

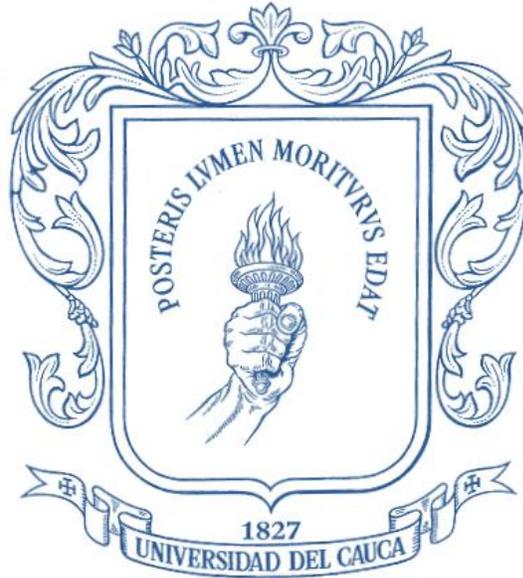
**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN VÍA RADIO
QUE UTILIZA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL**



**JULIO CESAR CHAMORRO DORADO
FERNANDO ORDOÑEZ BRAVO**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
Grupo de Radio e InALámbricas - GRIAL
Popayán, Mayo 2010**

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN VÍA RADIO
QUE UTILIZA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL**



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

**JULIO CESAR CHAMORRO DORADO
FERNANDO ORDOÑEZ BRAVO**

**Director:
Ing. Víctor Manuel Quintero Flórez**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
Grupo de Radio e InALámbricas – GRIAL
Popayán, Mayo 2010**

CONTENIDO

CAPITULO 1 GENERALIDADES SOBRE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL	4
1.1 CÓDIGOS CONVOLUCIONALES	5
1.1.1 Estructura del Codificador Convolutacional.....	7
1.1.2 Polinomios Generadores de los Códigos Convolutacionales	9
1.1.3 Códigos Perforados	10
1.1.4 Polinomios Generadores	12
1.2 DIAGRAMAS DE REPRESENTACIÓN DE LOS CÓDIGOS CONVOLUCIONALES.....	14
1.2.1 Diagrama del Árbol	14
1.2.2 Diagrama de Estados	15
1.2.3 Diagrama de Enrejado.....	17
1.3 CODIFICADORES CONVOLUCIONALES CATASTRÓFICOS.....	18
1.4 DECODIFICACIÓN DE CÓDIGOS CONVOLUCIONALES.....	19
1.4.1 Concepto Básico de la Corrección de Errores	19
1.4.2 Decodificación de Códigos Convolutacionales Usando Decisión Dura y Decisión Suave.....	22
1.4.3 El Algoritmo de Viterbi	24
1.5 DESEMPEÑO DE UN CÓDIGO CONVOLUCIONAL.....	27
1.6 LOS CÓDIGOS CONVOLUCIONALES FRENTE A LOS CÓDIGOS BLOQUE..	30
1.6.1 Desempeño de los Códigos Convolutacionales frente a los Códigos Bloque. 31	
1.7 DESEMPEÑO DE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL FORZANDO ERRORES EN LA TRANSMISIÓN.....	33
1.8 DEFINICIÓN DEL VALOR DE PROFUNDIDAD DE RASTREO ADECUADO....	34
CAPITULO 2 EL PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN	36
2.1 PROTOCOLOS DE REFERENCIA.....	37

2.1.1	Protocolo HDLC/LAPB de Packet Radio.....	37
2.1.2	Trama Ethernet (IEEE 802.3)	38
2.1.3	Unidad de Datos de Protocolo de Nivel Físico del estándar IEEE 802.15.4	39
2.1.4	Protocolo PLCP en IEEE 802.11b	40
2.1.5	Protocolo IEEE 802.16e	41
2.2	DISEÑO DEL PROTOCOLO	43
2.2.1	Campo Preámbulo.....	44
2.2.2	Campo Sincronismo	44
2.2.3	Campo Longitud	44
2.2.4	Campo Datos	45
2.2.5	Control de Errores	45
2.2.5.1	Campo Tasa	46
2.2.5.1.1	Control de Errores Caso 1.....	46
2.2.5.1.2	Control de Errores Caso 2.....	47
2.2.5.1.3	Control de Errores Caso 3.....	47
2.2.5.1.4	Control de Errores Caso 4.....	47
2.2.5.1.5	Control de Errores sin Codificar	48
2.2.5.2	Campo Profundidad de Rastreo.....	48
CAPITULO 3 DESEMPEÑO DE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN SIMULADO		50
3.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN	51
3.1.1	Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferente Longitud de Restricción.....	52
3.1.2	Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferente Tasa de Codificación.....	53
3.1.3	Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferente Profundidad de Rastreo.....	55
3.1.4	Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferente Polinomio Generador	56
3.2	RESULTADOS DE DESEMPEÑO EN LA MODIFICACIÓN DE IMÁGENES .	58
CAPITULO 4 PLAN DE PRUEBAS Y RESULTADOS		62

4.1	MEDIDA DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN	63
4.2	MEDIDAS DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN Y ESTABILIDAD EN FRECUENCIA	63
4.3	MEDIDA DE ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL	66
4.4	MEDIDA DE TASA DE ERROR DE BIT (BER) DEL SISTEMA.....	67
4.4.1	Potencia de Recepción y Relación Eb/No para el Escenario 1 (Propagación en Espacio Libre).....	70
4.4.2	Potencia de Recepción y Relación Eb/No para el Escenario 2 (Efecto cañón o guía de onda).	72
4.4.3	Desempeño del Sistema de Comunicación en los Escenario 1 y 2.....	74
4.4.3.1	Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferentes Tasas de Codificación	74
4.4.3.1.1	Resultados Obtenidos en el Escenario 1.....	74
4.4.3.1.2	Resultados Obtenidos en el Escenario 2.....	75
4.4.3.2	Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferentes Profundidades de Rastreo	76
4.4.3.2.1	Resultados Obtenidos en el Escenario 1.....	77
4.4.3.2.2	Resultados Obtenidos en el Escenario 2.....	78
4.4.3.3	Desempeño del Sistema de Comunicación Utilizando Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción e Igual Tasa de Codificación	79
4.4.3.3.1	Resultados Obtenidos en el Escenario 1.....	79
4.4.3.3.2	Resultados Obtenidos en el Escenario 2.....	80
4.4.3.4	Desempeño del Sistema de Comunicación Utilizando Diferentes Polinomios Generadores e Igual Tasa de Codificación e Igual Longitud de Restricción ..	81
4.4.3.4.1	Resultados Obtenidos en el Escenario 1.....	81
4.4.3.4.2	Resultados Obtenidos en el Escenario 2.....	83
4.5	TASA DE ERROR DE TRAMA	84
4.5.1	Resultados Obtenidos en el Escenario 1	84
4.5.2	Resultados Obtenidos en el Escenario 2	85
4.6	DESEMPEÑO EN AMBIENTES CON INTERFERENCIA	85
4.7	PARÁMETROS EN LA CODIFICACION CONVOLUCIONAL SUGERIDOS DE ACUERDO A LOS RESULTADOS OBTENIDOS.	88

CAPITULO 5 CONCLUSIONES	90
5.1 RESPECTO AL SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA RADIO	91
5.2 TRABAJOS FUTUROS	92
BIBLIOGRAFÍA.....	94

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Diagrama de un Codificador Convolutacional de Tasa 1/2.....	8
Figura 1.2 Diagrama de un Codificador (3, 2, [5 4]).....	10
Figura 1.3 Código Convolutacional (3,2,3) Generado por Medio de Perforación.....	12
Figura 1.4 Curvas Teóricas de Desempeño de Códigos Convolutacionales con Diferentes Longitudes de Restricción.	13
Figura 1.5 Diagrama de Árbol del Codificador (2, 1, 3).	15
Figura 1.6 Diagrama de Estados del Codificador (2, 1, 3).....	16
Figura 1.7 Diagrama de Enrejado para el Codificador (2, 1, 3).....	17
Figura 1.8 Diagrama de Trellis para la Secuencia de Código $u = \{1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\}$ Generado por el Codificador de la Figura 1.1.....	18
Figura 1.9. Diagrama de Estados de un Código Convolutacional Catastrófico.....	19
Figura 1.10 Decodificación Usando Decisión Dura y Decisión Suave[7].	23
Figura 1.11 Curvas de Desempeño de un Decodificador Convolutacional con Decisión Dura y Decisión Suave.....	23
Figura 1.12 Parte Repetitiva del Diagrama de Enrejado.....	25
Figura 1.13 Dos Caminos Para Cada Nodo.	25
Figura 1.14 Métrica de Bifurcación y Acumulada Sobre el Diagrama de Enrejado.	26
Figura 1.15 Diagrama de Estados Modificado para el Codificador de la Figura 1.1.....	28
Figura 1.16 Codificador Convolutacional Sistemático (2,1,4).	30
Figura 1.17 Curvas de Desempeño de Diferentes Códigos de Corrección de Errores.	31
Figura 1.18 Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferentes Profundidades de Rastreo.....	34
Figura 2.1 Transferencia de Datos entre Transmisor y Receptor.	36
Figura 2.2 Protocolo HDLC/LAPB.	38
Figura 2.3 Trama Ethernet.	39
Figura 2.4 Protocolo de Enlace en IEEE 802.15.4.	39
Figura 2.5 Subniveles en el Estándar IEEE 802.11b de los Niveles Enlace y Físico de OSI.	40
Figura 2.6 Protocolo PPDU en 802.11b.	40
Figura 2.7 Estructura DL-MAP.	42

Figura 2.8 Diagrama Final del Protocolo.....	43
Figura 2.9. Campo Preámbulo.....	44
Figura 2.10 Campo Sincronismo.....	44
Figura 2.11 Campo Control de Errores.....	45
Figura 2.12 Diagrama del Codificador Convolutacional (2,1,3).....	46
Figura 2.13 Diagrama del Codificador Convolutacional (2,1,7).....	47
Figura 2.14 Diagrama del Codificador Convolutacional (2,1,7).....	47
Figura 2.15 Diagrama del Codificador Convolutacional (3,2, [3 3]).....	48
Figura 3.1 Diagrama en Bloques del Sistema de Comunicación.....	51
Figura 3.2 Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferente Longitud de Restricción.....	53
Figura 3.3 Desempeño de los Códigos Convolutacionales Con Diferente Tasa de Codificación.....	54
Figura 3.4 Desempeño de los Códigos Convolutacionales Con Diferente Profundidad de Rastreo.....	56
Figura 3.5 Desempeño de los Códigos Convolutacionales Con Diferente Polinomio Generador.....	57
Figura 3.6 Imagen Presente en el Transmisor.....	58
Figura 3.7 Imagen Trasmitada a Través de un Canal AWGN Utilizando Codificación.....	59
Figura 3.8 Imagen Trasmitada a Través de un Canal AWGN Sin Codificación.....	59
Figura 3.9 Espectro de la Señal en Presencia de Codificación.....	60
Figura 3.10 Espectro de la Señal en Ausencia de Codificación.....	60
Figura 4.1 Diagrama de Conexión para las Medidas de Potencia.....	63
Figura 4.2 Diagrama de Conexión para medidas de Frecuencia.....	63
Figura 4.3 Frecuencia de Marca de la Señal.....	64
Figura 4.4 Frecuencia de Espacio de la Señal.....	64
Figura 4.5 Espectro de la Señal para las Diferentes Velocidades de Transmisión de Datos.....	67
Figura 4.6 Medidas de Potencia de Señal Recibida.....	69
Figura 4.7 Relación de Pérdidas Reales Respecto a la Distancia (Escenario 1).....	71
Figura 4.8 Pérdidas de Propagación Respecto a la Distancia (Escenario 1).....	72
Figura 4.9 Relación de Pérdidas Reales Respecto a la Distancia (Escenario 2).....	73
Figura 4.10 Pérdidas de Propagación Respecto a la Distancia (Escenario 2).....	73

Figura 4.11 Desempeño de la Codificación Convolutiva para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 1).....	75
Figura 4.12 Desempeño para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 2).....	76
Figura 4.13 Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 1).....	77
Figura 4.14 Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 2).	78
Figura 4.15 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 1).....	80
Figura 4.16 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 2).....	81
Figura 4.17 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción.....	82
Figura 4.18 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción.....	83
Figura 4.19 Diagrama del Sistema de Comunicación con Interferencia.	86
Figura 4.20 Desempeño del Sistema de Comunicación con Interferencia.....	87

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Bits de Entrada, Transición de Estados y Bits de Salida del Codificador.....	8
Tabla 1.2 Matrices de Perforación para Diferentes Tasas de Codificación.....	11
Tabla 1.3 Polinomios Generadores para Tasa de Codificación de 1/2.	12
Tabla 1.4 Estados para el Codificador Convolutiva.	16
Tabla 1.5 Errores Generados según la Palabra de Código Obtenida en Recepción.	20
Tabla 1.6 Historial para el Ejemplo de la Figura 1.14.	26
Tabla 1.7 Tabla de trayectoria sobre el diagrama de enrejado de la figura 1.8.	27
Tabla 1.8 Máxima Distancia Mínima Alcanzable en Códigos Convolutivos.	30
Tabla 1.9 BER Forzando Errores Para Tasa de Codificación de 1/2.....	33
Tabla 1.10 BER Forzando Errores Para Tasa de Codificación de 2/3.....	33
Tabla 2.1 Codificación del Campo Control de Errores.....	46

Tabla 3.1 Desempeño Con Diferente Longitud de Restricción.	52
Tabla 3.2 Desempeño Con Diferente Tasa de Codificación	54
Tabla 3.3 Desempeño Con Diferente Profundidad de Rastreo.....	55
Tabla 3.4 Desempeño Con Diferente Polinomio Generador.....	57
Tabla 4.1 Valores de Voltaje y Potencia Obtenidos de Forma Práctica.....	70
Tabla 4.2 Desempeño de la Codificación Convolutiva para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 1).....	75
Tabla 4.3 Desempeño de la Codificación Convolutiva para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 2).....	76
Tabla 4.4. Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 1).....	77
Tabla 4.5 Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 2).....	78
Tabla 4.6 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 1).....	79
Tabla 4.7 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 2).....	80
Tabla 4.8 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción	82
Tabla 4.9 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción	83
Tabla 4.10 Tasa de Error de Trama (FER) para el Escenario 1.	84
Tabla 4.11 Tasa de Error de Trama (FER) para el Escenario 2.	85
Tabla 4.12 Desempeño del Sistema con Interferencia.	87

ACRÓNIMOS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> , Conversor Analógico a Digital.
ARQ	<i>Automatic Retransmission Query</i> , Solicitud de Retransmisión Automática.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
BER	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
bps	bits por segundo.
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Código.
CDU	Centro Deportivo Universitario.
CID	<i>Connection Identifier</i> , Identificador de Conexión.
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> , Verificación de Redundancia Cíclica.
CIR	<i>Carrier-to-Interference Ratio</i> , Relación Portadora a Interferencia.
DCD	<i>Downlink Channel Description</i> , Descriptor de Canal Descendente.
DIUC	<i>Downlink Interval Usage Code</i> , Código de Uso de Intervalo Descendente.
DL	<i>Downlink</i> , Enlace Descendente.
DL-MAP	<i>Downlink Map</i> , Mapa Descendente.
DCE	<i>Data Communication Equipment</i> , Equipo de Comunicaciones de Datos.
DTE	<i>Data Terminal Equipment</i> , Equipo Terminal de Datos.
DTCE	<i>Data Terminal Circuit Equipment</i> , Equipos Terminal del Circuito de Datos.
EIA	<i>Electronic Industries Alliance</i> , Alianza de Industrias Electrónicas.
FCS	<i>Frame Check Sequence</i> , Secuencia de Verificación de Trama.
FEC	<i>Forward Error Correction</i> , Corrección de Errores hacia Adelante.
FER	<i>Frame Error Rate</i> , Tasa de Error de Trama.

FM	<i>Frequency Modulation</i> , Modulación en Frecuencia.
GFSK	<i>Gaussian Frequency-Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Frecuencia Gausiano.
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> , Sistema Global para Comunicaciones Móviles.
HDLC	<i>High-Level Data Link Control</i> , Control de Enlace de Datos de Alto Nivel.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> , Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos.
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunications-2000</i> , Telecomunicaciones Móviles Internacionales para el año 2000.
IS-95	<i>Interim Standard 95</i> , Estándar Interino 95.
LAN	<i>Local Area Network</i> , Red de Área Local.
LAPB	<i>Link Access Procedure, Balanced</i> , Procedimiento de Acceso al Enlace Balanceado.
LLC	<i>Logical Link Control</i> , Control de Enlace Lógico.
MAC	<i>Medium Access Control</i> , Control de Acceso al Medio.
MSK	<i>Minimum-Shift Keying</i> , Modulación por Mínimo Desplazamiento.
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i> , Administración Nacional de Aeronáutica y del Espacio.
OSI	<i>Open System Interconnection</i> , Interconexión de Sistemas Abiertos.
PDU	<i>Protocol Data Unit</i> , Unidad de Datos de Protocolo.
PHY	<i>Physical Layer</i> , Nivel Físico.
PPDU	<i>Presentation Protocol Data Unit</i> , Unidad de Datos del Protocolo de Presentación.
PLP	<i>Packet Layer Protocol</i> , Protocolo a Nivel de Paquete.
PLCP	<i>Physical Layer Convergence Protocol</i> , Protocolo de Convergencia de Nivel Físico.
PMD	<i>Physical Medium Dependent</i> , Dependiente del Medio Físico.

PSDU	<i>Physical layer Service Data Unit</i> , Unidad de Datos de Servicio de Nivel Físico.
RFIC	<i>Radio Frequency Integrated Circuit</i> , Circuito Integrado de Radio Frecuencia.
RSSI	<i>Received Signal Strength Indication</i> , Indicador de la Intensidad de la Señal Recibida.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.
SS	<i>Suscriber Station</i> , Estación Suscriptora.
TDD	<i>Time Division Duplexing</i> , Duplexación por División de Tiempo.
TIA	<i>Telecommunications Industry Association</i> , Asociación de Industrias de Telecomunicaciones.
UCD	<i>Uplink Channel Description</i> , Descriptor de Canal Ascendente.
UIT-T	<i>International Telecommunication Union</i> , Unión Internacional de Telecomunicaciones.
UL	<i>Uplink</i> , Enlace Ascendente.
UL-MAP	<i>Uplink Map</i> , Mapa Ascendente.
WAN	<i>Wide Area Network</i> , Red de Área Amplia.
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i> , Fidelidad Inalámbrica.
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> , Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas.
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i> , Red de Área Local Inalámbrica.
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i> , Redes Inalámbricas de Área Personal.

RESUMEN

El presente trabajo de grado describe la evaluación de un sistema de comunicación de datos vía radio, en el que se implementa el esquema de codificación convolucional como método para la detección y corrección de errores. El trabajo de grado realiza Inicialmente un análisis teórico de la codificación convolucional y el efecto que tiene su aplicación en comunicaciones inalámbricas. Posteriormente se pone en práctica los conceptos analizados mediante la implementación de un sistema de comunicación de datos sencillo, práctico y económico que permite la evaluación de desempeño del mismo. 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 las graficas de desempeño del sistema, implementado tanto en forma de simulación como de forma real. El sistema de comunicación se construye adaptando e integrando la implementación software de la codificación convolucional a tarjetas con circuitos integrados de radiofrecuencia, los cuales operan con un relativo bajo nivel de potencia, en bandas de uso libre, condiciones que son ideales para el buen desarrollo del trabajo de grado. Por esta razón, estos dispositivos se convierten en una herramienta fundamental para la evaluación del desempeño de sistemas de comunicación vía radio soportados en diferentes técnicas de codificación de canal, motivando al desarrollo y la investigación en las áreas de sistemas de radiofrecuencia y comunicación de datos, aportando al Departamento de Telecomunicaciones, una herramienta para fortalecer los procesos de enseñanza y aprendizaje de las temáticas tratadas en este trabajo de grado.

INTRODUCCIÓN

La necesidad de transmitir información, ideas y emociones, a través de símbolos palabras, imágenes, figuras y gráficos siempre ha acompañado el constante desarrollo de la humanidad. Dichas necesidades han motivado la creciente evolución tecnológica que ha brindado solución a los problemas de comunicación por medio de la perfección de los métodos o tecnologías de transmisión, haciendo que esta sea más eficiente, con la mínima cantidad de errores, lo que optimiza el uso de los recursos del sistema.

En los últimos años el desarrollo de diferentes tecnologías ha facilitado la transmisión y recepción de información gracias al uso de la radiofrecuencia. La necesidad de movilidad del usuario convirtió a la tecnología inalámbrica en una de las formas de comunicación más investigadas y en una de las más prometedoras a futuro, por su flexibilidad y sencillez. Uno de los principales inconvenientes que se presentan en este tipo de comunicaciones es la baja protección contra factores externos como ruido e interferencia. Por esta razón se han estudiado y analizado diferentes métodos que permiten mejorar la calidad de la comunicación inalámbrica. Entre ellos, uno de los campos de gran interés es la investigación y aplicación de técnicas eficaces y eficientes para la detección y corrección de errores. Para ello, se han desarrollado diferentes tipos de códigos, entre los que se encuentran los códigos convolucionales. Estos códigos se caracterizan por su alto desempeño, eficiencia en el uso de los recursos del sistema y sobre todo por su alta capacidad para la detección y corrección de errores, lo que permite obtener del canal una mayor capacidad aproximándose al límite teórico de Shannon. Así, la integración de los Circuitos Integrados de Radio Frecuencia (RFIC, *Radio Frequency Integrated Circuit*) con técnicas y algoritmos de detección y corrección de errores, se hace necesaria para permitir una comunicación de datos más confiable y eficiente en el uso de los limitados y escasos recursos de los sistemas radio y de esta forma contrarrestar los efectos adversos propios de los canales inalámbricos.

En el primer capítulo se describe la codificación convolucional identificando los diagramas que la representan y los parámetros más importantes que modifican su operación. El segundo capítulo se centra en el diseño del protocolo de comunicación desarrollado para el análisis de desempeño de la codificación convolucional en el sistema de comunicación. El tercer capítulo muestra resultados del desempeño de la codificación convolucional a partir de la simulación del sistema de comunicaciones. El cuarto capítulo presenta los resultados obtenidos de las diferentes pruebas realizadas al sistema de comunicaciones de manera real y por último el quinto capítulo presenta las conclusiones del trabajo de grado y además recomienda posibles trabajos futuros en esta área.

CAPITULO 1

GENERALIDADES SOBRE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL

La comunicación inalámbrica gracias al avance de las nuevas tecnologías se ha convertido en parte fundamental del crecimiento de las comunicaciones globales. La gran variedad de servicios y el amplio cubrimiento que se ofrecen a través de estos métodos ha motivado el desarrollo de técnicas para el mejoramiento de características fundamentales como: velocidad de transmisión, capacidad, confiabilidad y seguridad entre otros.

La tendencia actual de las comunicaciones es el remplazo de la tecnología analógica por la digital, pero la transmisión y recepción de datos desde un dispositivo a otro siempre esta propensa a errores debido a ruido e interferencia. Para contrarrestar estos fenómenos se han desarrollado técnicas para detectar y corregir errores de comunicación los cuales son implementados en el nivel de enlace de datos del modelo de referencia de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI, *Open System Interconnection*).

Los códigos de control de errores pueden ser clasificados en dos grandes grupos: códigos de Solicitud de Retransmisión Automática (ARQ, *Automatic Retransmission Query*) y códigos de Corrección de Errores hacia Adelante (FEC, *Forward Error Correction*). Los códigos ARQ evalúan la posible presencia de errores en los datos recibidos, en el caso de que se detecten errores, el receptor envía un mensaje al transmisor, solicitando retransmisión de la información. Los códigos ARQ son de gran utilidad siempre y cuando la retransmisión de la información no sea un inconveniente, teniendo en cuenta que la retransmisión genera retardos en la transmisión de la información, retardos que en ciertas condiciones pueden hacer inviable la comunicación (comunicaciones de voz por satélite). Los códigos FEC son esquemas más avanzados que permiten realizar tanto detección como corrección de errores. Estos códigos se basan en el principio de adición de información redundante entre la información original, la cual es utilizada en el receptor para la detección y la corrección de errores, si existen.

Considerando la forma como los códigos FEC adicionan la información redundante, la detección y corrección de errores se puede dividir en dos categorías principales: los códigos bloque y los códigos convolucionales. Los códigos bloque realizan detección y/o corrección de errores aplicando algoritmos algebraicos en el codificador donde se toma la información por bloques de bits¹, generando una codificación sin memoria². En el receptor

¹ De ahí su nombre.

el decodificador aplica el mismo algoritmo y compara el resultado con la información recibida para detectar errores generados por las condiciones no favorables en el canal de comunicaciones y de esta forma recuperar la información original. Los segundos, los códigos convolucionales, se basan en registros de desplazamiento donde la codificación de la información depende tanto de la información presente como de la que ingreso anteriormente al sistema (codificación con memoria). La gran eficiencia de la codificación convolucional ha hecho de esta codificación una de las más utilizadas en la implementación de sistemas de comunicaciones inalámbricos y es esta la razón para que este tipo de codificación se haya convertido en la pieza fundamental para el desarrollo de este trabajo de grado.

En este capítulo se realiza una descripción general de los códigos y codificadores convolucionales, su estructura y parámetros que los caracteriza, la forma de representación y los métodos de decodificación, analizando y mostrando su desempeño para ciertas configuraciones. En la parte final del capítulo se realiza el análisis del desempeño de la codificación convolucional comparado con los códigos bloque a partir de curvas teóricas de desempeño.

1.1 CÓDIGOS CONVOLUCIONALES

Los códigos convolucionales fueron inicialmente introducidos por *Elías* en el año de 1955 [1] siendo actualmente una de las formas de detección y corrección de errores más utilizadas. Algunos de los casos en donde se aplica la codificación convolucional son las diferentes tecnologías que hacen parte del estándar global de Telecomunicaciones Móviles Internacionales para el año 2000 (IMT-2000, *International Mobile Telecommunications-2000*), el Sistema Global para Comunicaciones Móviles (GSM, *Global System for Mobile Communications*)[1], el estándar de telefonía móvil basado en el Estándar Interino 95 (IS-95, *Interim Standard 95*) también conocido como *CDMAone* o *TIA/EIA-95*, comunicaciones por satélite, sistemas de radiodifusión y teledifusión digital, entre otros sistemas de comunicaciones. También se pueden encontrar los códigos convolucionales en archivos de audio, video y dispositivos para almacenamiento de información.

