada una de ellas con 416 bits, y se obtuvo la medida del BER para cada uno de los valores de la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido. Los resultados se presentan en la grafica 4.31.

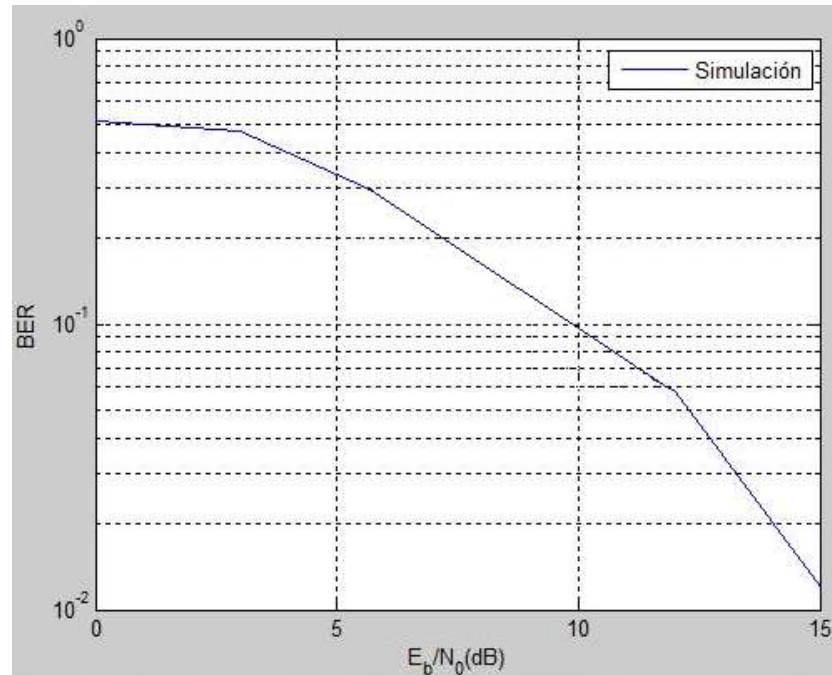


Figura 4.31. Desempeño del Sistema Simulado

4.6.3 Medida de la BER en Espacio Libre

Esta prueba corresponde a la transmisión realizada en un ambiente libre de obstáculos y con línea de vista entre los extremos transmisor y receptor, esto con el fin de evaluar el desempeño bajo las mejores condiciones de propagación posibles. Las medidas fueron realizadas en el Centro Deportivo Universitario de la Universidad del Cauca, transmitiendo 10 tramas de información con una potencia de transmisión de 18 Vatios y un atenuador de 30 dB en el receptor. Para realizar estas medidas se requería disminuir la potencia de transmisión a un valor adecuado, que permitiera obtener resultados a cortas distancias, debido a que el atenuador solo soporta una potencia de 1 Vatio se decidió utilizarlo en recepción.

Para determinar el valor real de atenuación de un atenuador de 30 dB se utilizó un generador de RF y un medidor de intensidad de campo como se observa en la figura 4.32, con la cual se pudo establecer un valor de 28.94 dB, como el valor real de atenuación.



Figura 4.32. Diagrama de Conexión para la Medida del Atenuador

En la tabla 4.5 se presentan los valores del RSSI medido para cada una de las distancias, la potencia recibida correspondiente al RSSI, el valor de E_b/N_0 calculado a partir de la ecuación 4.44, las pérdidas de espacio libre en la cual se incluye el atenuador utilizado calculadas a partir de la ecuación 4.45, el valor de la BER calculado con la ecuación 4.33 y la FER con la ecuación 4.34.

$$L_b[dB] = P_{TX}[dBm] - P_{RX}[dBm] + 2G_A - 28.94 \quad (4.45)$$

Tabla 4.5 Desempeño del Sistema en Espacio Libre con una Atenuación de 30 dB.

Distancia (m)	RSSI (V)	Potencia RX (dBm)	Eb/No (dB)	Perdidas de Espacio Libre (dB)	BER	FER
140	1.43	-93	43.208	111.5	3.293269e-2	1
80	1.57	-84	52.208	102.5	2.2307692e-2	0.7
50	1.83	-72	64.208	90.5	1.057692e-2	0.3
30	1.85	-71	65.208	89.5	0	0

En la figura 4.33 se muestra la medida del BER obtenida.

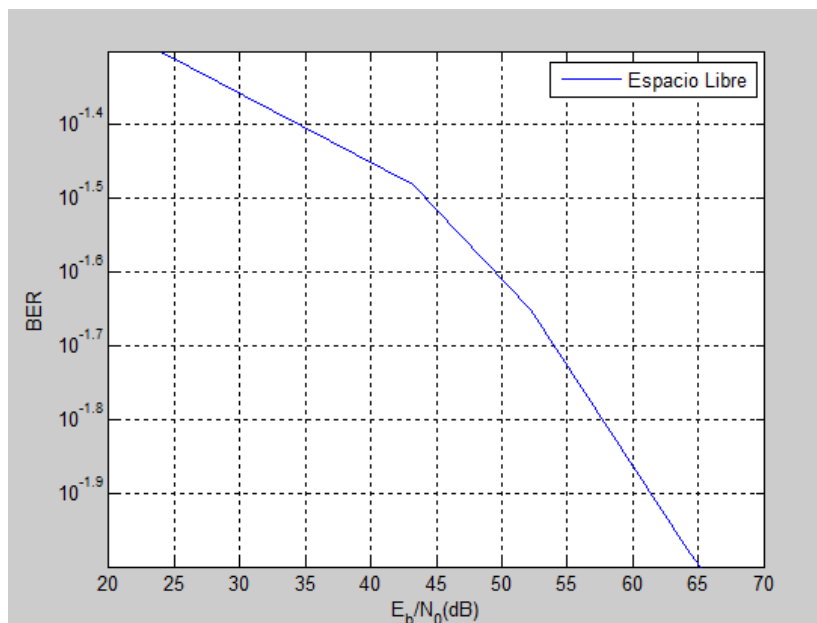


Figura 4.33 Desempeño del Sistema en Espacio Libre

4.6.4 Medida de la BER en un Escenario Urbano

Para analizar el desempeño del sistema de comunicación en un ambiente de propagación urbano, en la cual la señal transmitida experimenta condiciones reales de un canal de comunicación como atenuación y multitrayectoria causada por obstáculos en el trayecto, se realizó una transmisión ubicando el transmisor en el edificio de la facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones y el receptor en diferentes puntos de la ciudad. Se transmitieron 10 tramas de información para cada uno de las ubicaciones y se utilizó una potencia de 18 Vatios en el transmisor. En la tabla 4.6 se presentan los resultados obtenidos en esta prueba.

Tabla 4.6 Desempeño del Sistema en un Escenario Urbano

Distancia (m)	RSSI (V)	Potencia Rx (dbm)	Eb/No (dB)	BER	FER
700	1.39	-95	41,208	3.966346e-2	1
500	1.48	-90	46,208	3.653846e-2	1
250	1.52	-87	49,208	3.341346e-2	0.5
100	1.78	-74	62.208	0	0.2

Para determinar las distancias a las cuales se realizaron estas medidas, se utilizó un mapa de la ciudad de Popayán.