Los codificadores convolucionales son elementos que procesan la información de forma serial y continúa. El ingreso de la información al sistema se realiza igualmente en forma serial, bit a bit o en forma de bloques cortos organizados en paralelo, esto depende de la tasa de codificación que se quiera obtener. Internamente los codificadores convolucionales están compuestos por registros de desplazamiento y sumadores modulo dos, los cuales suman algunas de las salidas de los registros para obtener cada uno de

² La codificación de un bloque de datos no tiene en cuenta el resultado de la codificación de un bloque de datos anterior.

los bit a la salida del codificador. Es por esta razón que los codificadores convolucionales son catalogados como codificadores con memoria, también se definen como circuitos secuenciales o maquinas de estado finito en donde el estado del codificador se obtiene a partir del contenido de los registros de desplazamiento o *flip flops*[1].

Un código convolucional consiste en el conjunto de todas las secuencias binarias producidas por un codificador convolucional. En teoría esta secuencia tiene una duración infinita aunque en la práctica el estado del código convolucional es forzado a un estado conocido y la secuencia de código se produce en bloques de forma secuencial. Se ha demostrado que los códigos convolucionales, en conjunto con el procedimiento de entrelazado (*interleaving*), permiten bajo ciertas circunstancias que el sistema de comunicaciones se aproxime al límite de capacidad del canal³ en un ancho de banda determinado, para una comunicación libre de errores tal como se muestra en la ecuación 1.1.

$$C = B \text{Log}_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

En donde: **C**=Capacidad de Canal en bps.
B= Ancho de Banda en Hertz.
SNR = Relación Señal a Ruido dado en veces.

Para la decodificación de códigos convolucionales se utiliza principalmente el Algoritmo de Viterbi (VA, *Viterbi Algorithm*) [2]. En el año 2006 los decodificadores basados en este tipo de algoritmo estaban presentes en más de mil millones de teléfonos celulares, que es probablemente el mayor número en cualquier aplicación. Sin embargo, los dispositivos que más hacen uso de los decodificadores basados en el algoritmo de Viterbi son los receptores de radio y vídeo digital. Una estimación reciente de Qualcomm⁴ muestra que aproximadamente 10^{15} bits por segundo están siendo decodificados de esta manera en receptores de televisión digital en todo el mundo[3].

A pesar de que la codificación es relativamente sencilla, la tarea de la decodificación es mucho más compleja, es por ello que se han desarrollado diferentes clases de algoritmos, cada uno buscando solucionar los diferentes inconvenientes que se presentan en la decodificación en este tipo de códigos. Los algoritmos más representativos por su aplicabilidad en entornos específicos son los siguientes.

- *Algoritmo de Viterbi*. Es el algoritmo de decodificación más utilizado por los decodificadores de códigos convolucionales Este algoritmo es óptimo en la

³ Teorema de Shannon-Hartley.

⁴ Qualcomm: Empresa dedicada al desarrollo de equipos y elementos para tecnologías basadas en CDMA. <http://www.qualcomm.com/> .

decodificación de un código convolucional. Su principal inconveniente es que la complejidad de decodificación crece exponencialmente con la longitud del código. Por lo tanto, puede ser utilizado sólo para códigos de tiempo relativamente corto [3].

- *Decodificación de umbral:* Esta decodificación se lleva a cabo mediante un algoritmo más simple y por lo tanto poco eficiente, por esta razón solo puede ser aplicado a cierta clase de códigos y es por ello que esta decodificación está lejos de ser óptima. Este tipo de decodificación perdió su popularidad especialmente debido a su bajo desempeño en la detección y corrección de errores. El decodificador es conceptual y requiere del cálculo de un conjunto de síndromes⁵, asemejándose prácticamente a un decodificador de códigos bloque.[3]
- *Decodificación secuencial.* Es una clase de algoritmos más eficiente que los algoritmos de umbral. Su gran ventaja es que la complejidad de decodificación es prácticamente independiente de la longitud del código, por tal razón este tipo de algoritmos son utilizados con éxito en códigos extensos. El principal inconveniente del decodificador secuencial es su impredecible latencia en el proceso de decodificación[3].

1.1.1 Estructura del Codificador Convolucional

La codificación convolucional de datos se realiza mediante el uso de registros de desplazamiento, a los cuales se les asocia lógica combinatoria que realiza la adición binaria en modulo dos. Los registros de desplazamiento son más que simplemente una cadena de *flip flops* en donde la salida del *flip flop* n -ésimo está unida a la entrada del *flip flop* n -ésimo +1. Los flip flops son los encargados de almacenar cada bit de entrada durante un intervalo de tiempo i , ya que en el tiempo $i+1$ en el que un nuevo bit ingresa al sistema, las salidas de los registros de desplazamiento son sumadas en modulo dos para obtener cada bit de la secuencia del mensaje codificado. Cada vez que se produce el cambio de estado en la señal de reloj, la entrada de cada registro se obtiene a la salida del mismo y de esta forma los datos son desplazados a través del codificador [1]. Esto se puede observar en la tabla 1.1 que corresponde a cada uno de los códigos generados a la salida para las entradas cero y uno, teniendo en cuenta los estados presentes, además se muestran los estados finales de los registros de desplazamiento del codificador de la figura 1.1.

Los códigos convolucionales son usualmente representados por tres parámetros (n,k,m) , en donde k indica el número de bits que ingresan en paralelo al codificador, n representa

⁵ Síndrome: Vector generado a partir del polinomio generador del código bloque y usado para el proceso de decodificación.

el numero de bits que salen del mismo por cada bit o bits que ingresan y m representa el numero de registros de desplazamiento o *flip flops* que contiene el camino de cada entrada de bits. Otros autores prefieren utilizar la notación (n,k,L) , en la que L representa la longitud de restricción⁶ (*Constraint Length*) y está definida como $L=m+1$. La tasa de codificación del código FEC está representada por la relación k/n . Para el caso en el que la tasa de codificación es diferente de $1/n$ (dos o más bits ingresan en paralelo al codificador) m toma la forma de vector, en donde cada una de sus componentes representa el numero de registros de desplazamiento en cada uno de los caminos del codificador; por tal razón los codificadores con tasa de codificación k/n con k diferente de cero y uno, contienen k numero de longitudes de restricción de tamaño L , las cuales corresponden a cada una de las entradas en paralelo al codificador.

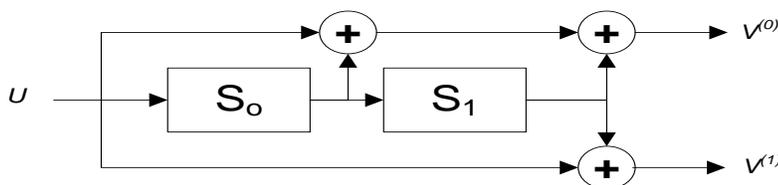


Figura 1.1 Diagrama de un Codificador Convolutivo de Tasa 1/2.

Tabla 1.1 Bits de Entrada, Transición de Estados y Bits de Salida del Codificador.

Estado Inicial $s_0[i] s_1[i]$	Información $u[i]$	Estado Final $s_0[i+1]s_1[i+1]$	Salida $v_{(0)}[i]v_{(1)}[i]$
00	0	00	00
00	1	10	11
01	0	00	11
01	1	10	00
10	0	01	10
10	1	11	01
11	0	01	01
11	1	11	10

La figura 1.1 representa un codificador con tasa de codificación $\frac{1}{2}$ ya que por cada bit de entrada representado con la letra u se obtienen dos bits de salida representados con la letra v . El valor de m o numero de registros de desplazamiento es 2, y teniendo en cuenta que la longitud de restricción “L” está dada por $L=m+1$, la longitud de restricción del código es 3, por tal razón este codificador se puede definir como $(2, 1, 3)$, según la representación (n, k, L) . Para efectos de explicar el funcionamiento de los códigos convolucionales la notación (n, k, L) , será utilizada a través de todo el documento.

⁶ Longitud de restricción: número de bits que interviene en la generación de cada bit codificado, está determinado como el número de registros de cada camino más uno.

Matemáticamente, sea \mathbf{u} el vector que indica los valores binarios que ingresan al codificador, y \mathbf{v} el vector que contiene las salidas del mismo. El valor de L es la cantidad de valores de \mathbf{u} ($u[i], u[i-1], \dots, u[i-m]$), que afectan al valor de \mathbf{v} ($v[i]$), para un tiempo i . Esto se evidencia en la tabla 1.1 donde se muestra los estados presentes y finales y por consiguiente se puede deducir los estados pasados de los registros de desplazamiento para cada uno de los bits de salida del codificador de la figura 1.1.

Comúnmente los valores de k y n están entre 1 y 8 y los valores más usuales de m se encuentran entre 2 y 10, es por ello que las tasas de codificación más comunes están entre $1/8$ y $7/8$, aunque en aplicaciones especiales como en comunicaciones espaciales se ha llegado a usar relaciones de hasta $1/100$ (100 bits de salida por cada bit de entrada). Evidentemente entre más bits de redundancia sean agregados, mayor es la posibilidad de corregir los errores que se presenten en recepción, pero por otra parte los bits de redundancia afectan negativamente la eficiencia espectral[4].

1.1.2 Polinomios Generadores de los Códigos Convolucionales

Cada una de las salidas de un codificador convolucional puede ser representada por un polinomio llamado polinomio generador, el cual se obtiene mediante la respuesta al impulso⁷ generada por cada una de las salidas o sumadores del codificador. Por lo tanto, el polinomio generador es la representación de cada uno de los registros de desplazamiento y/o las entradas que intervienen en la generación de cada uno de los bits de salida.

Para el caso específico del codificador de la figura 1.1, en cada bit $V^{(0)}$ que se obtiene del codificador, intervienen tanto la entrada como los dos registros de desplazamiento, y cada bit de la salida $V^{(1)}$ es generado por la entrada y por el registro de desplazamiento S_1 . Esto es posible escribirlo en forma de polinomio (la cual es la respuesta al impulso de cada una de las salidas) como se muestra en las ecuaciones 1.2 y 1.3

$$g_0 = 1 + D + D^2 \quad (1.2)$$

$$g_1 = 1 + D^2$$

Si se toman solo los coeficientes, los polinomios se escriben como se muestra en las ecuaciones 1.3.

$$g_0 = (1, 1, 1) \quad (1.3)$$

$$g_1 = (1, 0, 1)$$

⁷ El impulso es la secuencia de entrada $\{1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \dots\}$ y debe tener una longitud igual a la longitud de restricción del camino.

En general cuando se refiere a códigos convolucionales, los polinomios generadores se expresan como $G = (g_0, \dots, g_n)$, en donde cada una de las componentes del vector es la respuesta al impulso o polinomio generador de cada una de las salidas del codificador. De esta forma si la tasa de codificación deja de ser $1/n$ para ser k/n , los polinomios generadores dejan de ser un vector y pasan a conformar una matriz llamada matriz generadora de dimensión $(k \times n)$, en donde las entradas en paralelo al codificador forman cada una de las filas y las salidas son las columnas de la matriz.

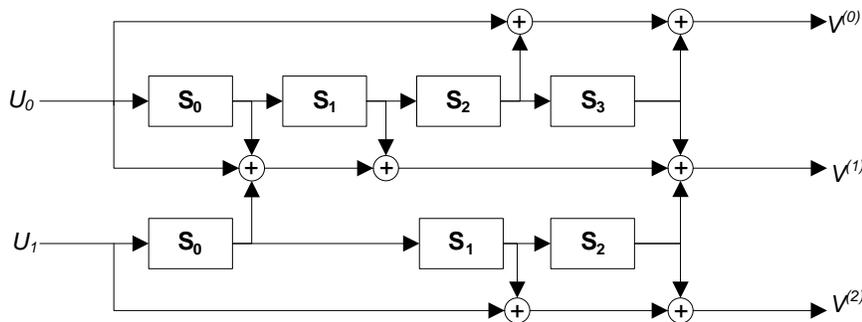


Figura 1.2 Diagrama de un Codificador (3, 2, [5 4]).

La figura 1.2 muestra el diagrama de un codificador convolucional con tasa de codificación igual a $2/3$, y longitudes de restricción [5 4]. Cabe resaltar que el codificador de la figura 1.2, al tener dos entradas en paralelo cuenta con dos longitudes de restricción (una por cada entrada). Los polinomios generadores que representan al codificador se muestran en una matriz de 2 filas y 3 columnas como se muestra en la ecuación 1.4 y 1.5.

$$G = \begin{bmatrix} (1, 0, 0, 1, 1) & (1, 1, 1, 0, 1) & (0) \\ (0) & (1, 0, 1) & (1, 0, 1, 1) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$G = \begin{bmatrix} 23 & 35 & 0 \\ 0 & 5 & 13 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La primera fila de las matrices 1.4 y 1.5 representa la contribución de la entrada $u^{(0)}$ a la salida $v^{(0)}$, $v^{(1)}$ y $v^{(2)}$ y la segunda fila indica la contribución de $u^{(1)}$ a las mismas salidas del codificador convolucional.

1.1.3 Códigos Perforados

Anteriormente se mostró la forma de obtener códigos convolucionales de tasa de codificación diferente a $1/n$, a partir de codificadores desarrollados específicamente para tal proceso. Sin embargo, existe otro método que utiliza códigos madre para generar códigos convolucionales con tasa de codificación k/n , siendo k diferente de 0 ó 1. Los códigos madre, son aquellos códigos convolucionales en los cuales la entrada en paralelo

al codificador es de un solo bit, o sea los codificadores de tasa de codificación $1/n$. Estos códigos son denominados códigos madre, ya que partir de ellos se puede generar códigos de tasa k/n en donde k puede ser cualquier valor diferente de cero y uno y menor que n por medio de un método llamado perforación (*puncturing*).

Los códigos perforados son aquellos códigos convolucionales generados a partir de dos o más códigos madre. Para ello se toman dos o más codificadores madre y se colocan en paralelo, de modo que la entrada al codificador son vectores de k componentes, en donde cada una de las k componentes ingresa a cada uno de los codificadores. El vector de salida de los codificadores tiene una dimensión $n+x$, donde n son los bits de codificación requeridos y x los bits que deben ser eliminados. Por lo tanto se hace necesario eliminar algunos de los bits de la salida del codificador representados como x para obtener la tasa de codificación deseada k/n . En el lado del receptor nuevos bits son colocados nuevamente en las posiciones adecuadas antes de la decodificación, sin que esto afecte la métrica[4].

Tabla 1.2 Matrices de Perforación para Diferentes Tasas de Codificación.

Tasa de Código	Matriz de Perforación
2/3	1 0 1 1
3/4	1 0 1 1 1 0
5/6	1 0 1 0 1 1 1 0 1 0
7/8	1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 1 0

Para realizar la perforación del código convolucional, el codificador debe hacer uso de una matriz, llamada matriz de perforación. Por medio de esta matriz se determina el bit o los bits que se deben eliminar para obtener la tasa de codificación k/n deseada. La misma matriz debe ser usada nuevamente en el receptor para colocar bits en las posiciones que ocupaban los bits eliminados. La tabla 1.2 muestra algunas de las matrices usadas para obtener códigos convolucionales perforados (*puncturing*).

Este tipo de codificadores son muy utilizados por su amplia versatilidad y fácil modificación, ya que a partir de ciertos codificadores madre se puede obtener la tasa de codificación (k/n) deseada. Muchos de los codificadores de este tipo, llevan consigo software de gestión, el cual permite de forma automática cambiar la tasa de codificación cuando el canal o las condiciones de propagación así lo requieran.

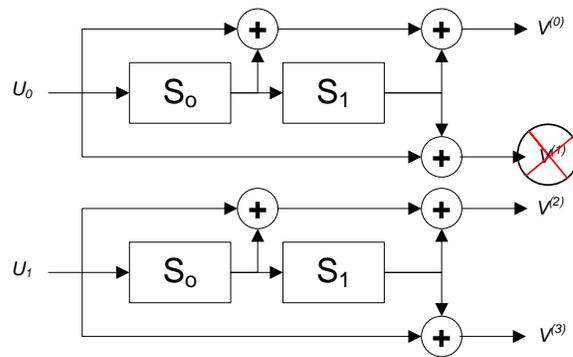


Figura 1.3 Código Convolutacional (3,2,3) Generado por Medio de Perforación.

En la figura 1.3 se tienen dos codificadores madre, cada uno con FEC de $\frac{1}{2}$, con los cuales y gracias al proceso de perforación, se genera un codificador con tasa $\frac{2}{3}$. Este proceso se logra, eliminando el segundo bit del primer codificador y de esta forma cumplir con la matriz de la tabla 1.2 para una tasa de codificación de $\frac{2}{3}$.

1.1.4 Polinomios Generadores

Los polinomios generadores son los elementos más importantes cuando se va a definir la estructura del codificador. Sin embargo se debe tener en cuenta que no cualquier polinomio puede ser escogido para tal fin, ya que no todos ellos tienen buenas propiedades para detección y corrección de errores, además de que pueden generar más errores de los existentes. La elección de los polinomios generadores no es fácil ya que no existen métodos matemáticos establecidos o elementos teóricos para este fin. Por lo tanto, se requiere hacer uso métodos prácticos para verificar la eficiencia de dichos polinomios.

Algunos polinomios generadores adecuados para diferentes longitudes de restricción con una tasa de codificación de $\frac{1}{2}$ se presentan en la tabla 1.3

Tabla 1.3 Polinomios Generadores para Tasa de Codificación de $\frac{1}{2}$.

Longitud de Restricción	g_0	g_1
3	110	111
4	1101	1110
5	11010	11101
6	110101	111011
7	110101	110101
8	110111	1110011
9	110111	111001101
10	110111001	1110011001

Es necesario tener en cuenta que los polinomios para tasa de codificación de 1/2 que se presentan en la tabla 1.3, no son los únicos que tienen un buen desempeño. Por ejemplo, la Administración Nacional de Aeronáutica y del Espacio (NASA, *National Aeronautics and Space Administration*) ha definido los polinomios (171, 133)⁸ como polinomios estándar, para codificadores convolucionales de tasa 1/2 y longitud de restricción de 7.

En la figura 1.4 se muestran las curvas teóricas de desempeño para un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional con FEC de 1/2 como codificación de canal, modulación FSK con demodulación coherente⁹ y canal AWGN. Los polinomios generadores utilizados fueron: (171 133), (65 73), (35 32), (16 15) con longitudes de restricción 7, 6, 5, 4 respectivamente. Este proceso se realiza con el fin de observar la importancia que tiene la longitud de restricción en el desempeño de los códigos convolucionales y por lo tanto del sistema de comunicación en general. En la figura 1.4 se observa que a mayor longitud de restricción mejor es el desempeño de los códigos convolucionales, permitiéndole al sistema lograr una mayor eficiencia y una mayor capacidad de detección y corrección de errores para niveles bajos de potencia de señal.

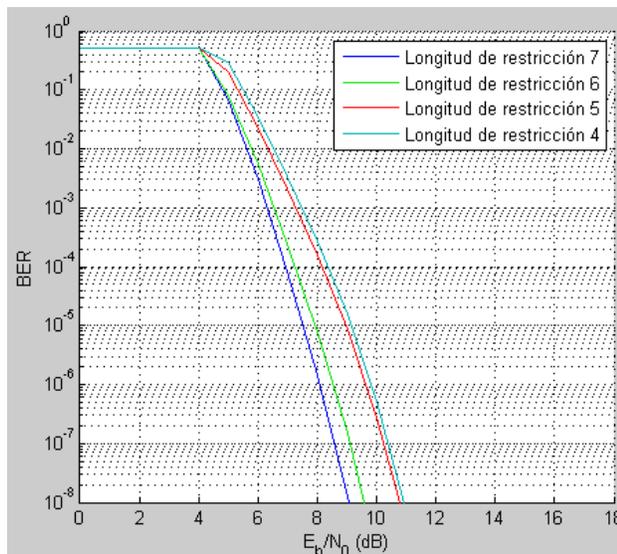


Figura 1.4 Curvas Teóricas de Desempeño de Códigos Convolucionales con Diferentes Longitudes de Restricción.

En conclusión, hasta ahora se ha determinado que existen dos factores importantes en el desempeño de los códigos convolucionales: el primero es la tasa de codificación o

⁸ Polinomios generadores del código convolucional estándar en representación octal.

⁹ Demodulación coherente: Es una característica de la demodulación la cual recupera la señal de reloj de la portadora para el proceso de demodulación.

número de bits de redundancia que se agreguen por cada bit del mensaje y el segundo es la longitud de restricción del código o número de registros de desplazamiento.

1.2 DIAGRAMAS DE REPRESENTACIÓN DE LOS CÓDIGOS CONVOLUCIONALES

Los codificadores convolucionales se pueden representar gráficamente de muchas formas, cada una de ellas muestra el funcionamiento interno del codificador convolucional. Las representaciones que mayor aceptación han tenido son: el diagrama de árbol, el diagrama de estados y el diagrama de enrejado o diagrama de trellis, debido a que son las que mejor simbolizan su funcionamiento. A continuación se muestran cada uno de los diagramas con que se representan los codificadores convolucionales con el fin de identificar su funcionamiento, sus diferencias, ventajas y desventajas tomando como ejemplo el codificador de la figura 1.1.

1.2.1 Diagrama del Árbol

En la figura 1.5 se observa el diagrama del árbol para el codificador de la figura 1.1. Cada rama del árbol representa una entrada equivalente a un bit, las ramas superiores simbolizan la salida cuando la entrada es cero, de igual forma las ramas inferiores simbolizan la salida cuando la entrada es uno.

Una ruta de acceso específica en el árbol se traza de izquierda a derecha, de conformidad con la entrada (mensaje de entrada). El mensaje codificado se obtiene de la lectura de los bits ubicados en la parte superior de cada una de las ramas. Si por ejemplo, el mensaje que ingresa al codificador es (1001100), la secuencia o mensaje de salida del codificador obtenida mediante el diagrama del árbol de la figura 1.5, es (11, 10, 11, 11, 01, 01, 11).

En la figura 1.5 se puede observar que la secuencia se vuelve repetitiva después del cuarto nivel o de las primeras cuatro ramas generando la misma secuencia de código a la salida. Esto se debe a que el codificador tiene dos registros de desplazamiento o *flip flops* lo que indica que la longitud de restricción es tres y por lo tanto a partir del tercer bit del mensaje que ingresa al codificador, la secuencia a la salida es la misma, ya que el primer bit que ingreso al codificador se ha desplazado a través de todos los registros llegando a la salida. De esta forma a partir del quinto nivel del diagrama, cada uno de los brazos es etiquetado y unido al brazo o rama anterior, este proceso está representado en el diagrama por las letras {a, b, c, d} ubicadas en las dos últimas ramas[5].

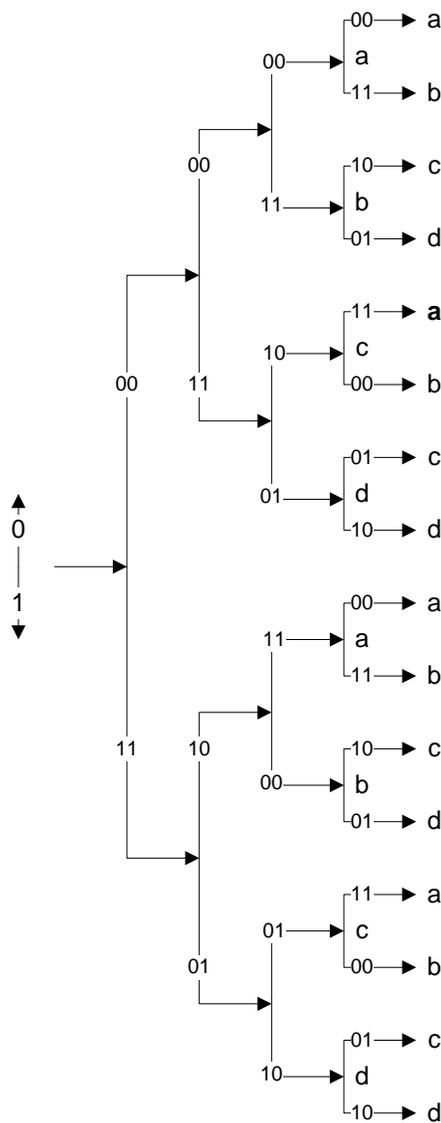


Figura 1.5 Diagrama de Árbol del Codificador (2, 1, 3).

1.2.2 Diagrama de Estados

El diagrama de estados es otra de las formas de representación del codificador convolucional con el que puede obtener la secuencia de mensaje codificada al igual con el diagrama del árbol. Este diagrama está compuesto de nodos y ramas o flechas que indican cada uno de los posibles estados del codificador. Cada uno de los nodos representa un estado en el codificador, el cual está definido por el valor contenido en los registros de desplazamiento. Los nodos son interconectados por medio de líneas que representan los cambios de estado de los registros de desplazamiento, generados por los bits que ingresan al sistema. Debido a que los bits de entrada al codificador pueden tener

valores de cero o uno los cambios de estado de los registros de desplazamiento son diferentes para cada una de las entradas, por lo tanto cada uno de estos cambios debe ser representado de forma diferente.

La tabla 1.4 muestra los valores de los nodos del diagrama de estados de la figura 1.6, el cual representa el codificador de la figura 1.1. En el diagrama de estados la entrada cero se representa con una línea sólida, y si la entrada es 1 se representa con una línea punteada. Al lado de cada una de las líneas en el diagrama se muestra la salida del codificador generada por el bit de entrada y los cambios generados en los registros de desplazamiento. Evidentemente la forma de representación del codificador no modifica el resultado, por lo tanto para mensajes de entrada iguales el código de salida es igual, independientemente si se utiliza el diagrama de estados, diagrama del árbol o el diagrama de enrejado. Cabe resaltar que la notación que se usa en el diagrama es decisión del diseñador.

Tabla 1.4 Estados para el Codificador Convolutional.

Estado	Descripción binaria
a	00
b	10
c	01
d	11

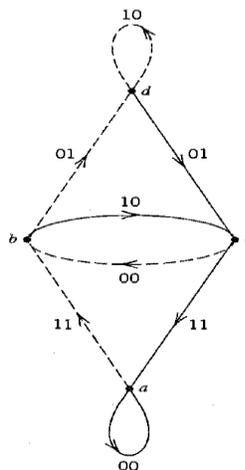


Figura 1.6 Diagrama de Estados del Codificador (2, 1, 3).

Para cualquiera que sea la representación del codificador, se debe tener en cuenta que tanto el estado inicial como el estado final deben ser cero, por lo tanto, para cualquier secuencia que ingrese en el diagrama de estados del codificador de la figura 1.1 tanto el nodo inicial como el nodo final debe ser el nodo **a** [5].

1.2.3 Diagrama de Enrejado

El diagrama de enrejado o también llamado diagrama de Trellis es más instructivo que un diagrama de árbol o un diagrama de estados, ya que en este se pone de manifiesto en forma explícita el hecho de que un codificador convolucional puede ser representado por una máquina de estados finitos¹⁰. Además esta representación resalta claramente al tiempo como variable, lo cual indica los cambios producidos por el codificador cada vez que un nuevo bit del mensaje original ingresa al sistema. Además el diagrama de enrejado es útil tanto para representar la codificación como la decodificación de los códigos convolucionales.

El diagrama de Trellis es un diagrama en forma de enrejado, en el que se coloca en cada nivel del enrejado, los posibles valores que pueden tomar los registros de desplazamiento del codificador, que son los mismos nodos del diagrama de estados. Cada uno de los nodos del nivel i está unido a dos nodos del nivel $i+1$, así solo los primeros niveles correspondientes al valor de la longitud de restricción serán distintos entre sí, ya que los estados que pueden tomar los registros de desplazamiento en un nivel j donde $j > L$ son los mismos valores que puede tomar en el nivel $j+n$ donde L es la longitud de restricción y n cualquier valor entero menor que la longitud del código. El número de niveles que conforman el diagrama de enrejado está dado por la longitud del mensaje de entrada y la longitud de restricción del código. Sea I la longitud del mensaje y L la longitud de restricción del código, el número de niveles del diagramas será $L+I$ [5].

La notación que se usa sobre cada una de las líneas que unen los nodos para mostrar tanto los valores de entrada como de salida del codificador, esta expresada en forma de fraccionario, en donde el numerador indica el valor de entrada y el denominador el valor de salida del mismo. Se debe tener en cuenta que esta no es la única notación, pero si la más usada y por lo tanto la que se trabajará en el desarrollo del trabajo de grado.

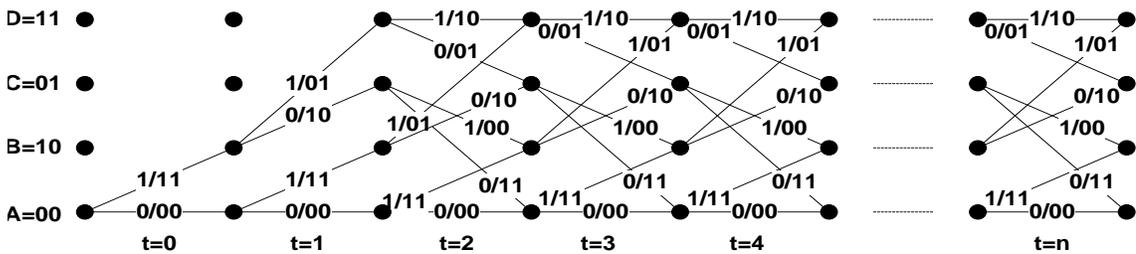


Figura 1.7 Diagrama de Enrejado para el Codificador (2, 1, 3).

¹⁰ Máquina de estados finitos: Modelo de comportamiento compuesto por un número finito de estado (Número de nodos).

En la figura 1.7 se muestra el diagrama de enrejado para el codificador (2, 1, 3) de la figura 1.1.

En la figura 1.8 correspondiente al diagrama de enrejado del codificador de la figura 1.1, se señala la trayectoria que debe seguir la secuencia de entrada $u = \{1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\}$, para obtener el mensaje codificado $V = (11\ 10\ 11\ 11\ 01\ 01\ 11)$. El Codificador busca cada una de los numeradores según corresponde a la secuencia de entrada y toma los denominadores como secuencia codificada. En el receptor, el decodificador realiza el proceso inverso según el algoritmo de Viterbi, este proceso se explicará posteriormente.

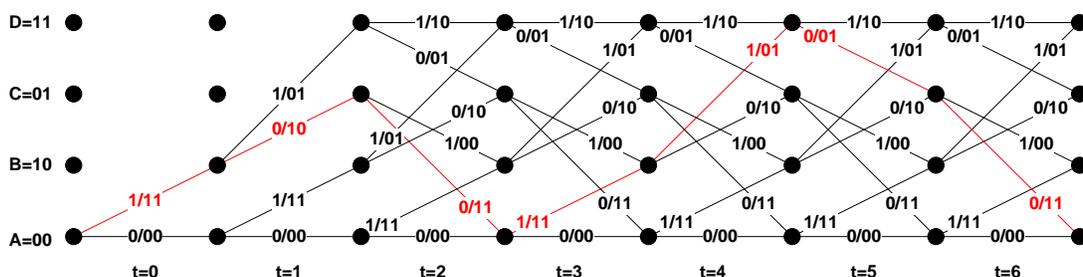


Figura 1.8 Diagrama de Trellis para la Secuencia de Código $u = \{1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\}$ Generado por el Codificador de la Figura 1.1.

1.3 CODIFICADORES CONVOLUCIONALES CATASTRÓFICOS

La escogencia en los polinomios generadores del código convolucional es algo muy importante, ya que existe una clase de codificadores o de códigos tan malos a los cuales se les ha llamado catastróficos. Un código convolucional es catastrófico si un número finito de errores producidos en el canal genera un número infinito de errores en la decodificación. Para reconocer si el código convolucional es catastrófico se hace uso del diagrama de estados del mismo. La tabla 1.4 muestra el valor de los nodos del diagrama de estados de la figura 1.9, la cual representa el codificador convolucional catastrófico de polinomios generadores (6 5) y longitud de restricción de 3, en el que la presencia de tres errores a la entrada del decodificador genera infinitos errores a la salida del mismo, como se muestra a continuación. Sea $u = (0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ \dots)$ la secuencia de entrada al codificador $v = (00\ 00\ 00\ 00\ 00\ 00\ 00\ \dots)$ la salida del mismo. Si en el canal de comunicaciones ocurren 3 errores y la secuencia de entrada al decodificador es $v' = (11\ 01\ 00\ 00\ 00\ \dots)$, la salida del decodificador sería $m' = (1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ \dots)$. Es decir, sólo un número finito de errores de bits se introdujeron en el canal, pero el decodificador convolucional convirtió un número limitado de errores en un número infinito de errores.

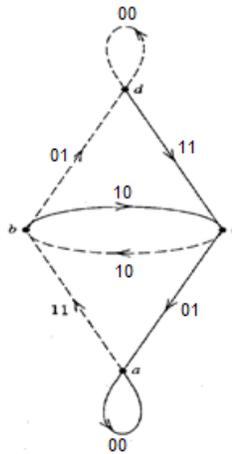


Figura 1.9. Diagrama de Estados de un Código Convolutivo Catastrófico

Un código convolutivo catastrófico es aquel que corresponde a una secuencia de todos ceros o todos unos a la salida cuando la secuencia de entrada es distinta de ceros o unos respectivamente. Otra forma de comprobar si el código convolutivo es catastrófico es por medio de la función de transferencia. Si la función de transferencia es divergente el código es catalogado como código convolutivo catastrófico[6].

1.4 DECODIFICACIÓN DE CÓDIGOS CONVOLUCIONALES

Después de haber estudiado el codificador convolutivo tanto en su constitución como su forma de operación y las diferentes maneras que existen para representarlo, es importante definir algunos conceptos antes de mostrar la forma que opera el algoritmo de Viterbi para realizar la decodificación.

1.4.1 Concepto Básico de la Corrección de Errores

Un mensaje de tres bits es codificado por medio de un codificador convolutivo a una tasa de $\frac{1}{2}$, lo cual hace que la secuencia o mensaje de salida esté compuesto por seis bits. Los posibles mensajes de entrada del codificador solo pueden ser ocho, dado por 2^3 , así los mensajes de salida del codificador deben ser solo ocho, cada uno compuesto por 6 bits según la tasa de codificación. Debido a diferentes factores como Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) ruido impulsivo o multitrayectoria entre otros, uno o más de los bits de la secuencia codificada puede ser modificado, y por lo tanto en recepción se puede obtener cualquiera de las 64 posibles combinaciones generadas por 6 bits. Así, la tarea del decodificador es determinar la secuencia enviada a partir de la secuencia recibida, y de esta forma el mensaje original[7].

Tabla 1.5 Errores Generados según la Palabra de Código Obtenida en Recepción.

Entrada	Secuencia de código valida	Secuencia recibida	Numero de bits que concuerdan
000	000000	111100	2
001	000011	111100	0
010	001111	111100	2
011	001100	111100	4
100	111110	111100	5
101	111101	111100	5
110	110001	111100	3
111	110010	111100	3

En la tabla 1.5 se muestra una secuencia de bits de mensaje, donde la secuencia recibida no corresponde a ninguno de los 6 códigos que admite el decodificador, por lo tanto su tarea es determinar a cual código valido corresponde el mensaje recibido.

Si la secuencia recibida es 111100 evidentemente no es ninguna de las 8 posibles secuencias de la tabla 1.5. Para determinar cuál fue la secuencia de entrada al codificador o mensaje original, se debe estudiar primero el concepto de máxima-verosimilitud y distancia mínima, antes de abordar el algoritmo de Viterbi.

Sea \mathbf{m} el vector del mensaje original, \mathbf{c} el vector mensaje codificado a la salida del codificador convolucional que es transmitido a través del canal, \mathbf{r} el vector recibido el cual puede diferir del mensaje transmitido \mathbf{c} . A partir del vector recibido \mathbf{r} , se requiere que el decodificador realice una estimación del vector \mathbf{m}' que corresponde al mensaje. Teniendo en cuenta que existe una correspondencia uno a uno entre el vector de mensaje \mathbf{m} y el vector de código \mathbf{c} , es posible obtener el vector \mathbf{m}' a partir del vector de código \mathbf{c}' el cual es obtenido a partir de \mathbf{r} . Para el caso en el que $\mathbf{c}'=\mathbf{c}$ se obtiene que $\mathbf{m}'=\mathbf{m}$ y por lo tanto el mensaje recibido es el mismo que se ingreso al codificador; $\mathbf{m}'\neq\mathbf{m}$ si y solo si $\mathbf{c}'\neq\mathbf{c}$ debido a un error en la estimación de \mathbf{c}' a partir del vector de código recibido \mathbf{r} . La regla de decodificación será optima en la estimación de \mathbf{c}' dado \mathbf{r} , si se minimiza la probabilidad de error. Es posible establecer que para mensajes igualmente probables, la probabilidad de error se minimiza, si la estimación de \mathbf{c}' se elige de manera que se maximice la función de máxima verosimilitud logarítmica. Sea $p(\mathbf{r}/\mathbf{c})$, la probabilidad condicional de recibir \mathbf{r} dado que se envió \mathbf{c} . La función de verosimilitud logarítmica es igual a $\log p(\mathbf{r}/\mathbf{c})$. El decodificador de máxima verosimilitud o regla de decisión se describe a continuación.

Elijase \mathbf{c}' para la cual la función de máxima verosimilitud logarítmica $\log p(\mathbf{r}/\mathbf{c})$, sea máxima.

Considerando un canal simétrico binario, en donde tanto el vector *enviado* \mathbf{c} como el vector recibido \mathbf{r} son de igual tamaño, igual a N . Naturalmente los vectores \mathbf{c} y \mathbf{r} pueden diferir por errores generados en el canal.

Sean c_i y r_i los elementos i -ésimos de los vectores \mathbf{c} y \mathbf{r} , entonces se tiene en la ecuación 1.6. La probabilidad condicional de recibir \mathbf{r} dado que se transmitió \mathbf{c} .

$$p(\mathbf{r}/\mathbf{c}) = \prod_{i=1}^N p(r_i/c_i) \quad (1.6)$$

De forma análoga, la función de verosimilitud logarítmica está dada por la ecuación 1.7.

$$\log p(\mathbf{r}/\mathbf{c}) = \sum_{i=1}^N \log p(r_i/c_i) \quad (1.7)$$

Si se considera que la probabilidad de transición $p(r_i/c_i)$ se define como en la ecuación 1.8.

$$p(r_i/c_i) = \begin{cases} p, & \text{si } r_i \neq c_i \\ 1 - p, & \text{si } r_i = c_i \end{cases} \quad (1.8)$$

Si el vector \mathbf{r} difiere del vector \mathbf{c} en d posiciones, esta diferencia se denomina distancia Hamming, por lo tanto es posible definir la función de verosimilitud teniendo en cuenta la distancia Hamming, como aparece en la ecuaciones 1.9 y 1.10.

$$\log p(\mathbf{r}/\mathbf{c}) = d \log p + (N - d) \log(1 - p) \quad (1.9)$$

$$\log p(\mathbf{r}/\mathbf{c}) = d \log \left(\frac{p}{1-p} \right) + N \log(1 - p) \quad (1.10)$$

Por tal razón se puede concluir que la probabilidad de que ocurra un error es suficientemente baja, dado que $p < 1/2$. Se debe tener en cuenta que $N \log(1-p)$ es una constante para todo \mathbf{c} . De esta forma es posible redefinir la regla de decodificación de máxima verosimilitud, para el canal simétrico binario de la siguiente manera: Se debe elegir el vector \mathbf{c}' que minimice la distancia Hamming entre el vector transmitido \mathbf{c} y el vector recibido \mathbf{r} [5].

De esta forma el decodificador de máxima verosimilitud para un canal simétrico binario se reduce a un decodificador de distancia mínima. En un decodificador de este tipo el vector recibido \mathbf{r} es comparado con cada posible vector transmitido \mathbf{c} y el más próximo es elegido como el vector de código transmitido correcto.

Como ejemplo, la probabilidad de recibir \mathbf{r} dado que se transmitió \mathbf{c} , si d es igual a 2, $p=1/4$ y $N=10$ es de $6.257 \cdot 10^{-3}$.

1.4.2 Decodificación de Códigos Convolucionales Usando Decisión Dura y Decisión Suave

El decodificador de Viterbi opera de dos formas denominadas decisión dura (*Hard Decision*) y decisión suave (*Soft Decision*). La diferencia radica en la cuantificación de la señal recibida y por lo tanto en el número de bits usados para tal propósito. El método de decisión dura solo utiliza un bit de cuantificación y por lo tanto la señal es forzada a elegir uno de estos dos valores binarios, sin tener en cuenta las condiciones del canal y por lo tanto la probabilidad de error en la elección del valor binario asignado al nivel de señal recibida. Esta técnica es útil cuando la señal es codificada con valores contrapuestos (ej. 0 codificado con $+1v$ y 1 codificado con $-1v$) sin embargo, cuando la señal en recepción toma valores cercanos a cero, el método de decisión dura no es el más indicado. El proceso de decodificación en el receptor cuando se aplica decisión dura se realiza mediante el uso de la distancia Hamming. La secuencia de información recibida es comparada bit a bit con cada una de las secuencias de código generadas por cada una de las trayectorias, con el fin de determinar la secuencia de código transmitida y así obtener el mensaje original.

La decisión suave hace uso de la distancia Euclidiana o distancia local como métrica. Estas decisiones son mucho más eficientes, pero con una mayor complejidad ya que utiliza varios bits de cuantificación. Al aumentar el número de bits de cuantificación aumenta el número de niveles de decisión, haciendo que el decodificador mejore su desempeño a medida que la señal toma valores cercanos a cero. El receptor analiza las características del canal para tomar una decisión acorde a la probabilidad de que el voltaje o señal recibida sea correcto. El cálculo de probabilidad se realiza sobre la base del conocimiento de las condiciones del canal de comunicación, de acuerdo a la función de distribución normal[8].

El diagrama de bloques de la figura 1.10 corresponde a un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional, modulación MSK y un modelo de canal AWGN, donde \mathbf{x} , representa la secuencia de código de entrada y \mathbf{c} , la secuencia resultado de la codificación convolucional del mensaje original, la cual es transmitida a través del canal AWGN. La salida del demodulador ingresa directamente al decodificador, si se requiere realizar una decodificación con decisión suave. Si lo que se desea es realizar decodificación usando el método de decisión dura, la señal pasa por un bloque intermedio que se encarga de cuantificar el valor de señal usando solo un bit de cuantificación, con el propósito de tener solo valores binarios en la entrada del decodificador.

En la práctica se ha comprobado que los decodificadores que utilizan decisión suave, pueden tener el mismo desempeño que los decodificadores de decisión dura, con una menor relación SNR (relación señal a ruido) (aproximadamente 2 dB). La mejora que se obtiene en el desempeño del código usando decisión suave, depende también del tipo de modulación que se use para la transmisión. Debido a que no se tiene un procedimiento

matemático para determinar la diferencia en el desempeño que se obtiene al usar decodificadores de decisión suave, se toma como referencia 2 dB aunque la diferencia puede ser mayor[7].

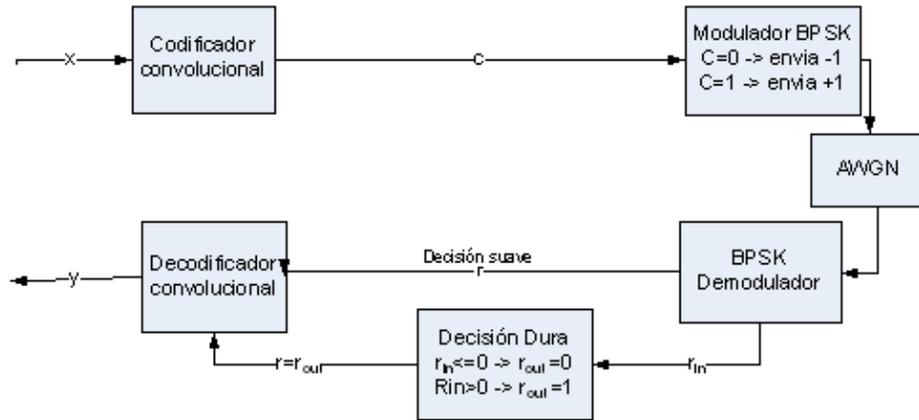


Figura 1.10 Decodificación Usando Decisión Dura y Decisión Suave[7].

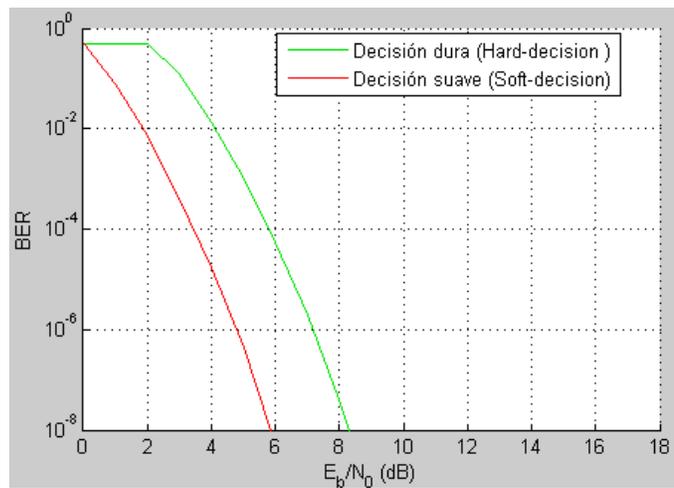


Figura 1.11 Curvas de Desempeño de un Decodificador Convolucional con Decisión Dura y Decisión Suave

La figura 1.11 muestra el desempeño de un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional a una tasa de codificación de $\frac{1}{2}$ con polinomio generador (171 133)¹¹, modulación FSK y un canal AWGN. En ella se presenta el desempeño del sistema

¹¹ Polinomio estándar definido por la NASA para códigos convolucionales de tasa $\frac{1}{2}$ y longitud de restricción 7.

de comunicación que utiliza un decodificador de Viterbi con decisión dura y decisión suave. En el diagrama se observa que al usar decodificación con decisión suave se obtiene aproximadamente el mismo desempeño con un requerimiento menor de relación señal a ruido en 2 dB que al usar decodificadores de decisión dura.

Obtener un desempeño igual del sistema de comunicación con decodificación suave para una relación de señal a ruido menor, genera en el sistema de comunicaciones un ahorro de energía importante, lo que será de gran utilidad en dispositivos que dependan de baterías o equipos de comunicaciones que se encuentren en lugares donde el acceso a la energía puede ser limitado y por lo tanto muy costoso. En la ecuación 1.13 se muestra el porcentaje de energía que requiere un sistema de comunicación al usar decisión suave a cambio de decisión dura.

$$SNR_{suave} = SNR_{dura} - 2dB \Rightarrow 10 \log \frac{P_{suave}}{P_n} = 10 \log \frac{P_{dura}}{P_n} - 2dB \quad (1.11)$$

$$\Rightarrow 10 \log \frac{P_{suave}}{P_{dura}} = -2dB \Leftrightarrow P_{suave} = 10^{-0.2} P_{dura} \quad (1.12)$$

$$\Rightarrow P_{suave} = 0.631 P_{dura} \quad (1.13)$$

Por lo tanto se puede concluir que el uso de decodificadores de decisión suave requiere el 63% de la potencia necesaria para obtener el mismo desempeño que con el uso de decodificadores de decisión dura.

1.4.3 El Algoritmo de Viterbi

El proceso de decodificación de códigos convolucionales se basa en la búsqueda del camino a través del diagrama de enrejado, que menor diste del mensaje recibido. Para ello se hace uso de algoritmo de Viterbi, el cual determina la mejor ruta evitando explorar todos los caminos, los cuales equivalen a 2^K , donde K es la longitud del código ya que esto sería computacionalmente muy costoso.

El algoritmo de Viterbi se basa en la búsqueda de la mejor ruta hacia atrás, de acuerdo a la distancia Hamming a partir de un determinado nodo, el cual determina la profundidad de rastreo o *traceback depth*, el nodo elegido como punto de partida es el que tiene la mejor ruta hasta el, por lo tanto, primero se busca la mejor ruta hasta cada uno de los nodos a través del diagrama de enrejado, luego el diagrama de enrejado se divide en bloques con longitud del valor del *traceback depth* dentro de los cuales se toman los últimos nodos con el mejor camino hasta él, el cual está identificado por la métrica acumulada y se regresa hasta el inicio del bloque que corresponde al final del bloque anterior a través de este camino, esto se observa en la figura 1.14[8].

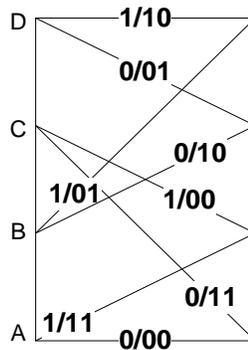


Figura 1.12 Parte Repetitiva del Diagrama de Enrejado.

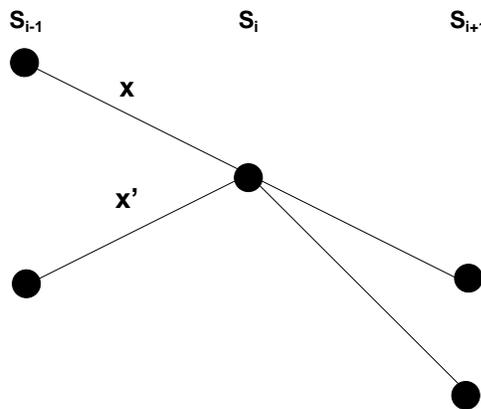


Figura 1.13 Dos Caminos Para Cada Nodo.

En la figura 1.12 se muestra la parte repetitiva del diagrama de enrejado del codificador de la figura 1.1 y en la figura 1.13 se aprecia que cada uno de los nodos tiene dos caminos para acceder a él, esto sucede para todos los códigos de tasa $1/k$. Por lo tanto se consideran dos palabras de código o símbolo \mathbf{x} y \mathbf{x}' las cuales corresponden a las dos rutas en el diagrama de enrejado que se unen en un cierto tiempo i en un estado \mathbf{S}_i tal como se muestra en la figura 1.13. Para determinar el proceso de decodificación de los códigos convolucionales por medio del algoritmo de Viterbi es necesario definir dos términos a los cuales se les llama *métrica de bifurcación* y *métrica acumulada*.

La métrica de bifurcación se nota como μ_i y está definida como la métrica entre el nodo \mathbf{S}_i y \mathbf{S}_{i-1} mas la métrica de menor valor de los caminos \mathbf{x} y \mathbf{x}' , que llegan a \mathbf{S}_{i-1} definida también como la menor métrica entre \mathbf{S}_{i-2} y \mathbf{S}_{i-1} . Este valor es calculado para todos los nodos del diagrama de enrejado que representan el codificador convolucional.

La métrica acumulada está definida como $\sum i$ y está determinada por el valor de la menor métrica de bifurcación de los caminos \mathbf{x} y \mathbf{x}' que llegan al nodo \mathbf{S}_i como se muestra en la ecuación 1.14[8].

$$\sum i = \sum_{j=1}^1 \mu_j \quad (1.14)$$

En la figura 1.14 se muestra la métrica de bifurcación para cada uno de las rutas y la métrica acumulada para los últimos nodos sobre el diagrama de enrejado para el codificador de la figura 1.1.