En la figura 4.34 se muestran el mapa³¹ de las ubicaciones del transmisor y receptor.



Figura 4.34 Ubicaciones del Transmisor y Receptor para la Medida de la BER

En la figura 4.35 muestran los resultados de esta medida.

³¹ Disponible en <http://www.openstreetmap.org>.

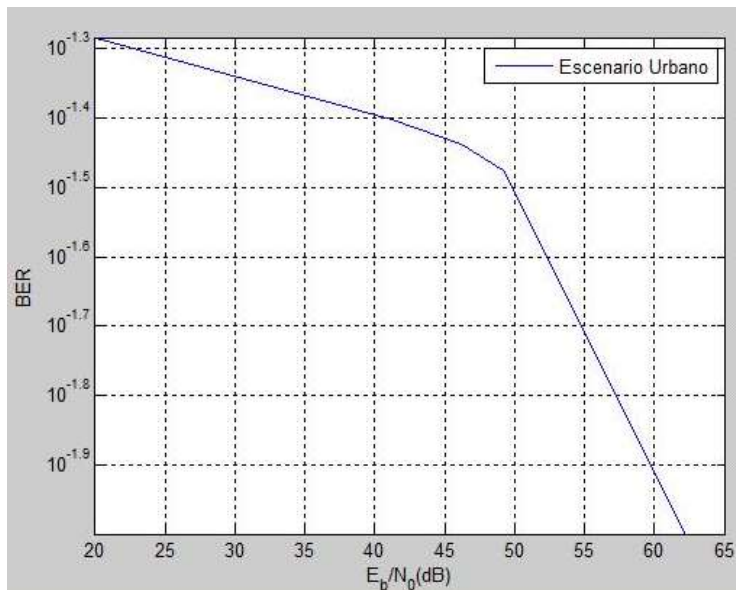


Figura 4.35 Desempeño del Sistema en un Escenario Urbano

De acuerdo a los resultados se observa que para distancias menores a los 100 metros no se presentan errores en la transmisión.

Para recrear un escenario más acorde a una estación de *Packet Radio* real, se realizó una medida de la BER adicional, utilizando una antena direccional Yagi en el transmisor, la cual tiene una ganancia de 12 dBi, ubicada en el edificio de la facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones. Para realizar esta medida el receptor se ubicó a una distancia de 500 metros en la cual se registraron 0 errores.

Los resultados se presentan en la tabla 4.7.

Tabla 4.7. Desempeño del Sistema en un Escenario Urbano con Antena Yagi

Distancia (m)	RSSI (V)	Potencia RX (dBm)	E_b/N_0 (dB)	BER	FER
1000	1.33	-98	38.208	2.1394×10^{-2}	0.8
700	1.76	-75	61.208	1.39423×10^{-2}	0.5
500	1.99	-65	71.208	0	0

Ya que no existen resultados teóricos para un sistema con modulación AFSK-FM que permitan verificar los resultados obtenidos en las pruebas realizadas, en la figura 4.36, se presenta una comparación entre los resultados de las pruebas realizadas y los de la simulación. Se debe entender que en la simulación no se implementó la etapa de RF, pero los resultados permiten realizar un correcto análisis del mismo.

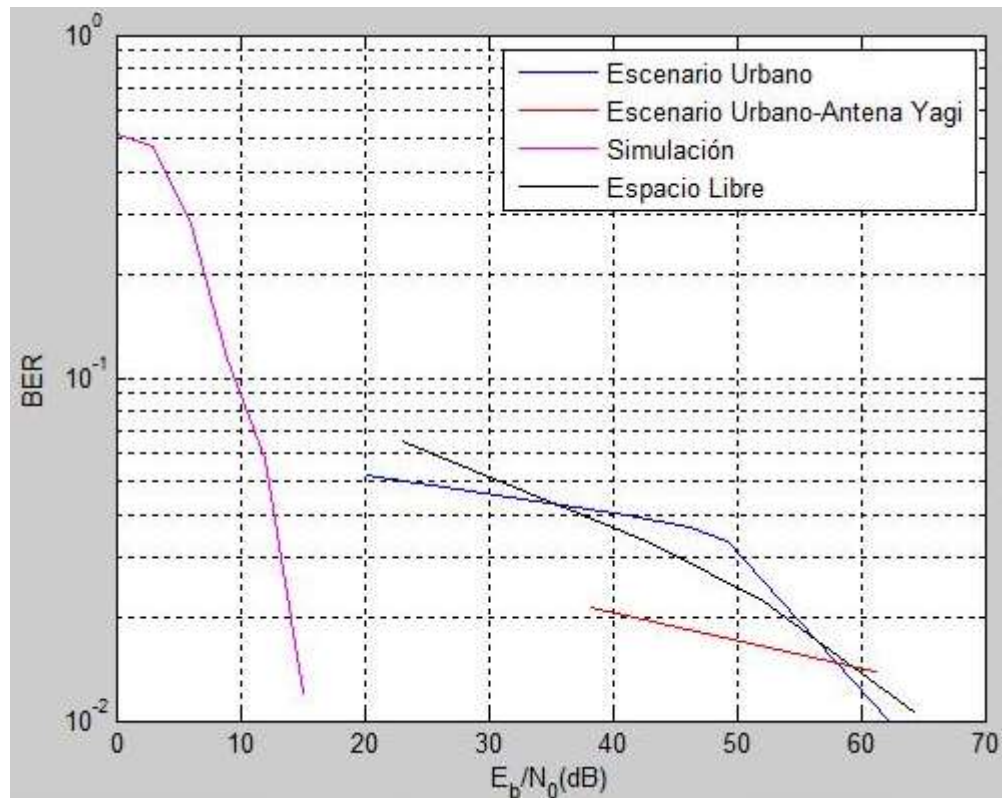


Figura 4.36. Desempeño del sistema implementado y el Simulado

Análisis de los resultados obtenidos.

- En la figura 4.36, se puede observar que el resultado de la BER obtenido para el escenario urbano y para la transmisión en el espacio libre sigue la tendencia de la curva obtenida en la simulación del sistema de comunicación. Sin embargo, los niveles obtenidos de E_b/N_0 para las curvas de desempeño fue de 20 dB por encima de los valores de la simulación.
- De las medias realizadas al sistema de comunicación en un escenario urbano se puede notar que la utilización de una antena direccional mejora considerablemente el desempeño.
- Los valores de E_b/N_0 son considerablemente altos en relación con otros tipos de sistemas de comunicaciones, lo cual es originado en que la densidad de potencia de ruido del receptor es diferente al valor calculado y que al utilizar un atenuador en recepción se afecta de manera directa la figura de ruido del receptor.
- Al analizar el comportamiento de las curvas obtenidas para las medidas realizadas al sistema de comunicación implementado se puede observar que estas presentan un menor número de errores para niveles bajos de potencia, comparados con los resultados de la simulación.
- Teniendo en cuenta la exactitud y la precisión de la señal AFSK en transmisión y recepción, se puede concluir que una de las causas que genera un alto

número de bits errados, además de los que causa el ruido en el canal de transmisión, son las variaciones en frecuencia que presenta el radio Motorola PRO3100 al realizar la modulación y demodulación FM.