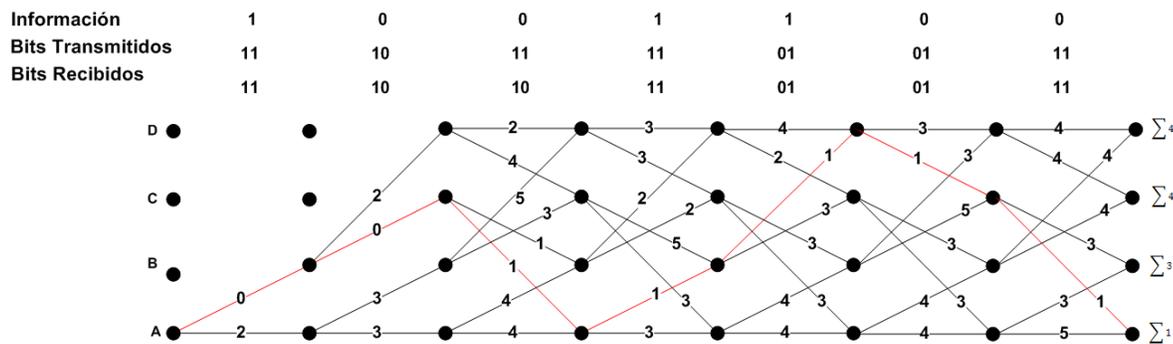


Figura 1.14 Métrica de Bifurcación y Acumulada Sobre el Diagrama de Enrejado.

En la figura 1.14 se muestra el diagrama de enrejado del codificador de la figura 1.1 sobre el cual se han colocado las métricas de bifurcación para todos los caminos y las métricas acumuladas para los últimos nodos, estas dependen del mensaje enviado y el mensaje recibido que para este caso en específico corresponden a {1 0 0 1 1 0 0} y {11 10 10 11 01 01 11} respectivamente. El mensaje enviado corresponde al ejemplo de la figura 1.8. A partir del diagrama de la figura 1.14 se obtiene la tabla de historial en la que se almacena el nodo anterior que genere la menor métrica de bifurcación y la cual es útil para determinar el código transmitido más probable, en el caso de que las dos trayectorias que ingresan al nodo tengan la misma métrica de bifurcación, se toma cualquiera de las trayectorias, para este ejemplo en específico se toma la trayectoria superior, esto se muestra a continuación en la Tabla 1.6.

Tabla 1.6 Historial para el Ejemplo de la Figura 1.14.

Historial de Trayectorias Para el ejemplo de la Figura 1.14								
	i=0	i=1	i=2	i=3	i=4	i=5	i=6	i=7
D			B	D	B	B	D	D
C			B	B	B	D	D	D
B		A	A	C	A	C	C	C
A		A	A	C	C	C	C	C

A partir de la tabla de historial, se determina el camino sobre el diagrama de enrejado que genera la secuencia decodificada, a este proceso se le llama rastreo de la ruta y se basa en una longitud de la ruta a la que se le llama profundidad de rastreo (*traceback depth*). Es evidente, que el valor definido como *traceback depth* debe ser menor o igual a la longitud del código, pero entre mayor sea este valor mejor será el desempeño de la codificación.

Para el caso del ejemplo de la figura 1.8 se toma un valor de *traceback depth* igual a la longitud del código, por lo tanto se empieza el rastreo en la última fila o los últimos nodos de la figura 1.14. En esta figura se busca el nodo con menor métrica acumulada y este será el punto de partida, que para la figura es el nodo **A**. Se observa en la tabla de historial (tabla 1.6) el nodo antecesor al nodo **A** con la menor métrica acumulada, por lo tanto, según la fila **A** columna **i=7**, se determina como nodo antecesor, el nodo **C**, ahora según la fila **C** columna **6**, el nodo anterior a este es el nodo **D**, de esta forma se continua hacia atrás sobre la tabla de historial hasta el punto de partida, para determinar la mejor ruta sobre el diagrama de enrejado la cual se muestra en la tabla 1.7.

Tabla 1.7 Tabla de trayectoria sobre el diagrama de enrejado de la figura 1.8.

Ruta Sobre el Diagrama de Enrejado							
i=1	i=2	i=3	i=4	i=5	i=6	i=7	i=8
A	B	C	A	B	D	C	A

Evidentemente la ruta establecida a través de la tabla de historial y que se muestra en la tabla 1.7 es la misma que se presenta en la figura 1.8, lo que demuestra que a pesar de que la secuencia recibida presentaba un error, este pudo ser corregido satisfactoriamente.

1.5 DESEMPEÑO DE UN CÓDIGO CONVOLUCIONAL

El desempeño de un código convolucional lo determinan dos características principales. La primera es el algoritmo de codificación utilizado, el cual está definido por la cantidad de registros de desplazamiento y el número de bits de redundancia que se agregan al mensaje original. La segunda corresponde a las propiedades de distancia del código, la cual está referida por la distancia mínima o la distancia Hamming mínima entre dos palabras de código o mensaje. Un código convolucional con distancia $d_{\text{mínima}}$ puede corregir x errores si y solo si $d_{\text{mínima}}$ es mayor que $2x$.

La distancia mínima puede obtenerse a partir de la función de transferencia del codificador convolucional, para lo cual es necesario modificar el diagrama de estados, haciendo que este tenga solo una entrada y una salida, y así obtener la relación matemática entrada/salida del codificador. Teniendo en cuenta que cualquiera que sea la secuencia de código, esta debe empezar y terminar en el estado cero-cero, es posible modificar el diagrama de estados y generar un diagrama de flujo de señal o diagrama de

estados modificado en donde se tome al nodo **a** como dos nodos a los que se les llama a_0 y a_1 , los cuales representan la entrada y la salida del diagrama de estados. Una grafica de flujo de señal consiste en nodos y ramas dirigidos y opera de la siguiente forma:

- Cada una de las ramas se multiplica por el nodo de salida de la rama.
- En cada uno de los nodos se suman los valores de las ramas entrantes.
- Las señales en los nodos se aplican a cada una de las ramas que salen de este.

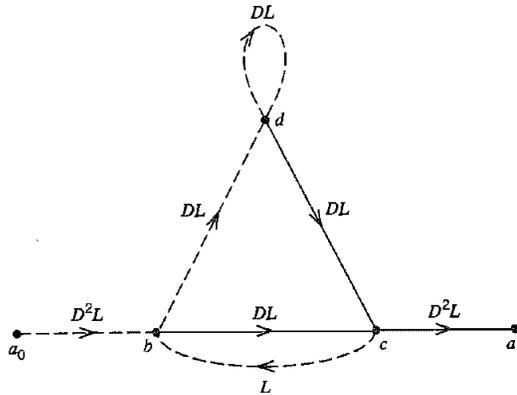


Figura 1.15 Diagrama de Estados Modificado para el Codificador de la Figura 1.1.

La figura 1.15 es el diagrama de estados modificado del diagrama de la figura 1.6 que representa el codificador de la figura 1.1, El valor de cada uno de los nodos se presenta en la tabla 1.4. En la figura 1.6 el nodo **a** que originalmente representaba el estado cero del codificador (todos los registros en cero), se ha modificado de tal forma que se han generado dos nodos (a_0 y a_1) los cuales representan la entrada y salida del sistema. Los exponentes de cada una de las ramas de la figura 1.15 describen el peso Hamming a la salida del codificador correspondiente a esa rama. El exponente de L tiene el valor de uno, debido a que la longitud de cada rama es siempre uno. Para obtener la función de transferencia del diagrama de estados modificado del codificador de la figura 1.1 es necesario determinar las ecuaciones que establecen la relación entrada salida de cada nodo. Estas se presentan a continuación en las ecuaciones 1.15 a 1.18[5].

$$b = D^2La_0 + L \tag{1.15}$$

$$c = DLb + DLd \tag{1.16}$$

$$d = DLb + DLd \tag{1.17}$$

$$a_1 = D^2Lc \tag{1.18}$$

Al resolver estas ecuaciones con respecto a la relación $\frac{a^1}{a^0}$, se obtiene la función de transferencia del diagrama de estados modificado para el codificador de la figura 1.1 con respecto a D y L, (T(D,L)) como se muestra en las ecuaciones 1.19 y 1.20.

$$T(D, L) = \frac{D^5 L^3}{1 - DL(1+L)} \quad (1.19)$$

$$T(D, L) = D^5 L^3 * \frac{1}{(1 - DL(1+L))^1} \quad (1.20)$$

Usando la expansión binomial¹², es posible definir la función de transferencia de la forma que aparece en la ecuación 1.21.

$$T(D, L) = D^5 L^3 \sum_{i=1}^{\infty} (DL(1+L))^i \quad (1.21)$$

Asumiendo L=1 se obtiene la función de transferencia de la distancia expresada en forma de serie de potencias, tal como aparece en la ecuación 1.22.

$$T(D, 1) = D^5 + 2D^6 + 4D^7 + \dots \quad (1.22)$$

La función distancia T(D,1) enumera las palabras código que están a una distancia de separación determinada. Dado que la distancia Hamming es la distancia mínima o libre entre dos palabras de código, que para este caso corresponde a dos vectores de código binario, se puede concluir que el exponente del primer término de la función de transferencia expresada en forma de series de potencia es la distancia mínima del código. Por lo tanto el código convolucional generado por el codificador de la figura 1.1 tiene una distancia mínima $d_{\text{mínima}} = 5$. Retomando la expresión en la que se plantea que un código convolucional puede corregir x errores si y solo si $d_{\text{mínima}}$ es mayor o igual a $2x$, se concluye que el código generado por el codificador convolucional de la figura 1.1 tiene la capacidad de corregir hasta 2 errores en la secuencia recibida.

La función de transferencia T(D,1) de un código convolucional también puede ser útil para verificar si el código es catastrófico. Para que el código convolucional sea no catastrófico debe cumplirse que la función de transferencia del código convolucional expresada en términos de sumatoria sea una sumatoria convergente; una forma de garantizar que el código convolucional es no catastrófico es hacer que este sea un código sistemático, así se garantiza que la sumatoria es convergente y por tal razón el código es no catastrófico. Un código convolucional es sistemático si en una de las ramas de salida se presentan los datos de entrada sin modificar. En la figura 1.16 se muestra el diagrama de un codificador convolucional sistemático de tasa de codificación $\frac{1}{2}$ y longitud de restricción 4 [5].

¹² Expansión binomial general. $\frac{1}{(1+x)^k} = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{k+i-1}{i} x^i$

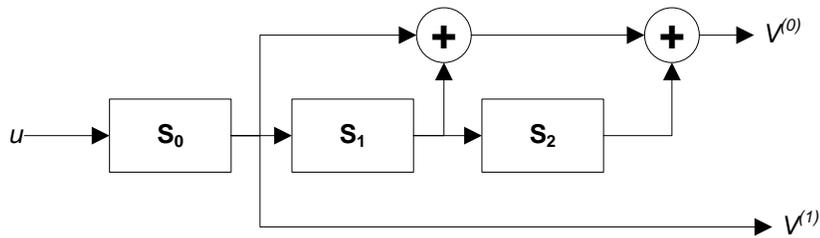


Figura 1.16 Codificador Convolutivo Sistemático (2,1,4).

En la tabla 1.8 se presentan algunos datos sobre la máxima distancia mínima alcanzable en códigos convolucionales sistemáticos, para códigos sistemáticos con tasa de codificación $\frac{1}{2}$.

Tabla 1.8 Máxima Distancia Mínima Alcanzable en Códigos Convolucionales.

Longitud de Restricción	Código Sistemático	Códigos No Sistemático
2	3	3
3	4	5
4	4	6
5	5	7
6	6	8
7	6	10
8	7	10

1.6 LOS CÓDIGOS CONVOLUCIONALES FRENTE A LOS CÓDIGOS BLOQUE

Para la elección, entre los códigos convolucionales y los códigos bloque además de la eficiencia (capacidad de corrección de errores que permite un código al agregar cierta cantidad de bits de redundancia), es importante tener en cuenta las características del sistema que se desea implementar y el presupuesto con que se cuenta para tal fin.

Algunas de las ventajas que presentan los códigos bloque con respecto a los códigos convolucionales, se encuentran relacionadas con su estructura matemática, la que ha contribuido al desarrollo de algoritmos más eficientes para la decodificación de los códigos. Por otra parte los códigos bloque, especialmente los códigos de la familia Reed-Solomon son mucho más eficientes con respecto a los códigos convolucionales, cuando la información es transmitida en ráfagas. Entre las grandes desventajas que presentan los códigos bloque se encuentra la imposibilidad de implementar decodificadores con decisión suave, los cuales afectan en gran medida la cantidad de potencia que debe tener la señal con respecto al ruido (SNR), ya que puede estar por encima del 66 % por encima de la que requieren los códigos convolucionales, para obtener el mismo desempeño.

Los códigos convolucionales por su parte son altamente eficientes cuando la información es transmitida de forma continua a través de un canal Gaussiano. El uso de códigos convolucionales con decodificación Viterbi es una combinación muy eficiente, con la cual se logra un alto desempeño. La implementación de algoritmos de Viterbi con decisión suave, contribuye con una mejora sustancial en el desempeño y por lo tanto en el ahorro de energía. La gran desventaja que presentan los códigos convolucionales frente a los códigos bloque es su desempeño en los casos en que la información es transmitida en forma de ráfagas[11].

1.6.1 Desempeño de los Códigos Convolucionales frente a los Códigos Bloque

En la figura 1.17 se muestra el desempeño teórico de un sistema de comunicación que utiliza modulación FSK con demodulación coherente y codificación de canal tipo bloque o convolucional[1].

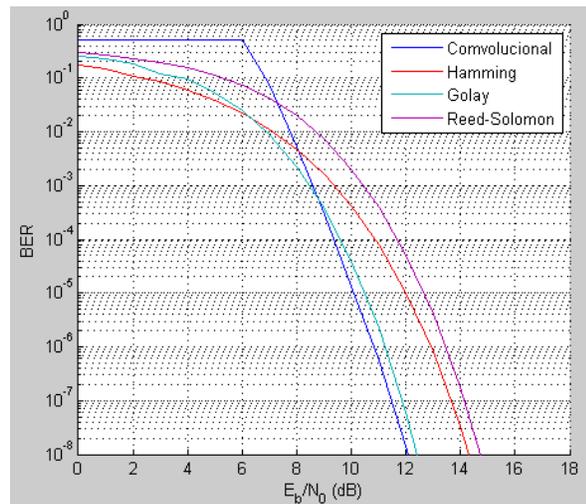


Figura 1.17 Curvas de Desempeño de Diferentes Códigos de Corrección de Errores.

El código convolucional es generado por la matriz $\begin{bmatrix} 23 & 35 & 0 \\ 0 & 5 & 13 \end{bmatrix}$, con longitudes de restricción $[5 \ 4]$ para cada una de las entradas, la cual genera una tasa de codificación de $2/3$. Los códigos bloque utilizados son Hamming, Golay y Reed-Solomon, con tasas de codificación $4/7$, $1/2$ y $4/7$ respectivamente. De estas relaciones se puede observar que al usar codificación Golay el 50% de los bits transmitidos son usados para detección y corrección de errores, y si se utiliza codificación Hamming o Reed-Solomon el 42.85% de los bits son usados para el mismo propósito. En el caso de la codificación convolucional solo el 33.33% de los bits transmitidos son de redundancia. Por esta razón, se puede concluir que al usar codificación convolucional el sistema de comunicación requiere un menor ancho de banda lo que implica una mayor eficiencia espectral para un determinado ancho de banda.

En la figura 1.17 se observa que a medida que aumenta la relación energía de bit a densidad espectral de potencia de ruido (E_b/N_0), los códigos convolucionales son los que brindan un mejor desempeño al sistema, ya que estos tienen la capacidad de corregir mayor cantidad de errores con menor requerimiento de potencia de la señal. Si se toma como punto de referencia una tasa de errores de bit de $1 \cdot 10^{-8}$, los códigos Reed-Solomon requieren una relación E_b/N_0 de aproximadamente 14.4 dB, los códigos Hamming de 14.2 dB, los códigos Golay de 12.2 dB y los códigos convolucionales de solo 12 dB.

Como se observa en la figura 1.17, para relaciones E_b/N_0 bajas, la mejora en el desempeño de los códigos convolucionales frente a los códigos bloque empieza a disminuir, tanto que para el caso específico en el que el sistema utilice modulación MSK, para relaciones E_b/N_0 menores a 8 dB, la codificación bloque tiene un mejor desempeño que los códigos convolucionales. En las siguientes relaciones se muestra la diferencia de las relaciones de potencia en términos de porcentaje[1].

$$SNR_{Conv} = SNR_{Reed} - 2.8 \text{ dB} \Rightarrow 10 \log \frac{P_{Conv}}{P_n} = 10 \log \frac{P_{Reed}}{P_n} - 2.8 \text{ dB} \quad (1.23)$$

$$10 \log \frac{P_{Conv}}{P_{Reed}} = -2.8 \text{ dB} \Rightarrow P_{Conv} = 10^{-0.28} P_{Reed} \quad (1.24)$$

$$P_{Conv} = 0.52 P_{Reed} \quad (1.25)$$

Usando una relación similar se obtiene la potencia de los códigos convolucionales con respecto a la potencia de los códigos Hamming y Golay para una tasa de errores de bit de $1 \cdot 10^{-8}$.

$$10 \log \frac{P_{Conv}}{P_{Hamming}} = -2.4 \text{ dB} \Rightarrow P_{Conv} = 10^{-0.24} P_{Hamming} \quad (1.26)$$

$$P_{Conv} = 0.57 P_{Hamming} \quad (1.27)$$

$$10 \log \frac{P_{Conv}}{P_{Golay}} = -0.4 \text{ dB} \Rightarrow P_{Conv} = 10^{-0.04} P_{Golay} \quad (1.28)$$

$$P_{Conv} = 0.912 P_{Golay} \quad (1.29)$$

En las ecuaciones 1.24, 1.26 y 1.28 se observa que los códigos convolucionales tan solo necesitan el 52% de la potencia requerida por los códigos Reed-Solomon, el 57% de la potencia requerida por los códigos Hamming y el 91% de la potencia requerida por los códigos Golay para un mismo desempeño o tasa de error de bits. Por lo tanto se puede concluir que al usar códigos convolucionales en el sistema de comunicación se obtiene un mejor desempeño reduciendo significativamente el ancho de banda requerido y la potencia necesaria para la transmisión del código.

1.7 DESEMPEÑO DE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL FORZANDO ERRORES EN LA TRANSMISIÓN

Con el fin comprobar que las funciones de la aplicación software que van a ser utilizadas para detección y corrección de errores por medio de códigos convolucionales operan de manera correcta, se generaron un número definido y variable de errores a las tramas en posiciones aleatorias. Para ello se generaron tramas con una longitud de 200 bits y este vector fue codificado convolucionalmente con tasas de codificación de 1/2 (polinomio generador [171 133]) y 2/3 (polinomio generador [3 5 7; 7 4 2]), longitudes de restricción de 7 y 3 respectivamente y profundidad de rastreo de 38 para ambos casos.

En la tabla 1.9 se presentan los resultados de tasa de error de bit (BER) al generar errores en las tramas con y sin codificación de canal. En el caso que se aplica codificación convolucionacional la tasa de codificación es igual a 1/2, el número de bits de salida por cada trama es de 400 bits.

Tabla 1.9 BER Forzando Errores Para Tasa de Codificación de 1/2.

Numero de Errores Forzados	Tasa de Error de Bit (BER) sin Codificación	Tasa de Error de Bit (BER) con Codificación
16	0.04	0
28	0.07	0.015
37	0.0925	0.0950
51	0.1275	0.1250
53	0.1325	0.3550

En la tabla 1.10. se presentan los resultados de tasa de error de bit (BER) al generar errores en las tramas con y sin codificación de canal. En el caso que se aplica codificación convolucionacional con tasa de codificación igual a 2/3, el número de bits de salida por cada trama es de 300 bits.

Tabla 1.10 BER Forzando Errores Para Tasa de Codificación de 2/3

Numero de Errores Forzados	Tasa de Error de Bit (BER) sin Codificación	Tasa de Error de Bit (BER) con Codificación
16	0.04	0.005
28	0.07	0
37	0.0925	0.045
51	0.1275	0.3

Los resultados de las tablas 1.9 y 1.10 muestran un mejor desempeño de la codificación convolucionacional cuando el número de bits erróneos forzados es bajo con respecto a la longitud de la trama, sin embargo, cuando el número de bits erróneos forzados se incrementa el uso de codificación convolucionacional hace que la tasa de error de bits (BER) sea mayor en comparación al caso que no hace uso de codificación.

Con estos resultados se concluye que la codificación convolucional actúa y mejora el desempeño del sistema siempre y cuando el número de bits erróneos sea un porcentaje bajo del número de bits total transmitidos.

1.8 DEFINICIÓN DEL VALOR DE PROFUNDIDAD DE RASTREO ADECUADO.

La profundidad de rastreo es uno de los parámetros que interviene en el desempeño de la codificación convolucional, sin embargo a medida que este valor se incremente la ganancia en el desempeño cada vez es menor. Según [8] un valor máximo adecuado para el parámetro “profundidad de rastreo” está definido por cinco veces la longitud de restricción del codificador. Para verificar esta afirmación, se realizó una simulación utilizando la herramienta bertool de Matlab® en la cual el codificador hizo uso de los polinomios generadores [171 133] (tasa de codificación 1/2 y longitud de restricción de 7) y el decodificador fue configurado con una profundidad de rastreo igual a 20, 38 y 70. Los resultados se presentan en la figura 1.18.

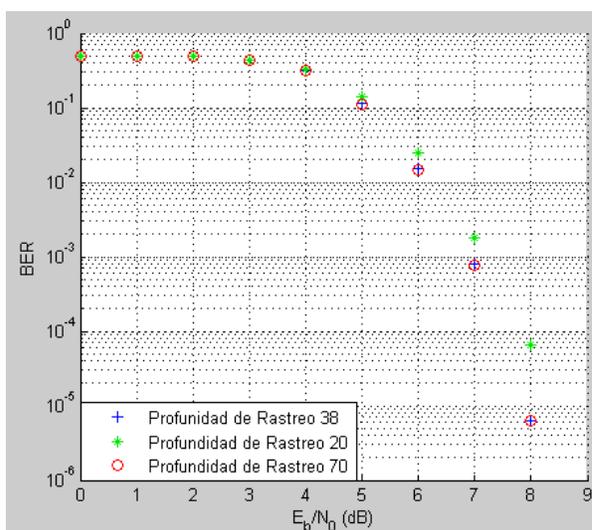


Figura 1.18 Desempeño de la Codificación Convolutacional con Diferentes Profundidades de Rastreo.

Según los resultados obtenidos y presentes en la grafica 1.18 se comprueba que a partir de un cierto valor de profundidad de rastreo los incrementos en el desempeño son mínimos casi imperceptibles, ya que para profundidades de rastreo de 38 y 70 el desempeño es muy similar, en cambio para un valor de profundidad de rastreo de 20 la disminución en el desempeño del sistema de comunicación es considerable. El valor de profundidad de rastreo igual a 38 está muy cercano al valor sugerido en [8]. Por lo tanto este es el valor máximo de profundidad de rastreo configurado en el decodificador de la aplicación software para las diferentes pruebas de desempeño tanto en simulación como en los escenarios reales.

CAPITULO 2

EL PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN

La transmisión de información exige el estricto cumplimiento de ciertos pasos para que el dialogo entre la estación transmisora y receptora se lleve a cabo de manera correcta. Los pasos o funciones que debe cumplir tanto el terminal transmisor y el terminal receptor se han agrupado en los diferentes niveles del modelo de referencia utilizado (comúnmente modelo de referencia de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI, *Open Systems Interconnection*), con el fin de ordenar y clasificarlas. Este capítulo se centra en el diseño del protocolo del nivel de enlace de datos del modelo de referencia OSI, con el cual se busca establecer una norma de comunicación punto a punto, de manera que el receptor pueda determinar la longitud de la trama, identificar errores y corregirlos teniendo en cuenta las características del código o parámetros de codificación utilizados. En la figura 2.1 se muestra el diagrama del sistema de comunicación.

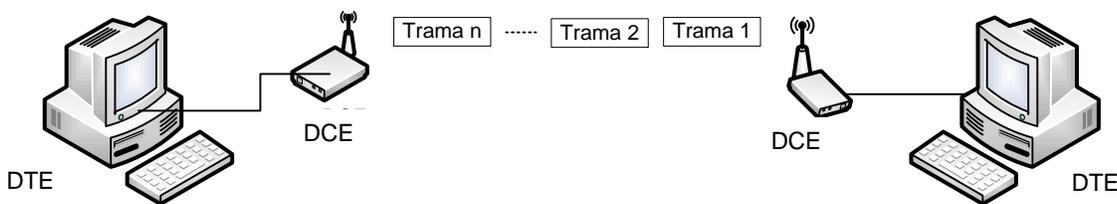


Figura 2.1 Transferencia de Datos entre Transmisor y Receptor.

Antes del diseño del protocolo de comunicaciones del nivel de enlace de datos del sistema, se deben identificar las principales características que este debe tener, de manera que la comunicación y posterior análisis del desempeño de la codificación convolucional se haga de manera fácil y precisa. A continuación se identifican las características fundamentales las cuales proporcionan una idea para el diseño e implementación de los campos en el protocolo de comunicaciones.

- Teniendo en cuenta que en todas las ocasiones los primeros bits enviados de cada una de las tramas se pierden, por falta de sincronismo entre el transmisor y receptor o porque la potencia de la señal transmitida se va incrementando de manera gradual o mientras el receptor alcanza un estado de respuesta estacionario después de detectar una transmisión, es necesario transmitir una

cierta cantidad de bits con el propósito de estabilizar la transición antes de enviar los datos útiles del protocolo.

- Otra característica importante en el desarrollo del protocolo es la identificación de los campos que hacen parte de los datos útiles del mismo, para ello se utiliza un campo que delimite el preámbulo del resto de campos del protocolo.
- Una de las características relevantes en el diseño del protocolo, es la longitud variable de la carga útil, ya que es conveniente mostrar el desempeño de la codificación convolucional en el protocolo para diferentes longitudes de trama, de esta forma es necesario contar con un campo que permita identificar la longitud de los datos o carga útil del protocolo.
- Debido a que el análisis de desempeño de la codificación convolucional está sujeta a la variación de los diferentes parámetros, se requiere identificar en recepción la tasa de codificación, el polinomio generador y la profundidad de rastreo (*traceback depth*) necesarios para la decodificación.

A partir de las características antes mencionadas se debe diseñar cada uno de los campos del protocolo de comunicaciones que va a ser utilizado para implementar la comunicación y realizar el posterior análisis del desempeño del sistema de comunicación vía radio, que utiliza codificación convolucional.