- Las medidas de FER realizadas permiten establecer un bajo desempeño de sistema implementado, por los altos niveles de tramas erróneas encontradas en cada una de las pruebas.

CAPITULO 5

CONCLUSIONES

Al cumplir a cabalidad los objetivos propuestos para este trabajo de grado, se logró adquirir un conocimiento más amplio sobre los sistemas de comunicación de datos vía radio, protocolos de comunicación de datos, técnicas de codificación de línea y modulación analógica y digital, además los resultados obtenidos aportaron al campo técnico y científico del Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca.

Tras el desarrollo del trabajo de grado, se logró un mayor conocimiento en cuanto a la utilización y el manejo práctico de los dispositivos disponibles en el Laboratorio de Sistemas de Telecomunicaciones, los cuales facilitaron e hicieron más eficiente la realización de medidas, la recolección de datos, y el análisis de resultados en lo que a comunicaciones de radiofrecuencia se refiere.

En el desarrollo del presente trabajo de grado se llevó a cabo una comunicación de datos vía radio adaptando un sistema de comunicación de voz, en el cual se pusieron en práctica los conocimientos teóricos en torno a esta tecnología, la cual presenta un amplio rango de aplicaciones tales como sistemas de telemetría, seguimiento, localización y adquisición de datos.

Debido a que no existen recomendaciones sobre parámetros de disponibilidad o tasa de error de bit (BER) para este tipo de sistemas de comunicación, los resultados obtenidos en este trabajo de grado no pudieron ser analizados y comparados en términos de un desempeño deseado del sistema.

El análisis de desempeño a nivel físico del sistema de comunicación se realizó a partir de la medida de la BER y la FER, dado que el análisis de disponibilidad implica una serie de pruebas que demandan un tiempo superior al máximo permitido para el desarrollo de un trabajo de grado y que por lo tanto quedan fuera del alcance del mismo.

5.1 RESPECTO AL SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA RADIO

- Haciendo uso de un equipo convencional de comunicación radio es posible implementar un sistema de comunicación de datos fiable, flexible y escalable, el cual puede ser utilizado en el análisis del desempeño del mismo o en una aplicación específica.
- La herramienta Matlab proporciona un completo entorno de desarrollo, permitiendo implementar fácilmente las funciones de generación de tramas, cálculo del CRC, codificación de línea, transmisión serial y medida del BER y FER, necesarias para la implementación y evaluación de un sistema de comunicación basado en *Packet Radio*.
- El circuito integrado MX614 utilizado en la implementación del TNC, es un modem AFSK de fácil configuración. Requiere un número bajo de elementos externos, los cuales son de bajo costo y de fácil adquisición. Infortunadamente el valor de compra del circuito integrado MX614 es alto y además debe ser importado.

- De acuerdo a las medidas realizadas en el Osciloscopio se pudo determinar que el modulador del circuito integrado MX614 presenta una exactitud en frecuencia para la frecuencia de marca del 99.92% y para la frecuencia de espacio del 99.91%. Además se puede concluir que el circuito integrado MX614 tiene una alta precisión, puesto que al realizar diferentes medidas en diferentes instantes de tiempo los valores medidos para estas frecuencias tienen una dispersión máxima de 1 Hz.
- De acuerdo a los resultados obtenidos, se puede concluir que al implementar dos modulaciones (AFSK-FM) en un sistema de comunicación *Packet Radio* se tiene como desventaja que la demodulación AFSK depende de la exactitud y precisión de la modulación y la demodulación FM, es decir que si la frecuencia de la señal entregada por el radio en recepción no se encuentra en el rango de los límites de operación del demodulador AFSK, este último demodulará la señal de manera errada.
- De acuerdo a la validación realizada al TNC implementado, se pudo establecer su correcto funcionamiento, con lo cual se garantiza que los resultados obtenidos en la prueba del desempeño del sistema de comunicación, corresponden a los errores generados en el canal de comunicación.
- De acuerdo a las medidas realizadas, el radio Motorola PRO3100 utilizado en el sistema presenta una exactitud en frecuencia de 0.599 ppm, que corresponde a un corrimiento de frecuencia igual a 90 Hz, cumpliendo con las características brindadas por el fabricante. La potencia de transmisión medida es de 18 W, la cual se encuentra por debajo del valor mínimo configurable al radio que es de 25 W. La reducción en la potencia de transmisión, es causada por un fallo interno o al tiempo de operación al que ha sido expuesto el radio.
- La distancia máxima alcanzada con el sistema implementado depende de la potencia de transmisión, la sensibilidad del receptor, el tipo y ubicación de la antena utilizada. Al utilizar una antena direccional en el transmisor del sistema de comunicación implementado, es posible establecer una comunicación sin errores en distancias menores a 500 metros en un escenario de propagación urbano y al utilizar una antena omnidireccional en el transmisor es posible establecer una comunicación sin errores en distancias menores a 100 metros.
- Las condiciones del medio de propagación también afectan el alcance del sistema de comunicación implementado. La aparición de obstáculos (árboles, edificios) en algunos casos puede reducir considerablemente el alcance del sistema de comunicación de datos vía radio. La presencia de ruido e interferencia en la señal de RF se ve reflejada en el incremento de la BER del sistema de comunicación.
- Debido a que el modo de comunicación *Packet Radio* solo implementa una técnica de detección de errores, el desempeño del sistema se ve afectado por las continuas retransmisiones de información. Para superar esta desventaja en el desempeño se podría implementar en el sistema de comunicación una codificación de canal, que permita detectar y corregir los errores introducidos en el canal de comunicación.
- De manera experimental se pudo comprobar el “efecto captura” en el receptor. Al sintonizar los radios a una frecuencia de 151.1625 MHz (canal 4), canal en el que existía una interferencia producida por una fuente desconocida, se pudo observar

que al transmitir la trama de información la señal interferente era anulada. Comprobando de esta manera que ante la presencia de diferentes señales en una misma frecuencia, el receptor descarta la más débil y captura la señal más fuerte.

5.2 TRABAJOS FUTUROS

Evaluar y analizar el desempeño de un sistema de comunicación de datos punto a punto en VHF basado en *Packet Radio* a diferentes velocidades de transmisión e implementando una codificación de canal que permita la detección y la corrección de errores.

Adaptar el sistema de comunicación de datos implementado en este proyecto de grado a una aplicación específica.

Implementar un satélite experimental del tipo *CUBESAT*, en el cual se utilice el modo de comunicación *Packet Radio*.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] O. M. Chaurio, "Packet Radio". Universidad Central de Venezuela. Escuela de Ingeniería Eléctrica. [En línea]. Disponible: <http://neutron.ing.ucv.ve/revista-e/No4/Paquet%20Radio%201.html>. [Consultado: Feb 9, 2010].
- [2] Cisco Systems, Inc. "Internetworking Technologies Handbook". Cuarta edición. Publicaciones Cisco Press. 2003, pp. 275 – 293.
- [3] "Packet Radio". Portal de Radioafición. [En línea]. Disponible: <http://www.lu4hb.com.ar/packetradio.htm>. [Consultado: Feb 20, 2010].
- [4] K. Larry, "Introduction to Packet Radio". [En línea]. Disponible: <http://www.choisser.com/packet/part01.html>. [Consultado: Feb 14, 2010].
- [5] W. Beech, D. Nielsen y J. Taylor, "AX.25 Link Access Protocol for Amateur Packet Radio". Tucson Amateur Packet Radio Corporation. [En línea]. Disponible: <http://www.tapr.org/pdf/AX25.2.2.pdf>. [Consultado: Feb 17, 2010].
- [6] "Radiocomunicaciones". Wikilibros. [En línea]. <http://es.wikibooks.org/wiki/Radiocomunicaciones>. [Consultado: Feb 20, 2010].
- [7] Y. Vladimir, "Interface specification for transmission of binary data by frequency manipulation FSK". SoftElectro. [En línea]. Disponible: http://www.softelectro.ru/bell202_en.html. [Consultado: Feb 14, 2010].
- [8] J. L. Laporta y A. M. Miralles, "Fundamentos de Telemática". Valencia: Editorial de la Universidad Politécnica de Valencia. 2005, pp. 98 – 100, 149 – 155.
- [9] N. Abamsom, "The Aloha System - Another alternative for computer communications". [En línea]. Disponible: <http://en.wikipedia.org/wiki/ALOHAnet>. [Consultado: Feb 15, 2010].
- [10] H. Harada y S. Ramjee. "Simulation and Software Radio for Mobile Communications". Estados Unidos: British Library Cataloguing in Publication Data. 2002, pp. 292 – 230.
- [11] B. Bramer. "The HDLC Family of Protocols". [En línea]. Disponible: <http://www.cse.dmu.ac.uk/~cfi/Networks/DataLink/DataLink12.htm>. [Consultado: Feb 10, 2010].
- [12] J. Griega, J. M. Barcelo, L. Cerdá, O. E. Peig, J. Abella y G. Coraal, "Structures of Computer Networks". Primera edición. Barcelona: Editorial, 2008, pp. 68 – 86, 140 – 142, 144 – 157, 176 – 179, 255 – 262.
- [13] "Distribucion de Poisson". Scribd. [En línea]. Disponible: <http://www.scribd.com/doc/6783740/Distribucion-de-Poisson>. [Consultado: Feb 10, 2010].
- [14] M. Duckl y R. Read, "Data Communications and Computer Networks for

- Computer Scientists and Engineers”. Segunda edición. Inglaterra: Pearson Education Limited, 2003, pp. 122 – 129, 255 – 262.
- [15] “Recomendación UIT-T X.25”. Unión Internacional de Telecomunicaciones. [En línea]. Disponible: <http://www.itu.int/rec/T-REC-X.25-199610-I/en> [Consultado: Feb 9, 2010].
- [16] E. P. Herrera, “Tecnologías y Rede de Transmisión de Datos”. México: Editorial Limusa, S.A de C.V, Grupo noriega Editores, 2003, pp. 197 – 211.
- [17] “Packet Radio”. Scribd. [En línea]. Disponible: <http://www.scribd.com/doc/12761841/Packet-Radio>. [Consultado: Feb 2, 2010].
- [18] J. Greg. “Introduction to Packet Radio”. Tucson Amateur Packet Radio Corporation. [En línea]. Disponible: http://www.tapr.org/pr_intro.html. [Consultado: Feb 10, 2010].
- [19] A. Pei. “PC Interfacing”. Segunda Edición. Inglaterra: Editorial Elsevier Science 1998, pp. 199 – 210
- [20] J.C. Samaranch, “El protocolo AX.25”. DIGICLUB La Revista Digital. [En línea]. Disponible: <http://www.fediea.org/digiclub/ax25-1.html>. [Consultado: Feb 15, 2010].
- [21] Comunicación de Datos. “Codificación de Datos”. [En línea]. Disponible: http://mnovoa.googlepages.com/ComunicacionDatos_A.pdf [Consultado: Abr 14, 2010].
- [22] HFpack, Una Organización Para Radioaficionados. “¿Qué es el Packet Radio? 3ª parte”. [En línea]. Disponible: http://www.lupktradio.com.ar/index.php?option=com_content&task=view&id=26&Itemid=27 [Consultado: Abr 23, 2010].
- [23] Textos Científicos. “FSK - Desplazamiento de Frecuencia”. [En línea]. Disponible: <http://www.textoscientificos.com/redes/modulacion/FSK>. [Consultado: Mar 17, 2010].
- [24] T. Wayne. “Sistemas de Comunicaciones Electrónicas”. Cuarta edición. México: Pearson Educación, 2003, pp. 43– 45, 50 – 60, 65 – 75, 481 – 450.
- [25] J.M. Hernando Rábanos. “Transmisión por Radio”. Cuarta edición. Madrid: Editorial Centro De Estudios Ramón Areces. S.A, 2003, pp. 43 – 45, 50 – 60, 65 – 75, 481 – 450.
- [26] R.E. Best. “Phase-Locked Loops: design, simulation and applications”. Sexta edición. New York: The McGraw-Hill companies, 2007, pp.1 – 25, 30 – 50.
- [27] C. Pérez Vega, J.M. Zamanillo Sáins de la Maza y A. Canueva López. “Sistemas de Telecomunicaciones”. Cantabria: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007, pp. 120 – 129, 132 – 140, 142 – 152, 255 – 270.
- [28] R. Blake. “Sistemas Electrónicos de Comunicaciones”. Segunda edición. México: Thonson, 2003, pp. 43 – 45, 50 – 60, 65 – 75, 481 – 450.

- [29] T. King Chun. "CMOS Power Amplifiers for Wireless Communications". Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California at Berkeley, 2007. [En línea]. Disponible: <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2007/EECS-2007-161.pdf>. [Consultado: Abr 27, 2010].
- [30] J. Furness "Sin compromisos de ruido: Las aplicaciones emergentes conducen los avances en los amplificadores" Desarrollo Tecnológico Global de Farnell. [En línea]. Disponible: <http://www.redeweb.com/txt/641/60.pdf> [Consultado: Abr 25, 2010].
- [31] L.F. De La Hoz, F. Oliveros, A. Ulloa y M.I. Dovale. "Antenas Lineales". División de Ingenierías. Universidad del Norte. Colombia. [En línea] Disponible: <http://www.slideshare.net/guest1e528d/antenas-lineales>. [Consultado: Abr 16, 2010].
- [32] Matlab Central "Mathworks" [En línea] Disponible: www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/14275 [Consultado: Ago 2, 2010].
- [33] S. González Roldán. "Diseño de un Modem AFSK Adaptado al Entorno Espacial". España por el Radio Club LA SALLE [En línea] Disponible <http://www.sallesat.org/castella/satelit/modem.htm> [Consultado: Jun 14, 2010].
- [34] Datasheet "Circuito Integrado MX614" [En línea] Disponible: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/X/6/1/MX614.shtml [Consultado: Jun 15, 2010].
- [35] Datasheet "Circuito Integrado Max232" [En línea]. Disponible: http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/M/A/X/2/MAX232.shtml [Consultado: Ago 1, 2010].
- [36] Motorola. Datasheet "Radio Motorola PRO3100" [En línea]. Disponible: <http://www.motorola.com> [Consultado: jun 25, 2010].
- [37] Yaesu. "Antena Yaesu" [En línea] Disponible: <http://www.yaesu.com> [Consultado: Ago 3, 2010].
- [38] S. Zunida "Medida del ROE" La Serena Chile 2010 [En línea] Disponible: http://www.sergiozuniga.cl/02/ex_roe/roe.htm [Consultado: Feb 3, 2010].