2.1 PROTOCOLOS DE REFERENCIA

Para el diseño y posterior implementación del protocolo de comunicaciones, se hace necesario referenciar, algunos protocolos de diferentes estándares o tecnologías de comunicaciones de datos, con el fin de analizarlas y tomar algunos de sus campos como referencia. A continuación se muestran los protocolos del nivel de enlace de datos del sistema AX.25 (Amateur X.25) conocido también como *Packet Radio*, del estándar IEEE 802.3 (Ethernet), y el estándar IEEE 802.15.4 (*Zigbee*), el estándar IEEE 802.11b (*Wi-Fi*) y el estándar IEEE 802.16e(WiMAX)¹³.

2.1.1 Protocolo HDLC/LAPB de Packet Radio

El sistema *Packet Radio* es un sistema de comunicación inalámbricas digital vía radio en las bandas de UHF y VHF el cual fue desarrollado por Radio Aficionados hacia el año de 1978 [12] a partir del estándar X.25. Este estándar es una propuesta de la Unión

¹³ (WiMAX) *Worldwide Interoperability for Microwave Access*, Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas

Internacional de Telecomunicaciones (UIT-T, *International Telecommunication Union*) para la conmutación de paquetes en Redes de Área Amplia (WAN, *Wide Area Network*). X.25 define la interfaz entre el Equipo Terminal de Datos (DTE, *Data Terminal Equipment*) y Equipos Terminal del Circuito de Datos¹⁴ (DTCE, *Data Terminal Circuit Equipment*) para terminales que trabajan en modo paquete sobre redes de datos públicas, por lo tanto X.25, está orientado a los tres primeros niveles del modelo de referencia OSI, en el cual utiliza el Protocolo a Nivel de Paquete (PLP, *Packet Layer Protocol*) como protocolo del nivel de red. La norma X.25 define la utilización del Protocolo de Acceso al Enlace Balanceado (LAPB, *Link Access Procedure, Balanced*), el cual es una variación del protocolo Control de Enlace de Datos de Alto Nivel (HDLC, *High-Level Data Link Control*), como protocolos de nivel de enlace de datos y una gran cantidad de interfaces y protocolos para el nivel físico, tales como: X.21bits, EIA/TIA -232, G.703 entre otros [13].

En la figura 2.2 se muestra el diagrama con la especificación de cada uno de los campos del protocolo HDLC/LAPB del nivel de enlace de datos de *Packet Radio*.

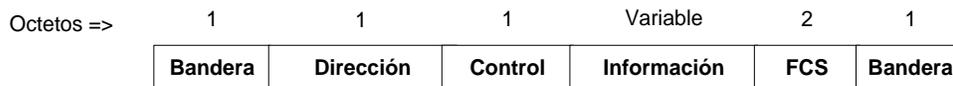


Figura 2.2 Protocolo HDLC/LAPB.

Para la figura 2.2, los campos “Bandera” ubicados al principio y final del protocolo tienen una longitud de un byte cada uno y son utilizados para determinar el inicio y final de la trama; el campo “Dirección” con una longitud de 1 byte se utiliza para identificar al equipo receptor; el campo “Control” el cual tiene una longitud de un byte esta especificado para realizar tareas de control de la transmisión tales como intercambio de comandos/respuestas y la inicialización de los contadores y temporizadores al inicio de una comunicación; el campo “Información” transporta la carga útil en la trama y es de longitud variable; y el campo Secuencia de Verificación de Trama (FCS, *Frame Check Sequence*) de longitud igual a 2 bytes con el que se determina en el receptor si la trama recibida contiene errores.

2.1.2 Trama Ethernet (IEEE 802.3)

El protocolo de comunicaciones del nivel de enlace de datos del estándar IEEE 802.3 es una trama con modificaciones al protocolo HDLC. En la figura 2.3 se muestra el diagrama de la trama Ethernet, con cada uno de los campos y su respectiva longitud[14].

¹⁴ El ETCD también es conocido como Equipo de Comunicaciones de Datos (DCE *Data Communication Equipment*) el cual actúa como modem o radio transceptor.



Figura 2.3 Trama Ethernet.

Los campos Preámbulo (7 bytes) y Delimitador de inicio de trama (Inicio) (1 byte) se utilizan para la sincronización entre el transmisor y el receptor. Estos ocho primeros bytes de la trama se utilizan para captar la atención de los nodos receptores. Básicamente, los primeros bytes le indican al receptor que se prepare para recibir una trama nueva; los campos de Dirección destino y origen (6 bytes cada uno) son los identificadores de la trama que permiten al transmisor conocer el destino de la trama y al receptor conocer su origen, estas direcciones son las denominadas direcciones MAC de cada nodo; el campo llamado “Longitud/Tipo” (2 bytes) define la longitud exacta del campo Datos o el tipo de protocolo que es usado en el nivel superior, sin embargo solo uno u otro podrá utilizarse en una determinada implementación; los campos Datos y Relleno (de 46 y 1500 bytes máximo) contienen los datos encapsulados del nivel superior, que es una Unidad de Datos de Protocolo (PDU, *Protocol Data Unit*) de Nivel 3; y finalmente el campo Verificación de Redundancia Cíclica (CRC, *Cyclic Redundancy Check*), el cual permite verificar en el receptor la no existencia de errores en los campos Dirección tanto origen como destino, Longitud/Tipo y el campo Datos.

2.1.3 Unidad de Datos de Protocolo de Nivel Físico del estándar IEEE 802.15.4

Para la implementación del protocolo de comunicaciones el cual fue utilizado para realizar la evaluación del desempeño de un enlace de datos vía radio, también se tuvo en cuenta el estándar IEEE 802.15.4 definido para Redes Inalámbricas de Área Personal (WPAN, *Wireless Personal Area Network*) con bajas velocidades de transmisión de datos, el cual define una velocidad máxima de transmisión de datos de 250 Kbps. El protocolo del nivel Físico de este estándar es tenido en cuenta para la implementación del campo de sincronismo o también llamado delimitador de trama en el protocolo de comunicaciones. En la figura 2.4 se presenta el diagrama del protocolo de nivel Físico de este estándar[13][15].



Figura 2.4 Protocolo de Enlace en IEEE 802.15.4.

Con el fin de que los receptores puedan detectar el inicio de la transmisión, el protocolo envía un preámbulo de 32 ceros binarios, seguidos de un campo de sincronismo (inicio)

de 1 byte con la secuencia 10100111; en el campo Longitud de 1 byte se especifica el tamaño en bytes de la carga útil; y el último campo del protocolo con una dimensión de 2 bytes es la Secuencia de Verificación de Trama (FCS, *Frame Check Sequence*), especificado para la detección de errores.

2.1.4 Protocolo PLCP en IEEE 802.11b

El estándar IEEE 802.11b es un estándar para redes LAN inalámbricas o WLAN que opera en la banda de 2.4 GHz y establece una velocidad máxima de transmisión de datos de 11Mbps. Como todos los estándares IEEE 802 las normas del estándar 802.11 se centran en los dos niveles inferiores del modelo de referencia OSI (nivel físico y nivel de enlace de datos), por lo tanto cualquier protocolo de nivel 3 puede ser transportado a través de la red WLAN. En las redes WLAN, el nivel físico se ha dividido en dos subniveles llamados: Protocolo de Convergencia del Nivel Físico (PLCP, *Physical Layer Convergence Protocol*) y el subnivel Dependiente del Medio Físico (PMD, *Physical Medium Dependent*). La figura 2.5 muestra la división de los niveles en los subniveles mencionados [16].

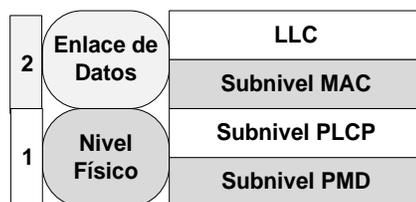


Figura 2.5 Subniveles en el Estándar IEEE 802.11b de los Niveles Enlace y Físico de OSI.

En la figura 2.6 se muestra el protocolo entregado por el subnivel PLCP al subnivel PMD con la especificación de cada uno de sus campos y que fue tomado como referencia para la implementación del protocolo.

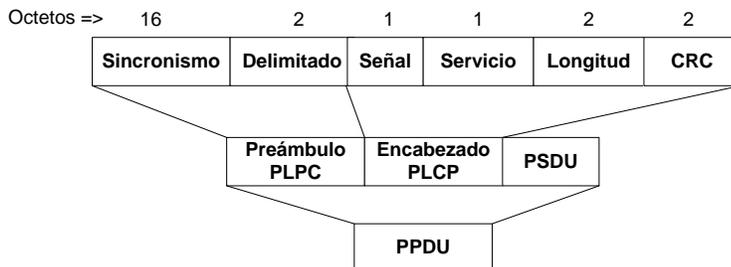


Figura 2.6 Protocolo PDU en 802.11b.

El protocolo del subnivel PLCP del estándar IEEE 802.11b (Wi-Fi) cuenta con una variación en el campo de sincronismo (SYNC) de 128 bits (16 bytes) a 56 bits (7 bytes). A continuación se especifican cada uno de los campos del protocolo del subnivel PLCP[16].

- La Unidad de Datos del Protocolo de Presentación (PPDU, *Presentation Protocol Data Unit*) es el protocolo que le es entregado al subnivel DMP de nivel físico del modelo de referencia OSI. El estándar IEEE 802.11b utiliza la codificación convolucional como codificación de canal, haciendo uso del polinomio generador [171 133] de tasa de codificación 1/2 para la codificación del protocolo PPDU. Debido a que siempre se usa este polinomio y la información siempre va codificada, el protocolo no cuenta con ningún campo en que informe el uso de esta codificación al receptor.
- El protocolo PPDU se divide en tres subcampos: el campo Unidad de Datos de Servicio de Nivel Físico (PSDU, *Physical layer Service Data Unit*) que es el protocolo entregado al subnivel PLCP por los niveles superiores del modelo de referencia y el campo PLCP que a su vez se divide en dos subcampos “Preámbulo PLCP” el cual está compuesto por los campos preámbulo y sincronismo, y el “Encabezado PLCP” compuesto por los campos señal, servicio, longitud y CRC, que cumple las funciones del preámbulo: sincronismo y delimitador de trama.
- Los campos del protocolo preámbulo PLCP son: Sincronismo con una longitud de 16 bytes u 8 bytes dependiendo si el protocolo PLCP es de tipo largo o corto; el campo “Delimitador de Trama” con una longitud de 2 bytes; el campo “Señal” con una longitud de 1 byte, con el cual se especifica el tipo de modulación utilizado (BPSK para velocidad de transmisión de 1Mbps y QPSK para velocidades de transmisión de 2, 5.5 y 11Mbps); el campo “Servicio” que es utilizado para el control de las frecuencias de reloj y para complementar el campo longitud; el campo “Longitud” que es un número entero sin signo de 2 bytes que indica el número de microsegundos requeridos para transmitir la PSDU y el campo de “Verificación de Redundancia Cíclica” (CRC) para el control de errores.

2.1.5 Protocolo IEEE 802.16e

Las especificaciones en el subnivel MAC y el “Nivel Físico” (PHY, *Physical Layer*) de la tecnología de “Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas” (WIMAX), se encuentran en el estándar IEEE 802.16e mediante las especificaciones correspondientes, el cual define parámetros de modulación y codificación teniendo en cuenta los valores de la relación señal a ruido (SNR). El método de adaptación del enlace se conoce como “Modulación y Codificación Adaptativa” (AMC, *Adaptive Modulation and Coding*) cuyo principal objetivo es disminuir los requerimientos de la relación SNR, ofreciendo amplia flexibilidad para adaptarse a las diferentes condiciones que pueda presentar el canal[18].

La modulación y la tasa de codificación en el enlace descendente, se modifican mediante mensajes llamados “Parámetros de Perfil de Ráfaga en el Enlace Descendente” (*Downlink Burst Profile Parameters*) que definen el parámetro “Descriptor de Canal Descendente” (DCD, *Downlink Channel Description*), el cual es un mensaje de control de acceso al medio que describe el nivel físico en el enlace de bajada (DL, Downlink) y es aplicado al campo de “Mapa Descendente” (DL-MAP, *Downlink Map*) ubicado en la sub trama DL del “Encabezado de Control de Trama” (FCH, *Frame Control Header*) perteneciente al encabezado MAC. Cada perfil está formado por elementos TLV (Tipo/Longitud/Valor) que definen las características físicas del canal a emplear en el mensaje de “Código de Uso de Intervalo Descendente” (DIUC, *Downlink Interval Usage Code*) establecido por el DL-MAP.

Los DIUC asignan a cada campo de la ráfaga un orden descendente de robustez, aplicando para los campos con más relevancia modulaciones eficientes como QPSK, siguiendo con modulaciones 16 QAM y 64 QAM. La tarea principal de estos mensajes es adaptar rápidamente las transmisiones a las condiciones actuales del canal. En la figura 2.7 se muestra la sub trama DL y la sub trama del enlace se subida (UL, *Uplink*) correspondientes a una trama con Duplexación por División de Tiempo (TDD, *Time Division Duplexing*) donde el DL y el UL comparten la misma frecuencia pero son separados en el tiempo [19][20].

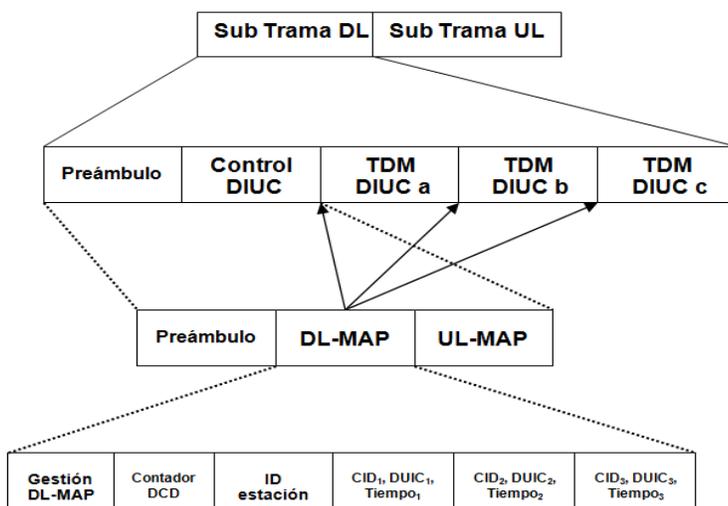


Figura 2.7 Estructura DL-MAP.

El campo DL MAP está compuesto por: el campo de gestión DL MAP, el cual indica el tiempo de inicio de cada ráfaga, esto con el fin de sincronizarse cada vez que se recibe un mensaje DL MAP; el campo contador DCD, el cual verifica los posibles cambios en la configuración del parámetro DCD; el campo ID de estación base, el cual corresponde a los 48 bits de identificación correspondientes a la dirección MAC; los campos restantes

son “Identificadores de Conexión” (CID, Connection Identifier) unidireccionales entre la estación base y la “Estación suscriptora” (SS, *Suscriber station*), los DIUC y los tiempos de inicio y fin de cada mensaje DL-MAP[19].

Para el caso del UL se generan los perfiles de transmisión ascendente cumpliendo una tarea similar al caso anterior, pero modificando el parámetro “Descriptor de Canal Ascendente” (UCD, *Uplink Channel Description*) en el campo de mapa ascendente (UL-MAP, Uplink Map) [20].

2.2 DISEÑO DEL PROTOCOLO

Teniendo en cuenta las características planteadas como requerimiento, en la primera parte de este capítulo y los protocolos antes mencionados, se diseña el protocolo de comunicaciones especificando cada uno de sus campos. Es necesario notar que debido a que el objetivo principal del protocolo es evaluar el desempeño de un sistema de comunicación punto a punto vía radio que utiliza codificación convolucional y no, el establecimiento de una comunicación segura y/o fiable, en caso de que algunas tramas se pierdan o no puedan ser reconocidas en el receptor, esta no serán retransmitidas.

La figura 2.8 muestra el diseño final del protocolo del nivel de enlace de datos implementado, para realizar la evaluación del desempeño de un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional como codificación de canal en la frecuencia de 433 MHz, mediante el uso de circuitos integrados de radiofrecuencia (RFIC).

Los campos de sincronismo, longitud y control de errores son campos de control de la trama, por lo tanto sobre ellos no se aplica codificación de canal. El receptor debe capturar las tramas, identificar cada uno de los campos y verificar que el contenido de estos sea valido; en caso de que ocurran errores en alguno de los campos diferentes al campo sincronismo y datos, estas tramas no podrán ser reconocidas y por lo tanto serán descartadas.

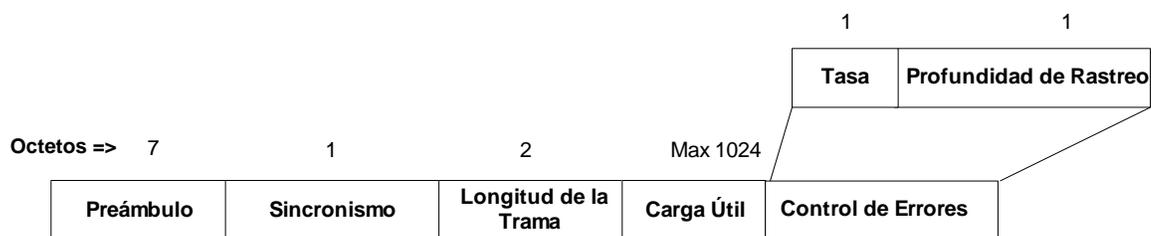


Figura 2.8 Diagrama Final del Protocolo.

2.2.1 Campo Preámbulo

Debido a que los primeros bits de cada trama siempre se pierden por falta de sincronismo entre el transmisor y receptor, es necesario enviar una cierta cantidad de bits al principio de cada trama con el fin de que el receptor alcance un estado estacionario de recepción, y esta se realice de manera optima. Este campo en el protocolo a desarrollar está conformado por unos y ceros intercalados, con una longitud de 7 bytes o 56 bits como se presenta en la figura 2.9. Esta configuración o contenido del campo es la misma que utiliza el campo preámbulo del protocolo del nivel de enlace de datos del estándar IEEE 802.3.[14]

Siete bytes

10101010 10101010 10101010 10101010 10101010 10101010 10101010

Figura 2.9. Campo Preámbulo.

2.2.2 Campo Sincronismo

Después de enviar el primer campo del protocolo llamado preámbulo, es necesario enviar un identificador llamado delimitador de trama o sincronismo, el cual indica al receptor el inicio de la información útil del protocolo. Se debe notar que los campos de preámbulo y sincronismo que lleguen al receptor son eliminados de la trama después de su detección, por lo tanto el campo de sincronismo delimita los bits que deben ser descartados de los que hacen parte de la información útil. En el protocolo implementado, este campo tiene una longitud de 1 byte y es implementado de acuerdo con el campo de sincronismo llamado “inicio” de la figura 2.4, correspondiente a la tecnología IEEE 802.15.4 (Zigbee), cuya descripción se muestra en la figura 2.10.

Un Byte

1 1 1 0 0 1 0 1

Figura 2.10 Campo Sincronismo.

2.2.3 Campo Longitud

Para efectos de analizar el desempeño del sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional en tramas de diferente longitud, se creó un campo en el protocolo que indica la longitud del campo datos o carga útil del mismo. La longitud del campo datos expresa la longitud en bytes de la carga útil del protocolo, la cual ya ha sido codificada con el codificador convolucional. Debido a que en el campo datos se puede transportar una carga útil de hasta 1024 bytes, es necesario que el campo longitud tenga

un tamaño de 2 bytes, ya que con un solo byte solo se puede identificar una longitud máxima de 256 bytes, lo cual evidentemente no es suficiente.

2.2.4 Campo Datos

El campo de datos del protocolo de comunicaciones contiene la carga útil o información de usuario. Es importante notar que la información incluida en este campo, se encuentra codificada por medio de códigos convolucionales y por lo tanto ya contiene redundancia. La longitud del campo datos es de 64, 128, 256, 512 o 1024 bytes para tasa de codificación 1/2 o información transmitida sin codificación de canal. Si la tasa de codificación es 2/3, la longitud valida del campo datos es 63, 126, 255, 510 o 1023 bytes, ya que si se hace uso de las longitudes de las tramas para tasa de codificación 1/2 o sin codificación, los 2/3 de esa longitud equivale a un número racional y por lo tanto esas longitudes no son validas.

2.2.5 Control de Errores

Usualmente el protocolo de nivel de enlace de datos, usa un campo para realizar el control de errores mediante algoritmos de verificación como CRC, que en la mayoría de casos solo se limita a determinar si la información ha llegado de forma correcta o si los datos presentan errores, lo cual para ciertas tecnologías controla las solicitudes de retransmisión automática (ARQ).

En este caso, el control de errores está dirigido a realizar tanto la detección como la corrección de errores por medio de códigos convolucionales. Como se determinó en el Capítulo 1, el desempeño de los códigos convolucionales depende de la tasa de codificación, los polinomios generadores del código y la profundidad de rastreo o *traceback depth*. En el protocolo de comunicaciones el campo Control de Errores es dividido en dos sub campos llamados: Campo Tasa de codificación en el cual a través de un código el receptor tendrá la capacidad de identificar la tasa de codificación y el polinomio generador del código; y un sub campo Profundidad de Rastreo el cual define la profundidad de rastreo con la cual se debe llevar a cabo la decodificación. En la figura 2.11 se presenta el campo control de errores del protocolo de comunicaciones.

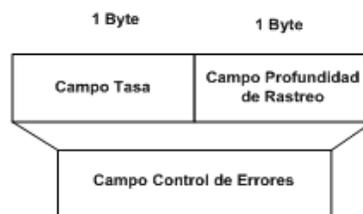


Figura 2.11 Campo Control de Errores.

2.2.5.1 Campo Tasa

El campo Tasa en el campo de control de errores tiene una longitud de 1 byte y define la tasa de codificación que ha sido utilizada para codificar el campo de datos, o si por el contrario, estos datos han sido transmitidos de forma transparente. En la tabla 2.1 se muestra el código a utilizar para identificar cada una de las tasas de codificación, con su polinomio generador y su longitud de restricción.

Tabla 2.1 Codificación del Campo Control de Errores.

Control de errores	Código	Tasa de codificación	Polinomio Generador	Longitud de restricción
1	11001101	$\frac{1}{2}$	[7 5]	3
2	10101011	$\frac{1}{2}$	[171 133]	7
3	10001111	$\frac{1}{2}$	[163 67]	7
4	11110001	$\frac{2}{3}$	[3 5 7; 7 4 2]	[3 3]
Sin codificación	11000111	Sin codificación	Ninguna	Ninguna

2.2.5.1.1 Control de Errores Caso 1

Teniendo en cuenta que el desempeño de la codificación convolucional no solo depende de los bits de redundancia que se agregan a la información, sino también de la longitud de restricción del código definida por el numero de registros de desplazamiento que contiene el codificador, se hace necesario determinar el desempeño del sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional para diferentes longitudes de restricción y diferentes tasas de codificación

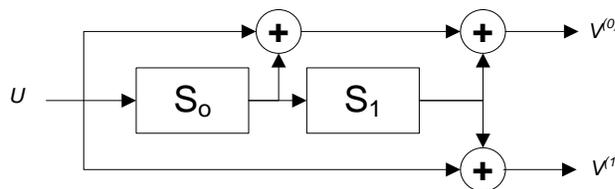


Figura 2.12 Diagrama del Codificador Convolucional (2,1,3).

El valor 11001101 del campo de control de errores del protocolo de comunicación, determina que el mensaje ha sido codificado con el código convolucional (2, 1, 3), el cual presenta una tasa de codificación de $\frac{1}{2}$ y longitud de restricción igual a 3 generado por los polinomios generadores [7 5]. En la figura 2.12 se muestra el diagrama de este codificador.

2.2.5.1.2 Control de Errores Caso 2

En la figura 2.13 se presenta el codificador identificado con el valor 10101011 en el protocolo de comunicaciones, el cual presenta una tasa de codificación de 1/2 y es generado por los polinomios generadores [171 133]. Este codificador a diferencia del presentado en la figura 2.12 tiene una longitud de restricción igual a 7 y por lo tanto este codificador es utilizado para verificar la incidencia de la longitud de restricción en el desempeño del sistema de comunicación.

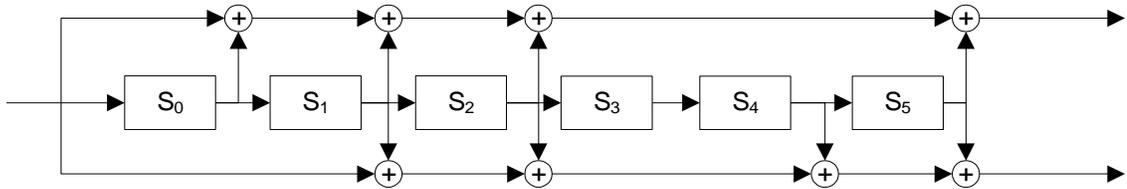


Figura 2.13 Diagrama del Codificador Convolutivo (2,1,7).

2.2.5.1.3 Control de Errores Caso 3

Con el fin de analizar el desempeño del sistema de comunicación de datos vía radio que utiliza codificación convolutiva con igual tasa de codificación, igual longitud de restricción pero diferente polinomio generador, se define el codificador de la figura 2.14, el cual corresponde a un codificador con tasa de codificación de 1/2, longitud de restricción igual a 7 y polinomios generadores [163 67]. Este codificador es identificado con el valor 10001111 en el campo Tasa del protocolo de comunicaciones.

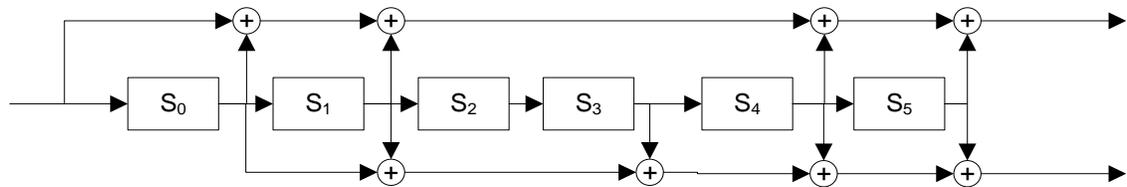


Figura 2.14 Diagrama del Codificador Convolutivo (2,1,7).