**Evaluación y Análisis del Desempeño de un Sistema de Comunicación de Datos
Punto a Punto en VHF Basado en *Packet Radio*.**



ANEXOS

**Johao Daniel Caldón Mazabuel
José Javier Arce Santacruz**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo de Radio e InALámbricas - GRIAL
Línea de investigación en Señales y Sistemas de Acceso y Difusión
Basados en Radio.
Popayán, 2011**

ANEXO A

PUERTO DE DATOS DEL RADIO MOTOROLA PRO3100

A continuación se describen las funciones de los pines del puerto de datos del radio Motorola PRO3100 utilizado en el presente trabajo de grado. En la figura A1(a), se muestra la parte posterior del radio Motorola PRO3100, en ella se detallan tres conectores que son: conector Mini-UHF para la conexión de la antena, conector de alimentación del radio y puerto de datos. La figura A1(b) corresponde al puerto de datos del radio, el cual consta de 20 pines cada uno con una función específica. En la tabla A1 se describe la función de cada pin.

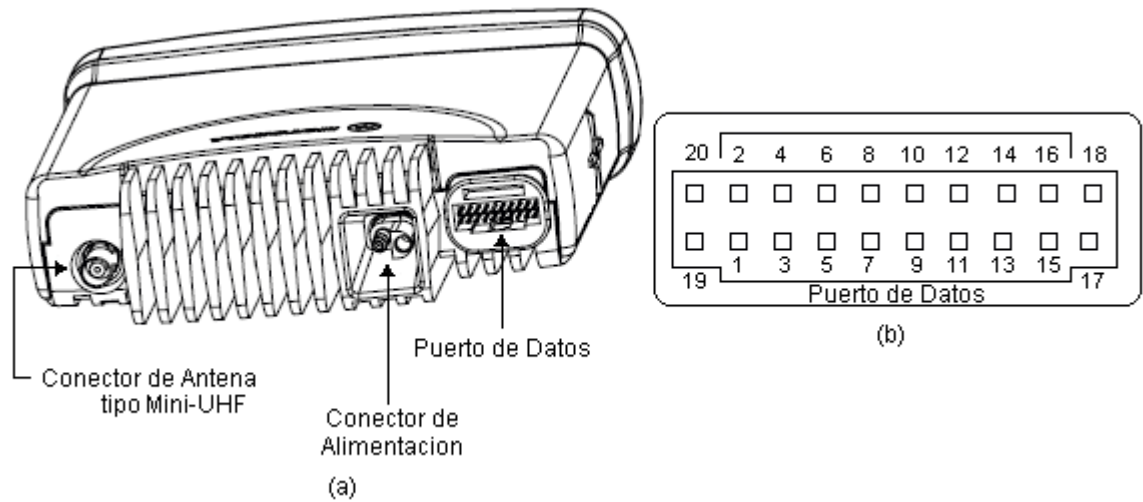


Figura A1. (a) Puertos Posteriores del Radio Motorola PRO3100 (b) Puerto de Datos

Tabla A1. Función de los Pines del Radio Motorola PRO3100 [36].

Pin	Función	Descripción
1	Altavoz externo (-)	Pin de salida, los pines para altavoz - y altavoz + (pin 16) se utilizan para conectar un altavoz externo.
2	Micrófono externo	Pin de entrada, para el micrófono externo o de emergencia. Esta señal de micrófono es independiente de la señal de micrófono que está disponible en el conector del micrófono. El nivel de entrada nominal es de 80 mV para una desviación de frecuencia del 60%. La impedancia de DC es de 660 Ω y la de AC de 560 Ω .
3	Entrada Digital 1. PTT Externo	Pin de entrada digital, PTT externo del radio. 0 Voltios activo, +5 Voltios desactivado.
4	Salida digital 2	Pin de salida digital, usado para una alarma externa.
5	Audio Plano del Transmisor	Pin de entrada, usado para la inyección, en la trayectoria de transmisión, de señales que no necesitan ser filtradas, por ejemplo la de un módem. El nivel de entrada nominal es de 500mVpp para una desviación en frecuencia del 60%. La impedancia es superior a 25K Ω .
6	Entrada digital 3	Pin de entrada digital. Su función depende de la programación realizada al radio.
7	Tierra	Tierra, utilizada para señales analógicas y digitales.
8	Entrada y salida digital 4	Pin de entrada y salida digital. Su función depende de la programación realizada al radio.
9	Entrada digital 5	Pin de entrada digital. Su función depende de la programación realizada al radio.

10	Detección de encendido.	La conexión de esta línea a la línea de encendido del vehículo, permite el encendido automático del radio con el encendido del vehículo.
11	Audio del Receptor	Pin de salida. Permite la programación de dos salidas: (1) audio del discriminador y (2) audio de recepción continuo filtrado. El nivel de salida nominal del audio del discriminador es 330 mVrms para una desviación de frecuencia del 60% y del audio filtrado es 600 mVrms para una desviación de frecuencia del 60%.
12	Entrada y salida digital 7	Pin de entrada y salida digital. Su función depende de la programación realizada al radio.
13	Conmutado de Voltaje de la batería.	Este voltaje está disponible cuando se enciende el radio. La corriente máxima es de 1 A.
14	Entrada/Salida digital 8.	Pin de entrada y salida digital. Su función depende de la programación realizada al radio.
15	RSSI	Pin de salida, se trata de una salida analógica que indica la intensidad de la señal recibida.
16	Altavoz externo (+)	Pin de salida, es la salida positiva de altavoz externo.
17	Bus+	Este pin se utiliza para la programación del radio.
18	Control de reinicio	Para ingresar al modo de inicialización esta línea debe estar conectada a tierra cuando se encienda el radio.
19	Reservado	Reservado
20	Reservado	Reservado

En la figura A2(a) y A2(b) se muestran los pines utilizados en la implementación del sistema de comunicación. En el transmisor se utilizaron los pines 5 y 7 para el envío de la señal AFSK, y los pines 3 y 7 para el control del PTT. En el receptor se utilizaron los pines 7 y 11 para la recepción de la señal AFSK y los pines 7 y 15 para la medida del RSSI.

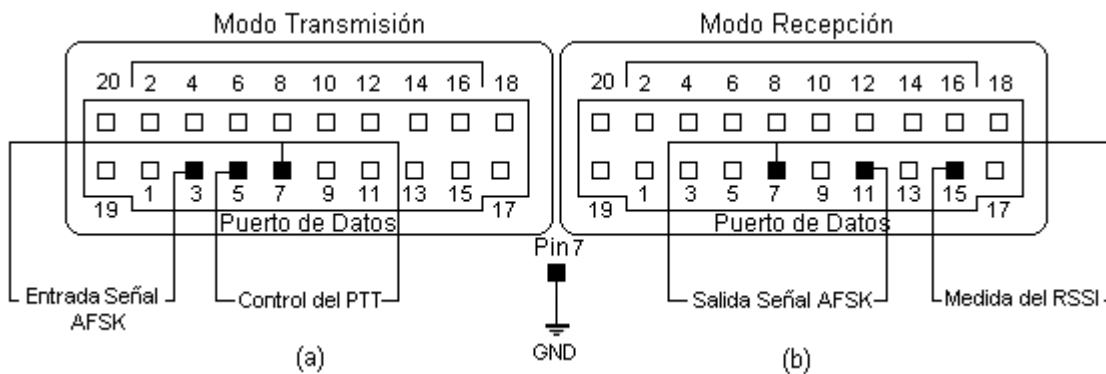


Figura A2. (a) Pines Utilizados en Transmisión (b) Pines Utilizados en Recepción

ANEXO B

FIGURAS Y RESULTADOS DE LAS MEDIDAS REALIZADAS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Para obtener una medida adicional de exactitud y precisión en la frecuencia de marca y en la frecuencia de espacio en el dominio del tiempo, se utilizó un osciloscopio. En la figura B1 se muestra el diagrama de conexión para medir la frecuencias de marca y espacio en transmisión.

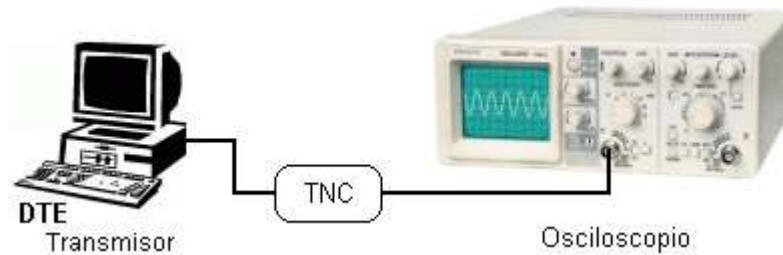


Figura B1. Diagrama de Conexión para la Medida de las Frecuencias en *Transmisión*

En la figura B2 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 1200 Hz, generado al transmitir una trama de unos.

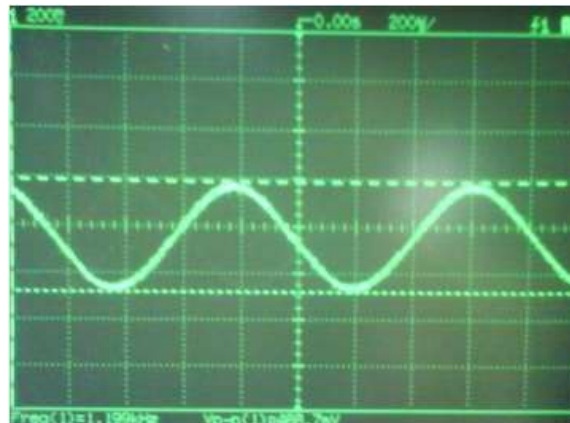


Figura B2. Medida de la Frecuencia de Marca en *Transmisión*

En la tabla 1 se muestran los resultados obtenidos.

Tabla B1. Medidas a la Señal a 1200 Hz en *Transmisión*

Medida	Frecuencia	Error %	Exactitud %
1	1199 Hz	0.08	99.92
2	1200 Hz	0	100%
3	1199 Hz	0.08	99.92
4	1199 Hz	0.08	99.92

En la figura B3 se muestra la señal en el dominio del tiempo que corresponde a un tono de 2200 Hz, generado al transmitir una trama de ceros.

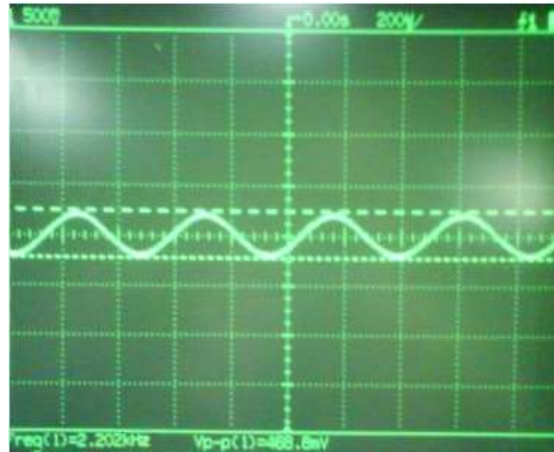


Figura B3. Medida de la Frecuencia de Espacio en Transmisión

En la tabla 2 se muestran los resultados obtenidos para esta medida.

Tabla B2. Medidas a la Señal a 2200 Hz en Transmisión

Medida	Frecuencia	Error %	Exactitud %
1	2202 Hz	0.09	99.91
2	2201 Hz	0.05	99.95
3	2202 Hz	0.09	99.91
4	2202 Hz	0.09	99.91

En la figura B4 se muestra el diagrama de conexión para medir las frecuencias de marca y espacio en recepción.

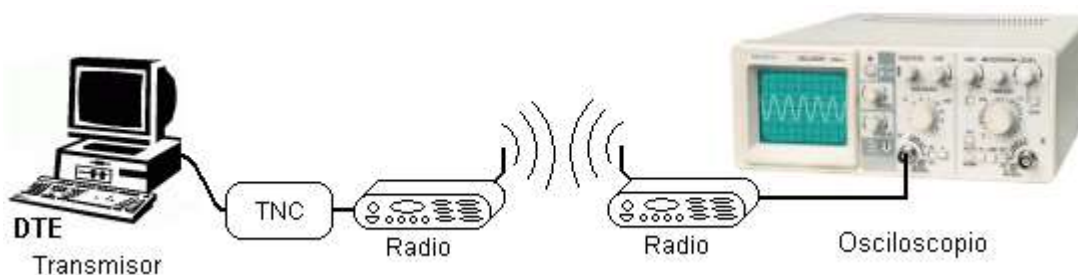


Figura B4. Diagrama de Conexión para la Medida de la Frecuencias en Recepción

En las figuras B5 se muestra la señal en el dominio del tiempo, que corresponde a un tono de 1200 Hz generado al transmitir una trama de unos desde el DTE.