2.2.5.1.4 Control de Errores Caso 4

En la figura 2.15 se presenta el diagrama del codificador convolutivo de tasa 2/3 y longitud de restricción igual a [3 3], que es generado a partir de los polinomios generadores [3 5 7; 7 4 2]. Este codificador es identificado con el valor 11101101 en el campo Tasa del protocolo de comunicaciones y es útil para evaluar el desempeño del sistema de comunicación que utiliza codificación convolutiva al modificar solo la tasa de codificación, pero dejando constante la longitud de restricción, por lo tanto se realiza la

comparación del desempeño de la codificación generada por el codificador de la figura 2.12, 2.15 y de transmisiones sin codificación.

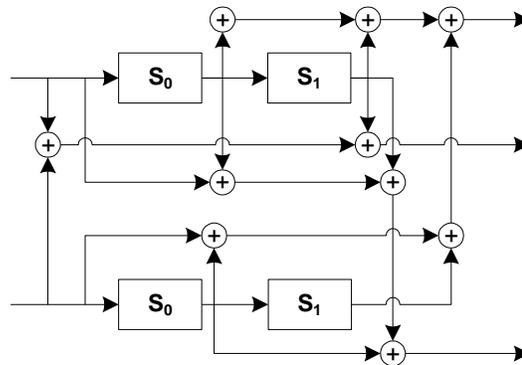


Figura 2.15 Diagrama del Codificador Convolutivo (3,2, [3 3]).

2.2.5.1.5 Control de Errores sin Codificar

El valor 11000111 es asignado al campo Tasa en el protocolo de comunicaciones para identificar en el receptor que la información presente en el campo datos o carga útil del protocolo no presenta ningún tipo de codificación.

2.2.5.2 Campo Profundidad de Rastreo

Uno de los parámetros que influye en gran medida en el desempeño de la codificación convolutiva es la longitud de los vectores generados por cada uno de los caminos en el decodificador, longitud identificada como profundidad de rastreo o *traceback Depth*. Por lo tanto es necesario indicar al receptor cual debe ser la profundidad de rastreo que debe utilizar para realizar la decodificación. El valor de profundidad de rastreo con el cual el algoritmo de Viterbi debe realizar la decodificación debe estar entre 3 y 70, ya que con valores de profundidad de rastreo menores a 3, el desempeño de la codificación convolutiva es casi nulo y con vectores de longitud mayor a 70 no es viable por la cantidad de recursos exigidos al sistema para la decodificación, sin que se produzcan mejoras significativas en el desempeño. Este valor es igual a 38 para la mayoría de las pruebas y toma valores de 7 o 38 para evaluar el desempeño de este parámetro de forma independiente en la codificación convolutiva.

CAPITULO 3

DESEMPEÑO DE LA CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN SIMULADO

En este capítulo se presentan los resultados de la evaluación del desempeño de un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional, observando y modificando los principales parámetros que la caracterizan como son la tasa de codificación, longitud de restricción, velocidad de transmisión, tamaño de las tramas y profundidad de rastreo (*traceback length*) en el decodificador, por medio de simulación. El objetivo de realizar una simulación antes de evaluar el desempeño de la codificación convolucional en un sistema de comunicación real, es tener un punto de referencia o comparación para realizar un análisis posterior con base en curvas de desempeño teóricas y curvas de desempeño obtenidas por medio de la simulación del sistema de comunicación.

Para el análisis del desempeño de la codificación convolucional en escenarios simulados y reales se desarrollará una aplicación usando la herramienta Matlab®. Esta herramienta provee funciones necesarias para el control del puerto serial, funciones para la simulación del canal de comunicaciones, además permite realizar la modulación y demodulación de la información, pero principalmente contiene funciones que realizan la codificación y decodificación de códigos convolucionales, permitiendo diseñar tanto el codificador como el decodificador con las características y los parámetros que se requieran.

Como se explicó en el Capítulo 1, los parámetros que afectan el desempeño de la codificación convolucional son: la tasa de codificación o número de bits de redundancia que se agreguen por cada cierta cantidad de bits del mensaje original; el polinomio generador y/o longitud de restricción dado por la cantidad de registros de desplazamiento que tiene el codificador y la forma como estos operan o contribuyen en la codificación de cada uno de los bits del mensaje; la longitud de cada uno de los caminos en el decodificador o profundidad de rastreo (*traceback depth*) antes de elegir el camino con mayor probabilidad de ser el camino real, y así determinar la posible secuencia de código que genera el mensaje decodificado y de esta forma el mensaje original. Además de los parámetros propios del codificador y decodificador convolucional, también es importante verificar si el desempeño del sistema de comunicación varía al modificar la velocidad de transmisión de datos y el tamaño de las tramas. Por lo tanto, todos estos parámetros van

a ser modificados de forma independiente y así analizar la contribución de cada uno de ellos en el desempeño del sistema de comunicaciones.

Además de los parámetros antes mencionados, otro parámetro que también contribuyen en el desempeño de la codificación convolucional, es el tipo de decisión que se use, el cual puede ser decisión dura o decisión suave, aunque este parámetro no puede ser analizado en el sistema de comunicación implementado con RFIC, ya que el tipo de decisión está directamente ligado con el cuantificador y decisor del Conversor Analógico a Digital (ADC, *Analog to Digital Converter*) y este ya está implícito en el Circuito Integrado de Radiofrecuencia (RFIC). El RFIC convierte las señales de radiofrecuencia a datos digitales binarios, los cuales son entregados al puerto serial del equipo de cómputo, por lo tanto verificar el desempeño de la codificación convolucional modificando el tipo de decisión, queda fuera del alcance de este trabajo de grado.

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

En la figura 3.1 se muestra el diagrama en bloques del sistema de comunicación implementado en Matlab®, para verificar el desempeño de este y de la codificación convolucional, al modificar cada uno de los parámetros antes mencionados.

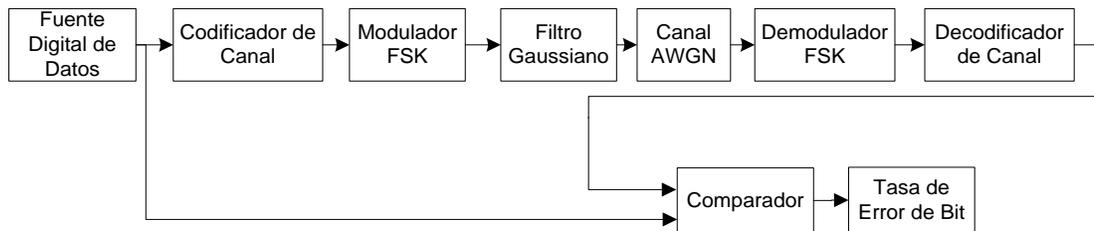


Figura 3.1 Diagrama en Bloques del Sistema de Comunicación.

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 canal, genera un código convolucional que depende del polinomio generador introducido y de acuerdo a este se determina la tasa de codificación, además de la longitud de restricción del codificador, el modulador utilizado es un FSK con separación de frecuencias de 9.6 KHz ya que este es el valor definido en [21] como separación de frecuencias teórico de los módulos utilizados para realizar las pruebas de forma práctica. Debido a que la modulación utilizada por los módulos RFIC es GFSK y Matlab® no tiene un bloque que simule este tipo de modulación, al sistema de comunicación se le agregó un Filtro Gaussiano con parámetro α^{15} igual a 0.5 ya que este

¹⁵ α equivale al tiempo de símbolo de la señal multiplicado por el ancho de banda (BT).

es el valor definido en [21] para el filtro Gaussiano utilizado para obtener la modulación GFSK. 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 tomo un demodulador de señales FSK con una separación de frecuencias igual a la introducida en modulador (9.6 KHz) y un decodificador de códigos convolucionales el cual debe incluir como parámetros el mismo polinomio generador ingresado al codificador y un valor de profundidad de rastreo, el cual se deja a elección del usuario. Además de los bloques antes mencionados se eligen dos bloques más, el primero con el fin de determinar la tasa de error de bit (BER) y el segundo bloque es utilizado para exportar los datos obtenidos en la simulación a la herramienta de Matlab® llamada "bertool", la cual permite visualizar los resultados de forma grafica.

3.1.1 Desempeño de la Codificación Convolucional con Diferente Longitud de Restricción

La longitud de restricción determinada por la cantidad de registros de desplazamiento de cada uno de los caminos del codificador, es uno de los parámetros importantes que determinan el desempeño de la codificación convolucional. En la tabla 3.1 se muestran los resultados de la simulación del sistema de comunicación al utilizar codificadores convolucionales con longitudes de restricción igual a 3 y 7, dados por los polinomios generadores [7 5] y [171 133] respectivamente, los cuales generan una tasa de codificación de 1/2. La profundidad de rastreo definida para el algoritmo de Viterbi del decodificador de códigos convolucionales fue fijado en 38, la relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) fue variada de 0 a 9 dB con pasos de 1 dB. El número de bits transmitidos para cada relación de E_b/N_0 fue de 482242, con longitud de tramas de 256 bytes y velocidad de transmisión de 4800 bps.

Tabla 3.1 Desempeño Con Diferente Longitud de Restricción.

Eb/No	BER	
	Longitud de restricción 3	Longitud de restricción 7
0	0.4440	0.5017
1	0.4087	0.4977
2	0.3529	0.4872
3	0.2708	0.3359
4	0.1742	0.1403
5	0.0831	0.0227
6	0.0266	0.0013
7	0.0061	$1.24 \cdot 10^{-5}$
8	$8.77 \cdot 10^{-4}$	0
9	$6.20 \cdot 10^{-5}$	0

La figura 3.2 muestra el desempeño de la codificación convolucional al variar la longitud de restricción del codificador modificando el polinomio generador. En la figura se observa

un mejor desempeño de la codificación convolucional de menor longitud de restricción para relaciones E_b/N_0 menores a 5.7 dB, pero si la relación E_b/N_0 es mayor a 5.7 dB la codificación convolucional con mayor longitud de restricción presenta un mejor desempeño. En la figura se observa que una tasa de error de bit (BER) de $1 * 10^{-4}$ es alcanzada con aproximadamente 1.3 dB menos de relación E_b/N_0 para el sistema que utiliza codificación convolucional con longitud de restricción igual a 7 en comparación a la utilización de un codificador con longitud de restricción igual a 3, lo que implica un ahorro de energía cercano al 26%. Es necesario tener en cuenta que a medida que aumenta la relación E_b/N_0 , la diferencia en el desempeño continua creciendo y por lo tanto, para una menor tasa de error de bit (BER), el ahorro de energía será mayor.

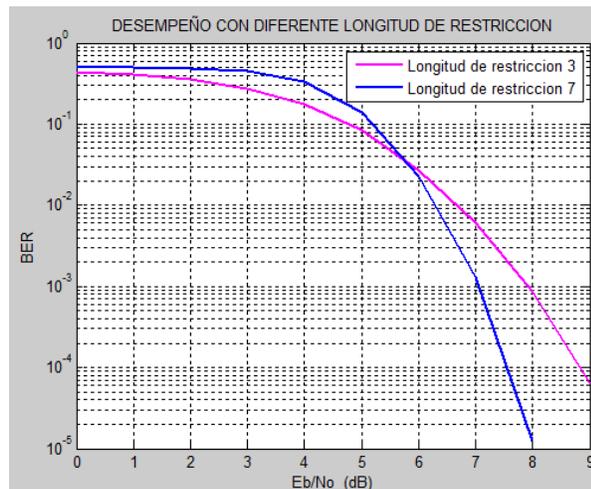


Figura 3.2 Desempeño de la Codificación Convolucional con Diferente Longitud de Restricción.

3.1.2 Desempeño de la Codificación Convolucional con Diferente Tasa de Codificación

En esta sección se observan los resultados obtenidos al utilizar diferentes tasas de codificación en el sistema de comunicación, para ello se usaron los polinomios generadores [7 5] y [3 5 7 ; 7 4 2] con tasas de codificación de $1/2$ y $2/3$ respectivamente y la transmisión sin utilizar ningún tipo de codificación de canal. Los polinomios generadores presentan una longitud de restricción igual a 3 y la profundidad de rastreo fijada en el decodificador fue de 38. Las tramas se configuraron con longitud de 255 bytes para la tasa de codificación de $2/3$ y de 256 bytes para la tasa de codificación de $1/2$ y las tramas en las que no se utilizó codificación de canal. La relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) fue variada de 0 a 12 dB con pasos de 1 dB y una transmisión de 482242 bits para cada relación de E_b/N_0 . La velocidad de transmisión de datos utilizada fue de 4800 bps. Los resultados se presentan en la figura 3.2.

Tabla 3.2 Desempeño Con Diferente Tasa de Codificación

Eb/No	BER		
	Tasa de Codificación 1/2	Tasa de Codificación 2/3	Sin Codificación
0	0.4382	0.4944	0.3036
1	0.4021	0.4899	0.2669
2	0.3427	0.4785	0.2270
3	0.2607	0.4493	0.1851
4	0.1607	0.3923	0.1433
5	0.0715	0.2845	0.1034
6	0.0214	0.1518	0.0690
7	0.0040	0.0518	0.0413
8	$5.36 \cdot 10^{-4}$	0.0101	0.0217
9	$4.36 \cdot 10^{-5}$	0.0014	0.0094
10	0	$2.15 \cdot 10^{-4}$	0.0034
11	0	$6.23 \cdot 10^{-6}$	$9.36 \cdot 10^{-4}$
12	0	0	$1.72 \cdot 10^{-4}$
13	0	0	$2.18 \cdot 10^{-5}$

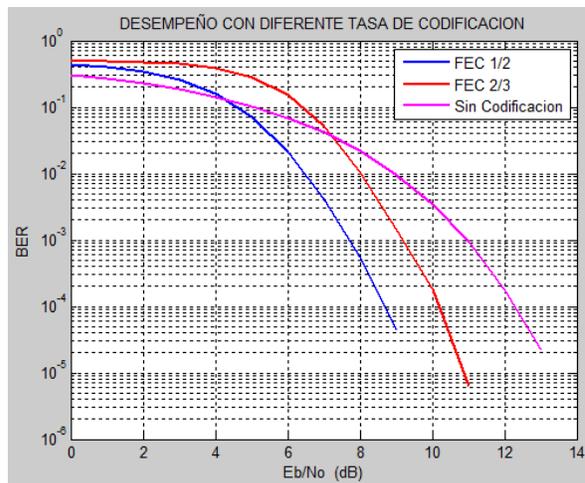


Figura 3.5 Desempeño de los Códigos Convolucionales Con Diferente Tasa de Codificación.

En la figura 3.3 se muestra el desempeño del sistema de comunicación al utilizar codificación convolucional a dos diferentes tasas de codificación y en ausencia de codificación de canal. En ella se observa que para relaciones de E_b/N_0 cercanas a cero el mejor desempeño del sistema de comunicación se presenta en ausencia de codificación de canal, pero para relaciones de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) superiores a 8 dB el desempeño del sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional es considerablemente mejor que el que no usa ninguna tipo de codificación. La figura muestra una diferencia aproximada de 2 dB en la relación E_b/N_0 para una tasa de error de bit (BER) de $1 \cdot 10^{-1}$ para las tasas de codificación de 1/2 y 2/3 lo que implica un ahorro de aproximadamente un 37%.

En la figura 3.3 también se observa que a medida que se aumenta la relación Eb/No la diferencia en el desempeño del sistema de comunicación al usar codificación de canal y no hacerlo es cada vez más grande. De esta forma comparando el sistema sin codificación con respecto al sistema de comunicación con tasa de codificación de 2/3 para tasas de error de bit (BER) de $1 * 10^{-2}$ y $1 * 10^{-4}$ la diferencia en el desempeño es de aproximadamente 1 dB y 2.2 dB respectivamente, lo que implica un ahorro de energía aproximado de 20% y 39% para cada caso. Comparando el sistema sin codificación con respecto al sistema de comunicación con tasa de codificación 1/2 para tasas de error de bit (BER) de $1 * 10^{-2}$ y $1 * 10^{-4}$, se tiene una disminución de la relación Eb/No de 2.6 dB y 3.8 dB respectivamente lo que implica un ahorro de energía aproximado de 45 % y 58 % respectivamente. Con esto se puede concluir que el uso de codificación convolucional en un sistema de comunicación implica un ahorro considerable de energía, que se incrementa al aumentar la tasa de codificación. Sin embargo, hay que tener en cuenta que el aumento en la tasa de codificación conlleva un incremento en el ancho de banda requerido por el sistema.

3.1.3 Desempeño de la Codificación Convolucional con Diferente Profundidad de Rastreo

La profundidad de rastreo es uno de los parámetros fundamentales en el desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación. Para esta prueba se fijaron valores de profundidad de rastreo de 7 y 38 en el decodificador. Los polinomios generadores para el codificador convolucional fueron [171 133], la longitud de las tramas fue fijada en 512 bytes, la velocidad de transmisión fue fijada en 4800 bps, la relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (Eb/No) se varió de 0 a 9 dB con pasos de 1 dB y se realizó una transmisión de 481273 bits para cada una de las relaciones de Eb/No. Los resultados de la simulación del sistema de comunicación para diferentes profundidades de rastreo se muestran en la tabla 3.3.

Tabla 3.3 Desempeño Con Diferente Profundidad de Rastreo.

Eb/No	BER	
	Profundidad de rastreo 7	Profundidad de rastreo 38
0	0.4996	0.4991
1	0.4984	0.4963
2	0.4899	0.4841
3	0.4585	0.4385
4	0.3669	0.3106
5	0.1933	0.1131
6	0.0572	0.0160
7	0.0103	$9.14 * 10^{-4}$
8	0.0013	$3.29 * 10^{-5}$
9	$1.10 * 10^{-4}$	0
10	$4.16 * 10^{-6}$	0

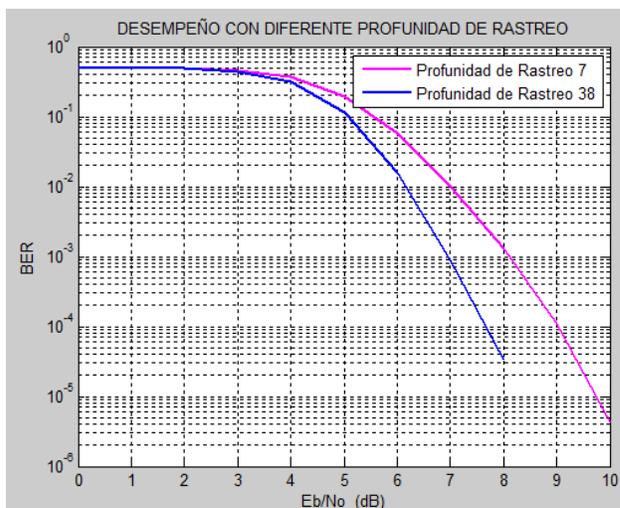


Figura 3.4 Desempeño de los Códigos Convolucionales Con Diferente Profundidad de Rastreo.

En la figura 3.4 se observan los resultados del desempeño del sistema de comunicación al implementar codificación convolucional realizando la decodificación con valores de longitud de profundidad de rastreo de 7 y 38. Los resultados muestran que al aplicar un mayor valor de profundidad de rastreo, el desempeño del sistema de comunicación mejora considerablemente. También se observa que al aumentar el nivel de relación E_b/N_0 la diferencia en el desempeño se incrementa, tanto que para alcanzar una tasa de error de bit (BER) de $1 * 10^{-3}$ la diferencia en la relación E_b/N_0 es de aproximadamente 1 dB y para una tasa de error de bit (BER) de $1 * 10^{-4}$ la diferencia se incrementa aproximadamente en 1.4 dB. En el primer caso se obtiene un ahorro de energía del 20% mientras que en el segundo caso el ahorro de energía es del 27%. Con estos resultados se concluye que al tomar valores de profundidad de rastreo mayor, se mejora el desempeño del sistema de comunicación. Se debe tener en cuenta que un valor mayor de profundidad de rastreo implica mayor consumo de recursos en el decodificador y por lo tanto mayor retardo en el proceso de decodificación.

3.1.4 Desempeño de la Codificación Convolucional con Diferente Polinomio Generador

Los polinomios generadores tienen una estrecha relación con cada una de las salidas del codificador convolucional. Para esta prueba se estableció como referencia el polinomio estándar [171 133] con tasa de codificación 1/2 y longitud de restricción igual a 7 y se comparó con el polinomio [163 67] que posee similar tasa de codificación y longitud de restricción. La velocidad de transmisión de datos se estableció en 4800 bps, la profundidad de rastreo fue fijada en 38, la longitud de la trama fue de 256 bytes. La relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) fue variada de 0 a 9 dB

con pasos de 1 dB. Para cada relación de E_b/N_0 se realizó una transmisión de 481241 bits. En la tabla 3.4 se presentan los resultados del desempeño de un sistema de comunicación con diferentes polinomios generadores.

Tabla 3.4 Desempeño Con Diferente Polinomio Generador.

Eb/No	BER	
	Polinomio generador [171 133]	Polinomio generador [163 67]
0	0.4990	0.4991
1	0.4962	0.4887
2	0.4839	0.4665
3	0.4384	0.4129
4	0.3104	0.2913
5	0.1130	0.1251
6	0.0160	0.0259
7	$9.12 \cdot 10^{-4}$	0.0026
8	$4.27 \cdot 10^{-5}$	$1.95 \cdot 10^{-4}$
9	0	$6.23 \cdot 10^{-6}$

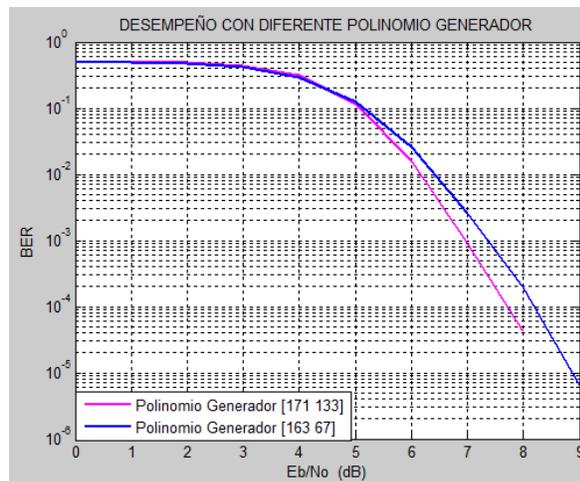


Figura 3.5 Desempeño de los Códigos Convolucionales Con Diferente Polinomio Generador.

En la figura 3.5 se observa que el desempeño del sistema de comunicación para valores de E_b/N_0 superiores a 5 dB es mejor al utilizar el polinomio generador [171 133] con respecto al uso del polinomio generador [163 67]. En la figura se observa que para una tasa de error de bit (BER) de $1 \cdot 10^{-2}$ se tiene una diferencia de 0.3 dB en la relación E_b/N_0 y para una tasa de error de bit (BER) de $1 \cdot 10^{-4}$ la diferencia es de 0.6 dB, lo que implica un ahorro de energía de 6.7% y 13% respectivamente para una misma tasa de error de bit (BER). De lo anterior se concluye que polinomios generadores con la misma longitud de restricción y que generan igual tasa de codificación pueden tener comportamientos diferentes, debido a esto la escogencia de los polinomios generadores es una parte importante en el diseño del codificador convolucional, aunque la diferencia

en el desempeño de la comunicación con diferentes polinomios parece ser insignificante, el ahorro de energía puede llegar a ser importante.

3.2 RESULTADOS DE DESEMPEÑO EN LA MODIFICACIÓN DE IMÁGENES

Una forma interesante de observar el desempeño de un sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional es por medio de imágenes. En la figura 3.6 se presenta la imagen original o imagen antes de ser transmitida a través del sistema de comunicación.



Figura 3.6 Imagen Presente en el Transmisor.

En la figura 3.7 se presenta la imagen obtenida en el receptor después de ser transmitida por un sistema de comunicación simulado. El sistema de comunicación utiliza modulación FSK, codificación convolucional con polinomios generadores [171 133] el cual presenta una longitud de restricción de 7, y tasa de codificación de 1/2 y el valor de profundidad de rastreo configurado en el decodificador fue de 38.



Figura 3.7 Imagen Trasmitada a Través de un Canal AWGN Utilizando Codificación.

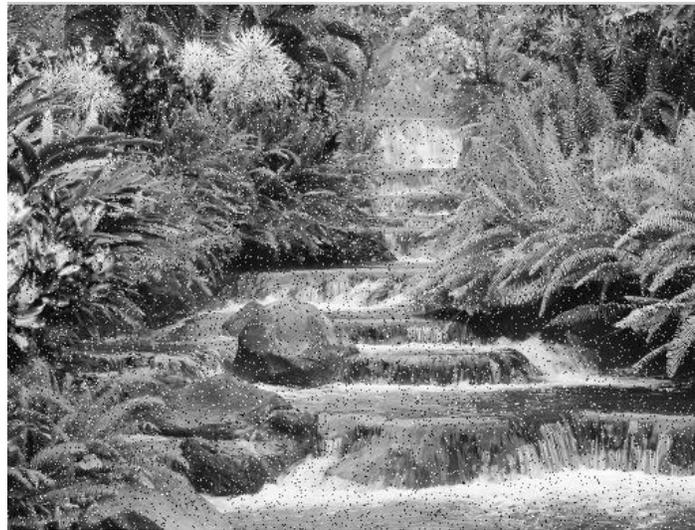


Figura 3.8 Imagen Trasmitada a Través de un Canal AWGN Sin Codificación

En la figura 3.8 se observa la imagen después de ser transmitida por un sistema de comunicaciones simulado, el cual no presenta codificación de canal. La relación E_b/N_0 utilizada es de 7 dB y la modulación FSK.

Evidentemente el resultado obtenido en el caso en el que se utiliza codificación convolucional como codificación de canal, es mucho mejor que al no hacer uso de esta, tanto que la imagen de la figura 3.7 aparentemente no presenta errores, y se podría considerar idéntica a la imagen antes de ser transmitida y presente en la figura 3.6. Esto

demuestra la mejora en el desempeño que se obtiene al utilizar codificación convolucional, aunque no se debe dejar de lado el aumento en los requerimientos de ancho de banda y tiempos de procesamiento en el sistema de comunicación.

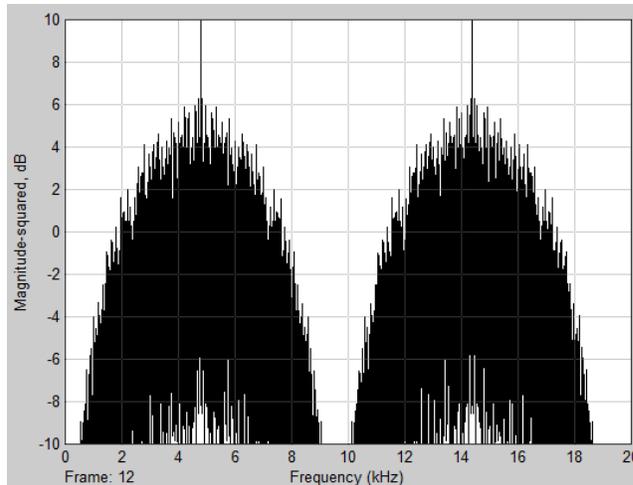


Figura 3.9 Espectro de la Señal en Presencia de Codificación

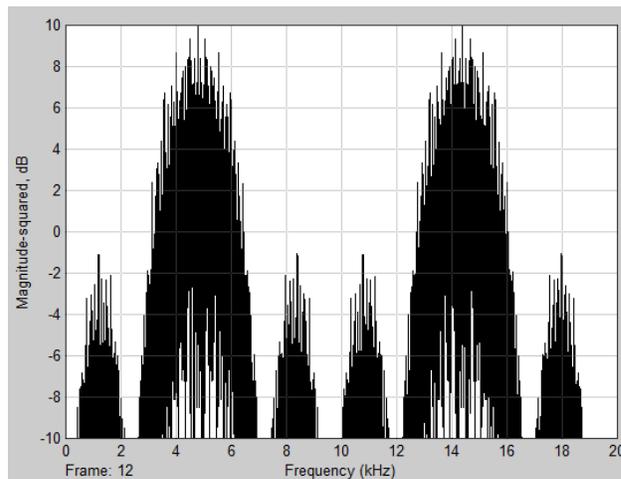


Figura 3.10 Espectro de la Señal en Ausencia de Codificación

En las figuras 3.9 y 3.10 se presentan los espectros de la señal modulada con FSK en presencia y ausencia de codificación de canal. En estas figuras se muestra como aparecen nuevas componentes de frecuencia alrededor de la frecuencia de marca y espacio de la señal al utilizar codificación de canal y específicamente codificación convolucional, esto se debe a que al agregar información de redundancia se está aumentando la velocidad de transmisión de datos, reduciendo el tiempo de bit y de esta forma incrementando el ancho de banda de la señal.

El retardo generado en el sistema de comunicación al utilizar codificación convolucional es otra de las características que se deben de tener en cuenta al decidir la implementación de codificación de canal y específicamente codificación convolucional. En la simulación del sistema de comunicación se transmitió una imagen, el tiempo requerido para realizar todo el proceso fue de 143.700 s para el caso sin codificación de canal y de 263.341 s para el caso con codificación convolucional como codificación de canal, esto implica que al usar codificación convolucional, el tiempo de procesamiento requerido se incrementó en un 83.5%. Por lo tanto se debe analizar si el tiempo de procesamiento es tolerable o que tan costoso es incrementar los recursos computacionales para reducir este tiempo, antes de implementar la codificación de canal en el sistema de comunicaciones.

CAPITULO 4

PLAN DE PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados de las diferentes pruebas realizadas al sistema de comunicación, con el fin de analizar su desempeño al utilizar codificación convolucional y su respuesta en frecuencia. Teniendo en cuenta que uno de los elementos más importante del sistema de comunicaciones son los módulos RF, se debe hacer la siguiente anotación. Inicialmente se adquirieron dos módulos FC-201-SA de la empresa FRIENDCOM¹⁶, los cuales brindan una potencia de salida de 200 mW, modulación MSK, soporte para diferentes velocidades de transmisión de datos, ancho de banda de 25KHz, pero estos módulos no cumplían con las características especificadas por el fabricante: el protocolo de transmisión transparente, y medida o Indicador de la Intensidad de la Señal Recibida (RSSI, *Received Signal Strength Indication*), características importantes para el correcto desarrollo del trabajo de grado. Por lo tanto, fue necesario utilizar para el desarrollo del trabajo de grado los módulos YS-1020 de la empresa “ShenZhen YiShi Electronic Technology Development Co”¹⁷, adquiridos para el desarrollo del trabajo de grado **“IMPLEMENTACIÓN ANÁLISIS Y EVALUACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DE DATOS VÍA RADIO PUNTO A PUNTO DE CORTO ALCANCE EN UHF”** realizado por Carlos Alberto Gómez Fernández y Yuly Maritza González Luna, bajo la dirección del Ing. Víctor Manuel Quintero Flórez, y finalizado en el año 2009 [22].

A diferencia de los módulos FC-201-SA, los módulos YS-1020, si realizan una transmisión de datos de forma transparente, pero no brindan información acerca del valor de RSSI, por lo cual fue necesario hacer uso del medidor de intensidad de campo MC-87/EV ElettronicaVeneta. Las características y el análisis de los módulos YS-1020, se encuentran en el documento final del trabajo de grado antes mencionado.

Las pruebas realizadas al sistema de comunicaciones implementado por medio de los módulos RF YS-1020 fueron: Potencia de transmisión, frecuencia de operación, estabilidad en frecuencia y ancho de banda, pruebas realizadas mediante el analizador de redes ZVL Rohde & Schwarz®[24] y una aplicación software de los módulos. Las pruebas de Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*) y Tasa de Error de Trama (FER, *Frame Error Rate*) fueron realizadas por medio de la aplicación software desarrollada para tal fin.

¹⁶ <http://www.friendcom.com/EN/index.htm>

¹⁷ <http://www.yishi.net.cn/rf/index.asp>

4.1 MEDIDA DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN

La potencia de transmisión de un sistema de comunicaciones es uno de los parámetros que permiten determinar el desempeño del sistema y la cobertura o alcance del mismo. Las medidas de potencia de transmisión de los módulos RF YS-1020, se realizaron mediante el sensor universal de potencia R&S[®]NRP-Z22[23], dispositivo incluido como accesorio del analizador de redes ZVL, el cual presenta un rango dinámico de 90 dBm entre -57 dBm y 33 dBm (2 nW a 2 W) y un rango de frecuencia de operación entre 10 MHz y 18 GHz. Teniendo en cuenta que la potencia de salida del modulo es de 10 dBm y la frecuencia de operación 433 MHz (Valores teóricos) el sensor R&S[®]NRP-Z22 es un dispositivo adecuado para realizar tales medidas. En la figura 4.1 se presenta el diagrama de conexión para la medida de potencia de transmisión.

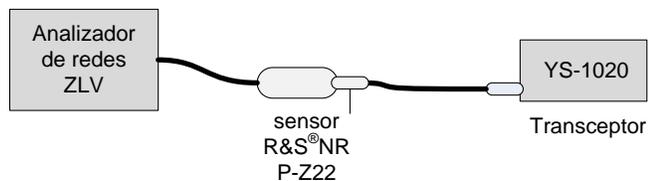


Figura 4.1 Diagrama de Conexión para las Medidas de Potencia.

Potencia de la salida del transceptor RF en ausencia de atenuación: 10.25 dBm

Potencia de salida al incluir un atenuador de 30 dB (Valor teórico): -19.68 dBm (10.76 uW), por lo tanto el valor real de atenuación es de 29.93 dB.

Potencia de salida al colocar un atenuador de 40 dB (Valor teórico): -43.45 dBm (45.18 nW), por lo tanto el valor real de atenuación es de 53.7 dB.

4.2 MEDIDAS DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN Y ESTABILIDAD EN FRECUENCIA

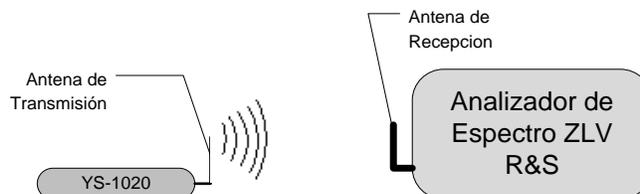


Figura 4.2. Diagrama de Conexión para medidas de Frecuencia.

Con el fin de determinar la frecuencia central, estabilidad en frecuencia y las frecuencias utilizadas por el circuito integrado de radiofrecuencia para transmitir los unos y zeros

binarios, se utilizo el analizador de redes ZVL R&S como analizador de espectro. En la figura 4.2 se presenta el diagrama de conexión para las medidas de la frecuencia de operación y estabilidad en frecuencia.

El sistema de comunicación opera con modulación GFSK[21] lo que implica que utiliza una frecuencia para transmitir "1" y otra frecuencia para transmitir "0", las dos frecuencias son conocidas como frecuencia de marca y de espacio respectivamente y están separadas entre sí $2\Delta f$, en donde Δf se denomina desviación de frecuencia y corresponde a un valor teórico de 4.8 KHz según[21], para una velocidad de transmisión de datos de 9600 bps y canalización de 25 KHz. En las figuras 4.3 y 4.4 se presentan las frecuencias de marca y de espacio para una velocidad de transmisión de datos de 9600 bps respectivamente.

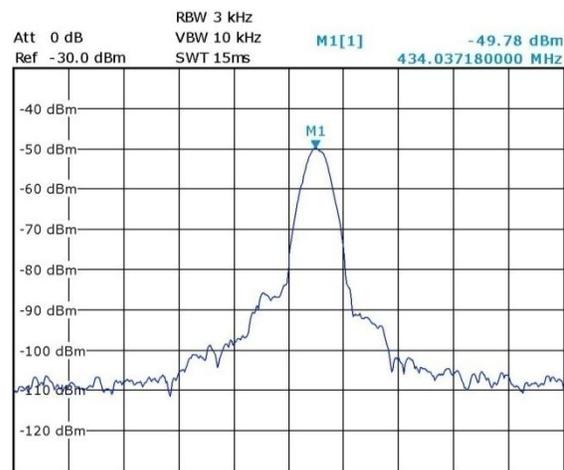


Figura 4.3 Frecuencia de Marca de la Señal.

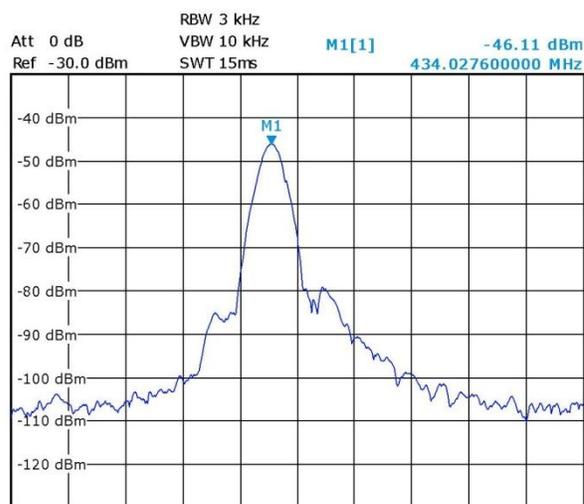


Figura 4.4 Frecuencia de Espacio de la Señal.

A partir de las frecuencias de marca y espacio de la señal se determina la frecuencia central, la desviación de frecuencia y la estabilidad de la misma.

$$f_{Espacio} = f_1 = 434.027600 \text{ MHz}$$

$$f_{Marca} = f_2 = 434.037180 \text{ MHz.}$$

La desviación en frecuencia está definida por la ecuación 4.1

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{2} \quad (4.1)$$

$$\Delta f = \frac{434.037180 \text{ MHz} - 434.027600 \text{ MHz}}{2} = 4.790 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = 4.790 \text{ KHz}$$

El valor de desviación de frecuencia medido para los módulos RF se encuentra muy cerca del valor teórico correspondiente a 4.8 KHz[21].

La separación de frecuencias está definida como $2 \Delta f$.

$$2 \Delta f = 9.580 \text{ KHz}$$

La separación de frecuencias se encuentra muy cerca del valor teórico correspondiente a 9.6 KHz[21].

La estabilidad en frecuencia está definida como la capacidad de un oscilador de permanecer en una frecuencia fija[25], por lo tanto, la variación existente entre la frecuencia central teórica correspondiente a 434.0325 MHz para el canal 6 de los módulos RF y en el cual se realizaron las pruebas de desempeño y la frecuencia central real o frecuencia central obtenida en recepción se denomina desviación de frecuencia. Según[21], la desviación entre la frecuencia teórica y la frecuencia central real debe estar por debajo de ± 11.4 ppm para canalización de 25 KHz y velocidad de transmisión de datos de 9600 bps, por lo tanto la frecuencia central real o frecuencia central en recepción debe estar entre $434.037448 \text{ MHz} > f_{RX} > 434.027552 \text{ MHz}$.

La frecuencia centra real está definida por la ecuación 4.2.

$$f_c = \frac{f_2 + f_1}{2} \quad (4.2)$$

$$f_{RX} = \frac{434.037180 \text{ MHz} + 434.027600 \text{ MHz}}{2}$$

$$f_{RX} = 434.032390 \text{ MHz}$$

Evidentemente la frecuencia central real, está dentro del rango definido en[21]. En la ecuación 4.3 se determina la desviación en frecuencia.

$$\text{Desviación en frecuencia} = 434.032390 \text{ MHz} - 434.032500 \text{ MHz} = -110 \text{ Hz} \quad (4.3)$$

La desviación de frecuencia obtenida es de solo 110 Hz por debajo de la frecuencia teórica, lo que significa una variación de solo -0.2534 ppm, que evidentemente está por debajo de la variación máxima permitida.

4.3 MEDIDA DE ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL

El ancho de banda de la señal es uno de los parámetros más importantes en la caracterización del sistema de comunicaciones. La modulación GFSK es una Modulación en Frecuencia (FM, *Frequency Modulation*) y el ancho de banda para sistemas FM analógicos está dado por la regla de Carlson[26] (ecuación 4.4).

$$BW = 2(f_m + \Delta f) \quad (4.4)$$

En donde f_m corresponde a la mayor frecuencia de la señal moduladora y Δf a la desviación de frecuencia. Al adecuar la regla de Carlson para modulación FSK, f_m se convierte en R_b o velocidad de transmisión de datos, pero por el filtrado de la modulación FSK que la convierte en una modulación GFSK o por la conformación de pulsos (*Pulse Shaping*), el fabricante del RFIC [20] sugiere reemplazar el término $2f_m$ por R_b , por lo tanto la ecuación 4.4 puede reescribirse como 4.5

$$BW = R_b + 2\Delta f \quad (4.5)$$

Por lo tanto para una velocidad de transmisión de datos de 9600 bps y un valor práctico de desviación de frecuencia (Δf) de 4.790KHz, el ancho de banda es igual a:

$$BW = 9600 + 9580$$

$$BW = 19180 \text{ Hz}$$

Para una velocidad de transmisión de datos de 4800 bps, el ancho de banda de la señal es igual a:

$$BW = 4800 + 9580$$

$$BW = 14380 \text{ Hz}$$

Para una velocidad de transmisión de datos de 2400 bps, el ancho de banda de la señal es igual a:

$$BW = 2400 + 9580$$

$$BW = 11980 \text{ Hz}$$

Para una velocidad de transmisión de 1200 bps, el ancho de banda de la señal es igual a:

$$BW = 1200 + 9580$$

$$BW = 10780 \text{ Hz}$$

Evidentemente los valores de ancho de banda teóricos obtenidos para las velocidades de transmisión de datos de 1200 bps, 2400 bps, 4800 bps y 9600 bps, se encuentran por debajo del ancho de banda del canal, definido con un valor de 25 KHz.

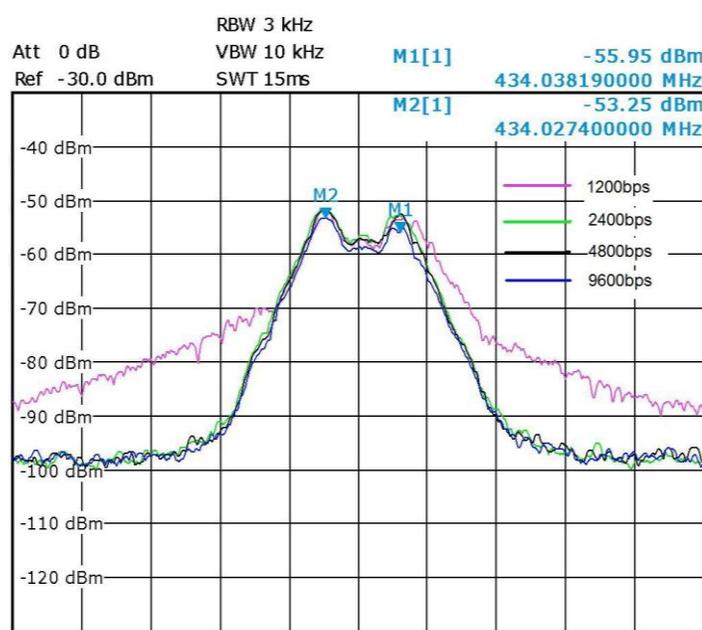


Figura 4.5 Espectro de la Señal para las Diferentes Velocidades de Transmisión de Datos.

En la figura 4.5 se presenta el espectro de la señal para velocidades de transmisión de datos de 1200 bps, 2400 bps, 4800 bps y 9600 bps. En esta figura se observa un ancho de banda de la señal muy similar para las velocidades de 2400 bps, 4800 bps y 9600 bps, pero para la velocidad de transmisión de datos de 1200 bps el espectro presenta una variación significativa y un ancho de banda mayor, con la aparición de nuevas componentes en frecuencia cerca de las frecuencias de marca y de espacio. Estas pruebas fueron realizadas con el analizador de redes ZLV Rohde & Schwarz®.

4.4 MEDIDA DE TASA DE ERROR DE BIT (BER) DEL SISTEMA

La medida de la Tasa de Error de Bit (BER, *Bite Error Rate*) es uno de los parámetros más importantes en el análisis de cualquier sistema de comunicaciones. Este parámetro indica el número total de bits erróneos con respecto al número total de bits transmitidos. Este parámetro se expresa de acuerdo a la ecuación (4.6).

$$BER = \frac{\text{Numero de bits erroneos}}{\text{Numero de bits transmitidos}} \quad (4.6)$$

La medida de tasa de error de bit (BER) se realizó en el terminal receptor, comparando la información transmitida con la información recibida, procedimiento mediante el cual se detectó los bits erróneos. El número de bits erróneos 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)

E_b , es la energía de bit que se obtiene a partir de la potencia de la señal obtenida en recepción y la velocidad de transmisión de datos y N_o es la densidad de potencia de ruido o potencia de ruido por unidad de ancho de banda y se representa en unidades de vatios por Hertz. Por lo tanto para determinar la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_o) se determina el valor de ruido en ausencia de portadora la cual está determinada teóricamente por la ecuación 4.7.

$$N'o = K * T \quad (4.7)$$

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

Reemplazando los valores en la ecuación 4.7 se tiene.

$$N'o = 1,380650 * 10^{-23} \frac{J}{k} * 290^0 K$$

$$N'o = 4 * 10^{-21} W/Hz = 4 * 10^{-18} mW/Hz$$

$$N'o = -174 dBm/Hz$$

La densidad de potencia de ruido a la salida del receptor está dada por la ecuación 4.8

$$N_o = K * T + NF \quad (4.8)$$

$$N_o = N'o(dBm/Hz) + NF(dB)$$

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 sistema. Debido a que la figura de ruido del equipo receptor no fue posible obtenerla, se toma este valor como 7 dB ya que es un valor típico para este tipo de módulos.

$$N_o = -174 dBm/Hz + NF(dB)$$

Por lo tanto

$$N_o = -174 \text{ dBm/Hz} + 7 \text{ dB}$$

$$N_o = -167 \text{ dBm/Hz} \quad (4.9)$$

De esta forma el valor de N_o que se toma en cuenta para obtener la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_o) es de -167 dBm/Hz, como se presenta en la ecuación 4.9.

Los módulos YS-1020 están basados en el Circuito Integrado de Radiofrecuencia CC 1020 de Texas Instruments, este circuito integrado de radiofrecuencia si entrega el valor de RSSI, pero el kit de evaluación YS-1020 no fue configurado de forma que se pueda obtenerlo, por lo tanto fue necesario obtener el valor de potencia de señal recibida haciendo uso del medidor de intensidad de campo eléctrico[27]. En la figura 4.6 se presenta el diagrama de conexión para las medidas potencia de señal recibida

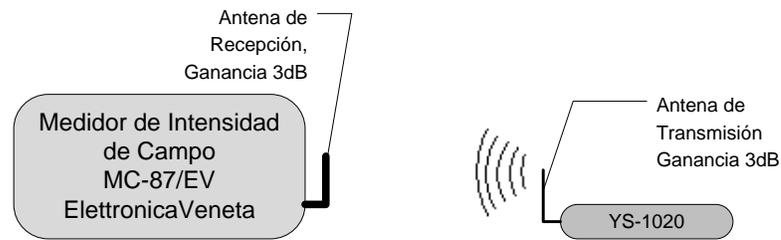


Figura 4.6 Medidas de Potencia de Señal Recibida.

Este equipo entrega un valor de voltaje inducido en unidades de dBuV, al convertir este valor a unidades de Voltios y dividirlo por el valor de impedancia de entrada la cual equivale a 75Ω , se obtiene el valor de potencia recibida en unidades de Vatios: Esto se obtiene a partir de las ecuaciones 4.10 y 4.11

$$Voltaje[V] = \frac{10^{\frac{Voltaje [dBuV]}{20}}}{1000000} \quad (4.10)$$

$$P_{RX}[W] = \frac{V^2[V]}{Z[\Omega]} \quad (4.11)$$

$$P_{RX}[dBm] = 10 * \log_{10}[(P_{RX}[W]) * 1000]$$

El valor de E_b se obtiene del cociente entre la potencia de recepción y la velocidad de transmisión de datos, lo que en unidades logarítmicas se convierte en la diferencia de los mismos, como se expresa en las ecuaciones 4.12 y 4.13.

$$E_b \frac{[mW]}{[Hz]} = \frac{P_{RX} [mW]}{R_b [bps]} \quad (4.12)$$

$$Eb[dBm/Hz] = P_{RX}[dBm] - 10 \log Rb [bps] \quad (4.13)$$

De esta forma el valor de $\frac{Eb}{No}$ se muestra en la ecuación (4.14).

$$\frac{Eb}{No} [dB] = Eb[dBm/Hz] - No[dBm/Hz] \quad (4.14)$$

Debido a que la sensibilidad mínima de este equipo es solo 20 dBuV, que según la ecuación 4.10 y 4.11 equivale a -88.506126 dBm y la sensibilidad del receptor es de -115 dBm para velocidades de transmisión de 9600 bps, evidentemente el rango de medida es insuficiente, por lo tanto se toma como referencia la ecuación de pérdidas de propagación en espacio libre o formula de Friis (ecuación 4.15) y se agrega un factor de corrección de tal forma que los valores medidos correspondan a valores determinados por medio de la ecuación de pérdidas de propagación modificada.

$$Lb[dB] = 32.45 + 20Log(f[MHz]) + 20Log(d[km]) \quad (4.15)$$

4.4.1 Potencia de Recepción y Relación Eb/No para el Escenario 1 (Propagación en Espacio Libre)

El escenario 1 corresponde a propagación en espacio libre. Estas medidas fueron llevadas a cabo en el CDU (*Centro Deportivo Universitario*) sector de Tulcán de la Universidad del Cauca, realizando transmisiones con una potencia de salida de -19.68 dBm y ganancias de antena de 3 dB tanto en el transmisor como en el receptor. En la tabla 4.1 se presentan los valores de pérdidas reales obtenidos a través de medidor de intensidad de campo y las relaciones 4.10, 4.11 y 4.16 respecto a la distancia.

$$Lb[dB] = P_{TX}[dBm] - P_{RX}[dBm] + 2G_A \quad (4.16)$$

Tabla 4.1 Valores de Voltaje y Potencia Obtenidos de Forma Práctica.

Distancia [m]	Voltaje Inducido [dBuV]	Potencia Recibida [dBm]	Pedidas de Propagación Reales
1	42	-66.7506	46.750
2	35	-73.7506	53.750
3	32	-76.7506	56.750
4	31	-77.7506	57.750
5	29	-79.7506	59.750
6	26	-82.7506	62.750
9	22	-86.7506	66.750
10	20	-88.7506	68.750

A partir de los valores presentes en la tabla 4.1 se obtiene la figura 4.7, correspondiente a la relación entre las pérdidas reales entre el transmisor y receptor respecto a la distancia, para las medidas realizadas en el escenario 1.



Figura 4.7 Relación de Perdías Reales Respecto a la Distancia (Escenario 1).

Debido a que las distancias en las que se realizaron las medidas, están fuera del rango de medida obtenido de forma teórica, es necesario obtener estos valores a partir de la ecuación de pérdidas de propagación (ecuación 4.17) de tal forma que los valores obtenidos de forma teórica, se asemejen a los valores obtenidos de forma práctica. A partir de la ecuación 4.17 se obtiene la ecuación 4.18, que expresa las pérdidas de propagación de forma teórica y coincide en gran medida con los valores obtenidos de forma práctica

$$Lb = Kd^n \quad (4.17)$$

En unidades logarítmicas la ecuación 4.17 se convierte en:

$$Lb[dB] = 10\text{Log}K + 10n * \text{Log}d$$

En donde d equivale a la distancia en km y n es igual a 2 para propagación en espacio libre, además:

$$10\text{Log}K = k + 20\text{Log}(f[\text{MHz}])$$

Reemplazando:

$$Lb[dB] = k + 20\text{Log}(f[\text{MHz}]) + 20\text{Log}(d[\text{km}]) \quad (4.18)$$

$$Lb[dB] = 61 + 20\text{Log}(f[\text{MHz}]) + 20\text{Log}(d[\text{km}])$$

Con un valor de $k = 61$, las pérdidas de propagación de espacio libre obtenidas teóricamente (ecuación 4.18) presentan la mayor coincidencia con los valores obtenidos de forma práctica, como se observa en la figura 4.8.