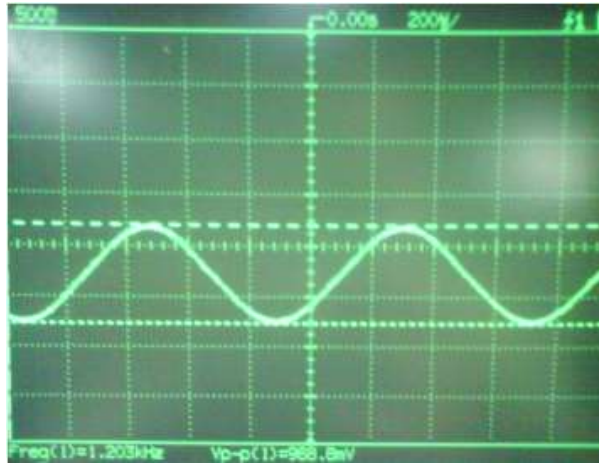


Figura B5. Medida de la Frecuencia de Marca en Recepción

En la tabla 3 se muestran los resultados obtenidos para esta medida.

Tabla B3. Medidas a la Señal a 1200 Hz

Medida	Frecuencia	Error %	Exactitud %
1	1203 Hz	0.25	99.75
2	1209 Hz	0.75	99.25
3	1192 Hz	0.66	99.34
4	1206 Hz	0.5	99.5

En la figuras B6 se muestra la señal en el dominio del tiempo, la cual corresponde a un tono de 1200 Hz generado al transmitir una trama de unos desde el DTE.

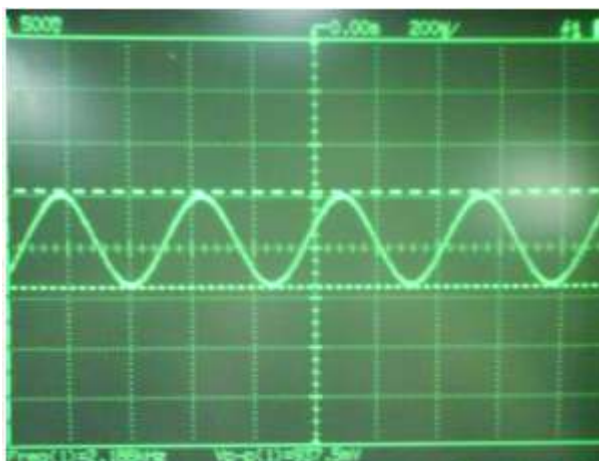


Figura B6. Medida de la Frecuencia de Espacio en Recepción

En la tabla 4 se muestran los resultados obtenidos.

Tabla B4. Medidas a la Señal a 2200 Hz

Medida	Frecuencia	Error %	Exactitud %
1	2188 Hz	0.68	99.75
2	2203 Hz	0.14	99.25
3	2155 Hz	2.045	97.95
4	2237 Hz	1.68	98.31

ANEXO C

MEDIDA DEL RSSI EN EL RADIO MOTOROLA PRO3100

En la tabla 1 se presentan los resultados obtenidos en la caracterización del RSSI para un radio Motorola PRO3100.

Tabla C1. Medida del RSSI

Potencia Rx (dbm)	RSSI (V)	Potencia Rx (dbm)	RSSI (V)	Potencia Rx (dbm)	RSSI (V)
-124	0.84	-97	1.36	-70	1.87
-123	0.85	-96	1.37	-69	1.89
-122	0.86	-95	1.39	-68	1.91
-121	0.87	-94	1.41	-67	1.94
-120	0.89	-93	1.43	-66	1.96
-119	0.90	-92	1.45	-65	1.99
-118	0.92	-91	1.46	-64	2.01
-117	0.94	-90	1.48	-63	2.04
-116	0.96	-89	1.49	-62	2.06
-115	0.97	-88	1.51	-61	2.08
-114	0.98	-87	1.53	-60	2.11
-113	1	-86	1.55	-59	2.13
-112	1.02	-85	1.56	-58	2.15
-111	1.04	-84	1.58	-57	2.17
-110	1.06	-83	1.60	-56	2.18
-109	1.08	-82	1.62	-55	2.20
-108	1.10	-81	1.64	-54	2.21
-107	1.13	-80	1.66	-53	2.22
-106	1.15	-79	1.68	-52	2.22
-105	1.17	-78	1.70	-51	2.23
-104	1.19	-77	1.72	-50	2.23
-103	1.22	-76	1.74	-49	2.23
-102	1.24	-75	1.76	-48	2.24
-101	1.26	-74	1.78	-47	2.24
-100	1.29	-73	1.80	-46	2.24
-99	1.31	-72	1.82		
-98	1.33	-71	1.85		

ANEXO D

SIMULACION DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

A continuación se describen cada uno de los bloques y la configuración de los parámetros utilizados para realizar la simulación del sistema de comunicaciones. En la figura D1 se muestra el diagrama de conexión utilizado.

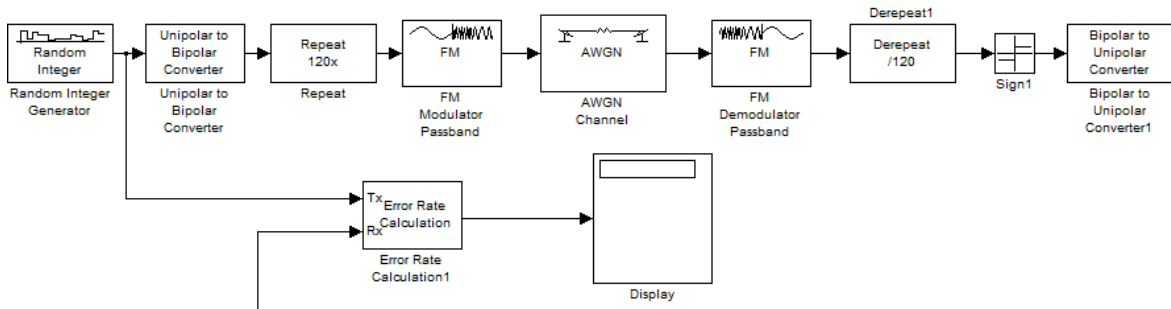


Figura D1. Diagrama de Conexión de los Bloques de la Simulación

- **Generador Aleatorio de Tramas de Información:** Este bloque permite generar aleatoriamente las tramas digitales transmitidas. El periodo de la señal se configura en 1/1200, que corresponde a una velocidad de transmisión de 1200 bps, utilizada en el sistema de comunicación real. En la figura D2 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

Figura D2. Parámetros del Generador Aleatorio de Tramas de Información

- **Convertor Unipolar a Bipolar:** Este bloque permite adecuar la señal digital para que sea procesada correctamente en el modulador. Traslada la señal de entrada con niveles de voltaje 0 y 1 a una señal de salida con niveles 1 y -1. En la figura D3 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

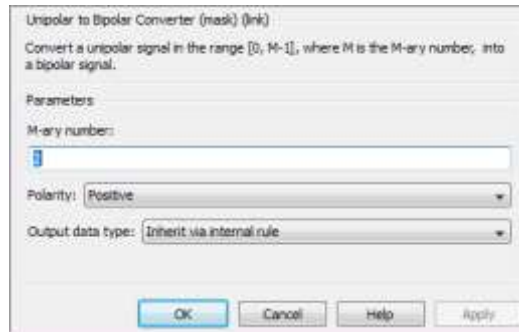


Figura D3. Parámetros del Conversor Unipolar a Bipolar

- **Muestreo:** Este bloque permite muestrear la señal de información a una frecuencia de muestreo más alta, para que pueda ser procesada correctamente por el modulador. En la figura D4 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

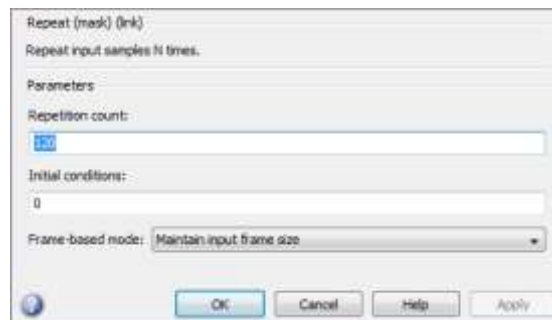


Figura D4. Parámetros del Muestreo

- **Modulador FM Pasabanda:** Este bloque realiza la modulación AFSK, se utiliza un modulador FM ya que este permite configurar la frecuencia central y la desviación en frecuencia utilizados en el sistema de comunicación real. En la figura D5 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

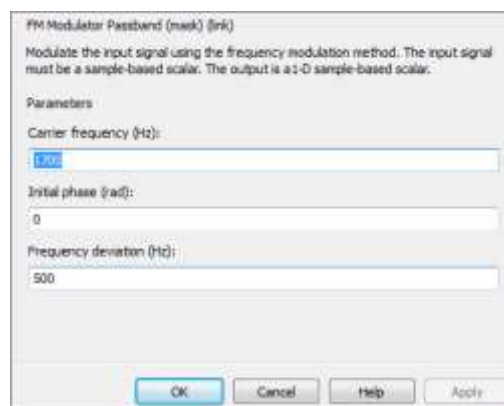


Figura D5. Parámetros del Modulador FM Pasabanda

- **Canal de Comunicación AWGN:** Este bloque representa el canal de comunicación, el cual permite definir la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0). Como la señal de entrada ha sido muestreada el

periodo del símbolo es igual a $1/(1200*120)$. En la figura D6 se muestra la ventana de configuración de este bloque.



Figura D6. Parámetros del Canal de Comunicación AWGN

- **Demodulador FM Pasabanda:** Este bloque realiza la demodulación AFSK, se utiliza un demodulador FM ya que este permite configurar la frecuencia central y la desviación en frecuencia utilizados en el sistema de comunicación real. En la figura D7 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

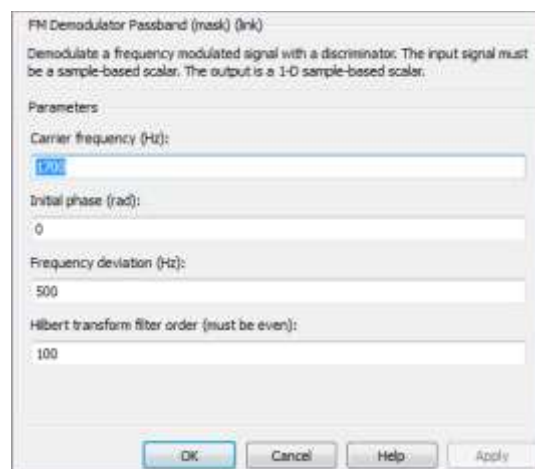


Figura D7. Parámetros del Demodulador FM Pasabanda

- **Recuperación de la Velocidad de Transmisión:** Este bloque realiza el proceso inverso del muestreo, en la salida se obtiene una señal cuya velocidad de transmisión corresponde al valor configurado en el generador aleatorio de tramas de información. En la figura D8 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

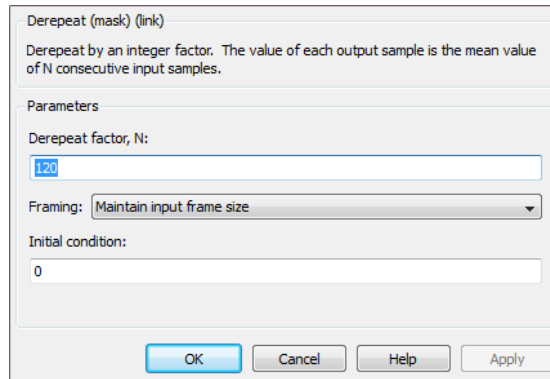


Figura D8. Parámetros de la Recuperación de la Velocidad de Transmisión

- **Función Signo:** Este bloque permite regenerar la señal bipolar, al comparar el nivel de amplitud de la señal de entrada con un valor umbral establecido en 0. Para niveles de amplitud positiva el nivel de amplitud de la señal de salida se establecerá en 1 y para un nivel de entrada negativo la salida tendrá un nivel de -1. En la figura D9 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

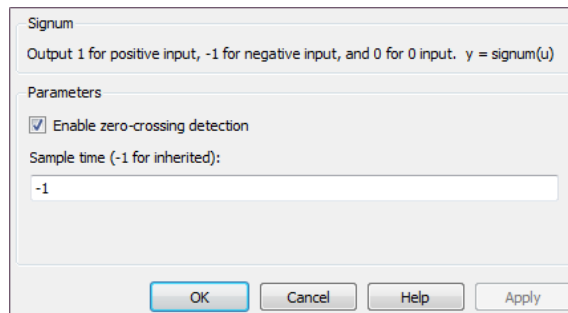


Figura D9. Parámetros de la Función Signo

- **Conversor Bipolar a Unipolar:** Este bloque permite trasladar la señal bipolar a una señal unipolar. La señal de salida representa la señal digital recibida. En la figura D10 se muestra la ventana de configuración de este bloque.

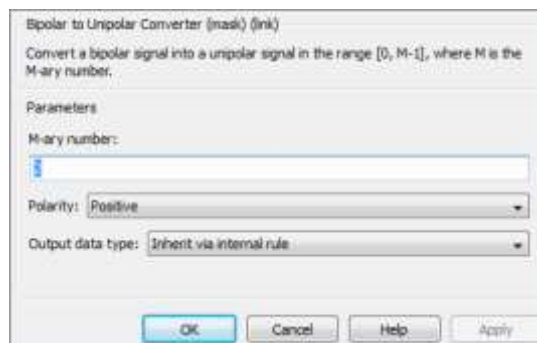


Figura D10. Parámetros del Conversor Bipolar a Unipolar

- **Medidor de la BER:** Este bloque compara bit a bit la señal digital transmitida con la señal digital recibida. Se configura un retardo de propagación igual a 1.

- **Visualización de la BER:** En este bloque se puede visualizar el resultado entregado por el bloque anterior, el valor inferior corresponde al número total de bits transmitidos, el valor central al número de bits errados y el valor superior a la medida de la BER.