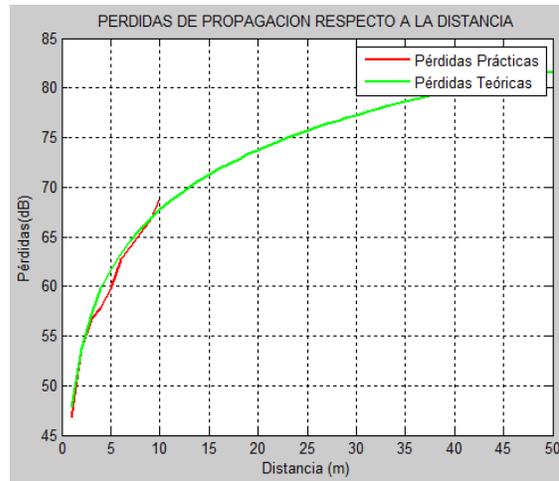


Figura 4.8 *Pérdidas de Propagación Respecto a la Distancia (Escenario 1).*

A partir de los valores de pérdidas de propagación en espacio libre obtenidos de forma teórica (ecuación 4.18) y las ecuaciones 4.13, 4.14 y 4.16 se obtienen los valores de relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) para las distancias a las cuales se realizaron las medidas en el escenario 1.

4.4.2 Potencia de Recepción y Relación E_b/N_0 para el Escenario 2 (Efecto cañón o guía de onda).

Con el fin de evaluar el desempeño del sistema de comunicación en un escenario que genere el efecto cañón o efecto guía de onda [27], se escogió un pasillo del edificio de ingenierías, el cual presenta una longitud de 51 m. Las pruebas se realizaron con una potencia de transmisión de -43.45 dBm y ganancia de antena de 3 dB tanto en el transmisor como en el receptor. A partir de los valores de voltaje inducido obtenidos por medio del medidor de intensidad de campo [27], y las ecuaciones 4.10, 4.11 y 4.16 se obtienen los valores de pérdidas de propagación con respecto a la distancia obtenidos de forma práctica, los valores se presentan en la figura 4.9.

Los valores de pérdidas de propagación de la figura 4.9 obtenidos a partir de los valores de voltaje medidos en el escenario 2 muestran una serie de máximos y mínimos para ciertas distancias, lo que implica que la propagación en este escenario genera un patrón de ondas estacionarias para distancias cercanas al transmisor, pero a medida que el receptor se aleja del transmisor la diferencia entre los picos se reduce y por lo tanto se expresan mejor por la función logarítmica. A partir de los valores de pérdidas de propagación obtenidos de forma práctica en el escenario 2 y presentes en la figura 4.9 se determina el valor de la constante k para la ecuación 4.18 o ecuación de pérdidas de propagación modificada.

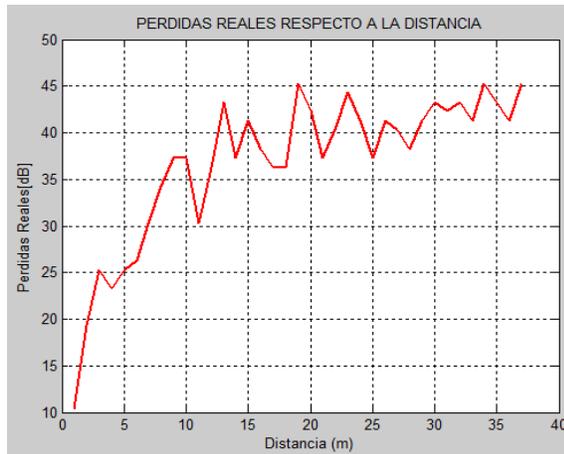


Figura 4.9 Relación de Pérdidas Reales Respecto a la Distancia (Escenario 2).

$$L_b[dB] = 27.45 + 20\text{Log}(f[\text{MHz}]) + 20\text{Log}(d[\text{km}]) \quad (4.19)$$

La ecuación 4.19 expresa las pérdidas de propagación para el escenario 2 a partir de los valores de pérdidas obtenidos de forma práctica, en donde el valor de k de la ecuación 4.18 toma el valor de 27.5. Esto implica que las pérdidas de propagación en este escenario son inferiores a las determinadas por Friis para espacio libre. En la figura 4.10 se presentan los valores de pérdidas de propagación para el escenario 2, obtenidas tanto de forma teórica como de forma práctica.

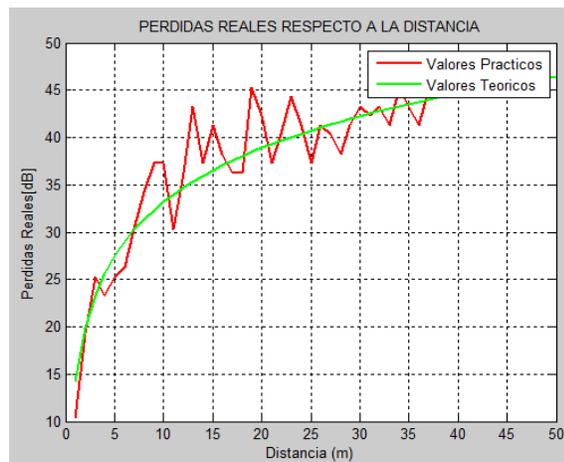


Figura 4.10 Pérdidas de Propagación Respecto a la Distancia (Escenario 2).

De acuerdo a los valores de pérdidas de propagación expresadas por la ecuación 4.19 y las ecuaciones 4.13, 4.14 y 4.16 se determinan los valores de relación de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) para el escenario 2.

4.4.3 Desempeño del Sistema de Comunicación en los Escenario 1 y 2

En esta sección se presentan los resultados de la evaluación del desempeño de la codificación convolucional y del sistema de comunicación en general tanto para el escenario 1 como para el escenario 2. El desempeño se basa en la tasa de error de bit (BER) para diferentes relaciones de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0).

En las pruebas que se realizaron se modificó la tasa de codificación, la longitud de restricción, la profundidad de rastreo, el polinomio generador y la contribución de cada uno de los registros de desplazamiento en la generación del código, sin modificar la tasa de codificación ni la longitud de restricción del mismo, esto con el fin de verificar el desempeño de forma independiente para cada uno de los parámetros. Posteriormente, se realizan pruebas de desempeño según la tasa de error de trama, para diferentes tasas de codificación.

4.4.3.1 Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferentes Tasas de Codificación

Esta prueba se realizó con el fin de evaluar el desempeño de la codificación convolucional en el sistema de comunicación para diferentes tasas de codificación tanto en el escenario 1 como en el escenario 2. Para ello se utilizaron los polinomios generadores [7 5] y [3 5 7; 7 4 2] que generan un código de tasa igual a 1/2 y 2/3 respectivamente, la longitud de restricción de los polinomios es de 3; y transmisiones de información sin codificación de canal. El valor de la profundidad de rastreo o *traceback depth* fue fijado en 38, la velocidad de transmisión de datos en 9600 bps, el tamaño de las tramas en 256 bytes de carga útil o 269 bytes de tamaño total por trama, con un total de 150 tramas transmitidas para cada distancia entre el transmisor y receptor, equivalente a 307200 bit.

Para la escogencia de los polinomios generadores se tuvo en cuenta que la longitud de restricción de los codificadores fuera coincidente y de esta forma evaluar el desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación en general al modificar solamente la tasa de codificación.

4.4.3.1.1 Resultados Obtenidos en el Escenario 1

La tabla 4.2 presenta los resultados de tasa de error de bit (BER) con respecto a la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) en el escenario 1, donde la relación E_b/N_0 fue obtenida a partir de la ecuación de pérdidas de propagación modificada para el escenario 1 y las ecuaciones 4.13, 4.14 y 4.16.

Tabla 4.2 Desempeño de la Codificación Convolutional para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 1).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER		
		Tasa 1/2	Tasa 2/3	Sin Codificación
36	28.3007	0	$1.668 \cdot 10^{-5}$	$2.11 \cdot 10^{-4}$
39	27.6055	$1.786 \cdot 10^{-4}$	$3.442 \cdot 10^{-4}$	$1.230 \cdot 10^{-3}$
41	27.1711	$8.400 \cdot 10^{-3}$	$2.337 \cdot 10^{-3}$	$5.219 \cdot 10^{-3}$
44	26.5577	$4.313 \cdot 10^{-2}$	0.0131	$9.266 \cdot 10^{-3}$
47	25.9848	0.0380	0.0243	0.02512

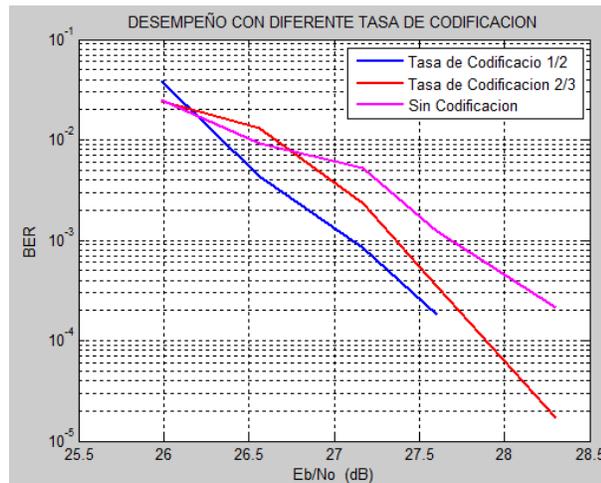


Figura 4.11 Desempeño de la Codificación Convolutional para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 1).

Los resultados presentes en la figura 4.11 muestran que al aumentar la tasa de codificación, el desempeño tanto de la codificación convolutional como del sistema de comunicación en general mejora considerablemente. En la figura 4.11 se observa que con una relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (Eb/No) de 27.5 dB se obtiene una tasa de error de bit (BER) de $1.7 \cdot 10^{-3}$, $5 \cdot 10^{-4}$ y $2.5 \cdot 10^{-4}$ para transmisiones de información sin codificación, con tasa de codificación 2/3 y tasa de codificación de 1/2 respectivamente, lo que demuestra que a mayor tasa de codificación, menor es la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (Eb/No) requerida para una misma tasa de error de bit (BER).

4.4.3.1.2 Resultados Obtenidos en el Escenario 2

En la tabla 4.3 se presentan los resultados obtenidos en el escenario 2, al evaluar el desempeño del sistema de comunicación a partir de la modificación de la tasa de codificación del código convolutional.

Tabla 4.3 Desempeño de la Codificación Convolutiva para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 2).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER		
		Tasa 1/2	Tasa 2/3	Sin Codificación
29	40.28	$8.64 \cdot 10^{-5}$	$1.71 \cdot 10^{-4}$	$4.205 \cdot 10^{-4}$
32	39.16	$3.595 \cdot 10^{-3}$	$6.77 \cdot 10^{-3}$	0.0154
36	38.4	$5.490 \cdot 10^{-3}$	0.0371	0.0238
39	37.71	0.0365	0.0664	0.0484

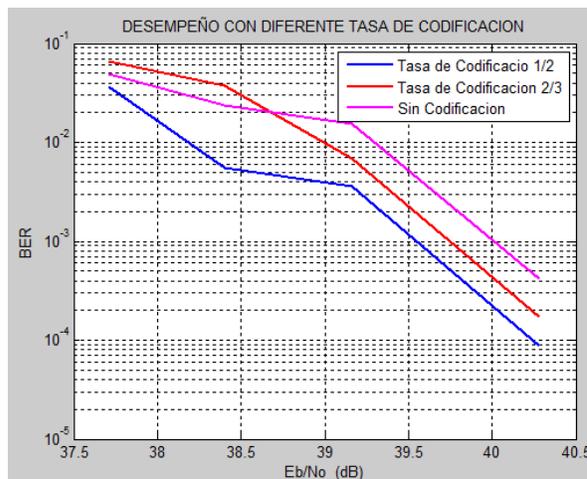


Figura 4.12 Desempeño para Diferentes Tasas de Codificación (Escenario 2).

En la figura 4.12 se observa un decremento en el desempeño de aproximadamente 12 dB con respecto a los resultados de la figura 4.11. Las curvas de desempeño en el escenario 1 y 2 muestran para tasas de codificación de 1/2, 2/3 y sin codificación, similar relación con los resultados obtenidos por medio de simulación, presentando mejor desempeño para tasa de codificación de 1/2 y el peor al no usar codificación, con una diferencia entre las dos, de aproximadamente 0.5 dB para tasa de error de bit (BER) de $1 \cdot 10^{-3}$.

4.4.3.2 Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferentes Profundidades de Rastreo

Para evaluar el desempeño del sistema de comunicación a partir de la profundidad de rastreo o *traceback depth* fijada en el decodificador del código convolutiva, se definieron los valores de profundidades de rastreo igual a 38 e igual a 7. Los polinomios generadores utilizados fueron [7 5] con una longitud de restricción igual a 3. Esta prueba se realizó utilizando una velocidad de transmisión de datos de 9600 bps, con tramas de 256 bytes y una transmisión de 15 tramas para cada distancia medida, lo que equivale a una transmisión de 307200 bits para cada distancia

4.4.3.2.1 Resultados Obtenidos en el Escenario 1

En la tabla 4.4 se presenta la tasa de error de bit (BER) para diferentes distancias entre el transmisor y receptor medidas en el escenario 1.

Tabla 4.4. Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 1).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER	
		Profundidad de Rastreo 38	Profundidad de Rastreo 7
36	28.3007	0	$2.300 * 10^{-5}$
39	27.6055	$1.786 * 10^{-4}$	$7.561 * 10^{-4}$
41	27.1711	$8.400 * 10^{-3}$	$2.786 * 10^{-3}$
44	26.5577	$4.313 * 10^{-2}$	$9.036 * 10^{-2}$
47	25.9848	0.0380	0.0500

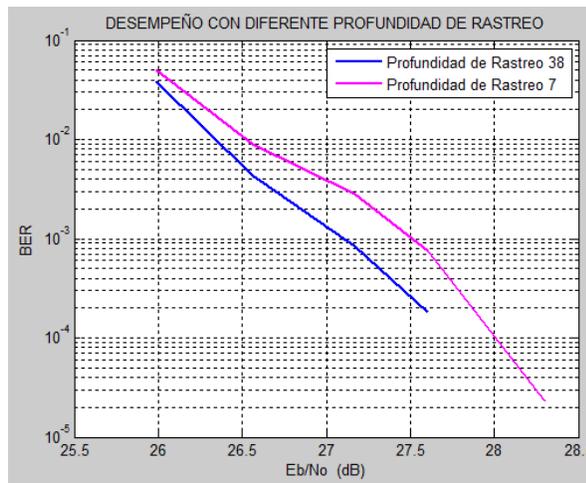


Figura 4.13 Desempeño del Sistema de Comunicación para Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 1).

Los resultados presentes tanto en la tabla 4.4 como la figura 4.13 muestran una mejora considerable en el desempeño del sistema de comunicación generado por un mayor valor de profundidad de rastreo del algoritmo de Viterbi en el decodificador. En la figura 4.13 se observa que para obtener una tasa de error de bit (BER) de $2 * 10^{-4}$ se requiere 0.25 dB menos de relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (Eb/No) utilizando una profundidad de rastreo de 38 a cambio de una profundidad de rastreo de 7, lo que equivale a un ahorro de energía de aproximadamente 5.6%, que dependiendo del costo de esta, puede ser una mejora considerable.

4.4.3.2.2 Resultados Obtenidos en el Escenario 2

En la tabla 4.4 se presenta la tasa de error de bit (BER) para diferentes distancias entre el transmisor y receptor medidas en el escenario 2.

Tabla 4.5 Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 2).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER	
		Profundidad de Rastreo 38	Profundidad de Rastreo 7
29	40.28	$8.64 \cdot 10^{-5}$	$1.594 \cdot 10^{-4}$
32	39.16	$3.595 \cdot 10^{-3}$	$4.558 \cdot 10^{-3}$
36	38.4	$5.490 \cdot 10^{-3}$	0.0138
39	37.71	0.0365	0.0233

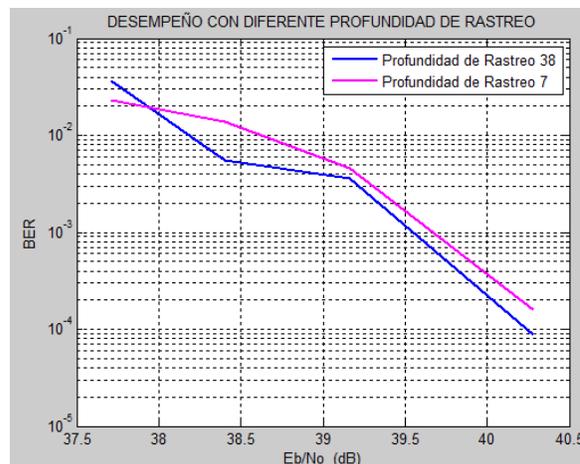


Figura 4.14. Desempeño con Diferente Profundidad de Rastreo (Escenario 2).

Los resultados obtenidos en el escenario 2 del parámetro profundidad de rastreo o *traceback depth* en la codificación convolucional y específicamente en el algoritmo de Viterbi del decodificador, muestran una mejora en el desempeño cuando se realiza la decodificación con un mayor valor de profundidad de rastreo. Esto es coherente con lo obtenido en el escenario 1 y presentado en la figura 4.13, como lo obtenido por medio de simulación y presentado en la figura 3.6 en donde se indica que a mayor profundidad de rastreo, mejor es el desempeño de los códigos convolucionales.

A pesar de que la profundidad de rastreo en el decodificador es un parámetro que influye en gran medida en el desempeño de la codificación convolucional, se debe tener en cuenta que entre mayor sea este parámetro mayor serán los requerimientos computacionales para la decodificación del código o un mayor retardo.

4.4.3.3 Desempeño del Sistema de Comunicación Utilizando Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción e Igual Tasa de Codificación

Como se demostró en el Capítulo 2 la longitud de restricción determinada por los registros de desplazamiento en el codificador es un factor importante en el desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación en general. Con el fin de observar y analizar la contribución del parámetro longitud de restricción en el desempeño de los códigos convolucionales, se utilizaron los polinomios generador [7 5] con longitud de restricción igual a 3 y los polinomios generadores [171 133] con longitud de restricción igual a 7, estos codificadores generan un código de tasa 1/2; la profundidad de rastreo en ambos es igual a 38, el número de tramas enviadas por cada prueba fue 15, el número de pruebas realizadas para cada distancia entre el transmisor y el receptor fue 10 y el tamaño de las tramas 256 bytes.

4.4.3.3.1 Resultados Obtenidos en el Escenario 1

Los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en el escenario 1 se presentan en la tabla 4.6 y en la figura 4.15.

Tabla 4.6 Desempeño de la Codificación Convolucional con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 1).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER	
		Polinomio Generador [7 5]	Polinomio Generador [171 133]
39	27.6055	$1.786 \cdot 10^{-4}$	$6.981 \cdot 10^{-5}$
41	27.1711	$8.400 \cdot 10^{-4}$	$2.385 \cdot 10^{-4}$
44	26.5577	$4.313 \cdot 10^{-3}$	$8.276 \cdot 10^{-4}$
47	25.9848	0.0380	$8.806 \cdot 10^{-3}$

A partir de la figura 4.15 se concluye que al incrementar la longitud de restricción del polinomio generador se mejora el desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación. Se debe tener en cuenta que el incremento en la longitud de restricción la cual está directamente ligada al incremento de registros de desplazamiento en el codificador, conlleva un mayor requerimiento de recursos para la decodificación ya que al aumentar el número de registros de memoria se aumenta el número de nodos en el diagrama de enrejado y por lo tanto se incrementa en el número de trayectorias o caminos posibles a través de este.

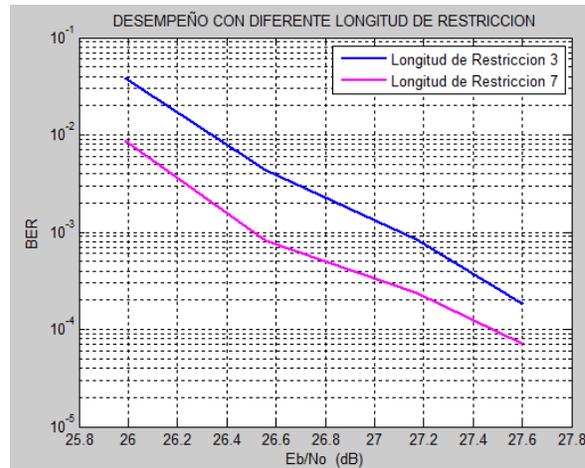


Figura 4.15 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 1)

En la figura 4.15 se observa una mejora considerable al aumentar la longitud de restricción, tanto que con una relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) de 27 dB se logra una tasa de error de bit (BER) de aproximadamente 1.5×10^{-3} y 3.5×10^{-4} al usar longitud de restricción de 3 y 7 respectivamente.

4.4.3.3.2 Resultados Obtenidos en el Escenario 2

La prueba para analizar el desempeño del sistema de comunicación a través de la modificación de la longitud de restricción en los códigos convolucionales, también fue llevada a cabo en el escenario 2. Los resultados se presentan en la tabla 4.7 y figura 4.16.

Tabla 4.7 Desempeño de la Codificación Convolutiva con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 2).

Distancia [m]	E_b/N_0 [dB]	BER	
		Polinomio Generador [7 5]	Polinomio Generador [171 133]
29	40.28	8.64×10^{-5}	9.950×10^{-6}
32	39.16	3.595×10^{-3}	$1,380 \times 10^{-3}$
36	38.4	$5,490 \times 10^{-3}$	$4,391 \times 10^{-3}$
39	37.71	0.0365	0.0106

Los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en el escenario 2, muestran una mejora considerable al aumentar la longitud de restricción del código. Los resultados presentados en la figura 4.16 sugieren un ahorro de energía de aproximadamente 1 dB para una tasa de error de bit (BER) de 1×10^{-4} , por lo tanto, después de analizar los resultados obtenidos tanto en el escenario 1 como en el escenario 2 y al observar la

coherencia que se tiene con los resultados obtenidos por medio de simulación, se concluye que la longitud de restricción es uno de los parámetros fundamentales en el desempeño de la codificación convolucional.

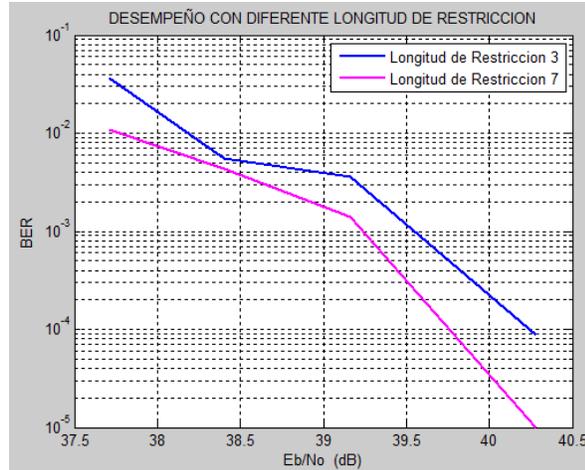


Figura 4.16 Desempeño de la Codificación Convolucional con Polinomios Generadores de Diferente Longitud de Restricción (Escenario 2).

4.4.3.4 Desempeño del Sistema de Comunicación Utilizando Diferentes Polinomios Generadores e Igual Tasa de Codificación e Igual Longitud de Restricción

Debido a que los polinomios generadores no están solamente relacionados con la longitud de restricción sino también a la contribución de cada uno de los registros de desplazamiento en cada una de las salidas del codificador, para evaluar el desempeño del sistema de comunicación a partir de los códigos convolucionales generados por diferentes polinomios generadores pero con igual longitud de restricción e igual tasa de codificación, se eligieron los polinomios [171 133] y [163 67], los cuales presentan una tasa de codificación de 1/2 y longitud de restricción igual a 7. La profundidad de rastreo del algoritmo de Viterbi fue fijada en 38, el tamaño de las tramas en 256 bytes y la velocidad de transmisión de datos en 9600 bps.

4.4.3.4.1 Resultados Obtenidos en el Escenario 1

En la tabla 4.8 y figura 4.17 se presenta el desempeño de diferentes polinomios generadores de igual longitud de restricción e igual tasa de codificación.

Tabla 4.8. Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción (Escenario 1).

Distancia [m]	Relación Eb/No[dB]	BER	
		Polinomio [163 67]	Polinomio [171 133]
39	27.6055	$6.981 \cdot 10^{-5}$	$5.511 \cdot 10^{-5}$
41	27.1711	$2.385 \cdot 10^{-4}$	$1.401 \cdot 10^{-4}$
44	26.5577	$8.276 \cdot 10^{-4}$	$1.165 \cdot 10^{-3}$
47	25.9848	$8.806 \cdot 10^{-3}$	0.0144

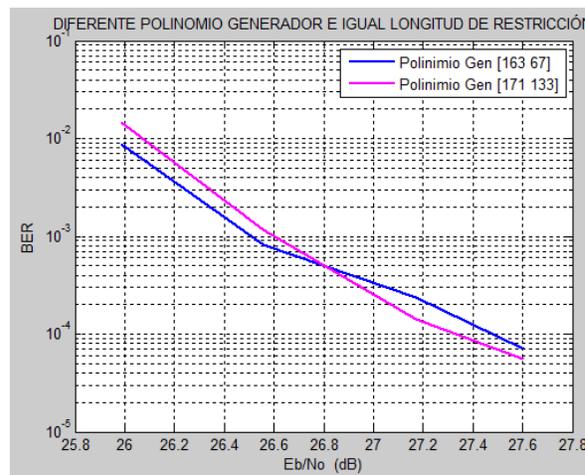


Figura 4.17 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción (Escenario 1).

Los resultados obtenidos a través de las pruebas llevadas a cabo de forma práctica en el escenario 1 y presentes en la figura 4.17, muestran un mejor desempeño de los polinomios generadores [163 67] con respecto a los resultados obtenidos al usar los polinomios [171 133] para un valor bajo de la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0), sin embargo al aumentar la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) los resultados se invierten presentando un mejor desempeño el sistema de comunicación que utiliza codificación convolucional con los polinomios generadores [171 133]. Se debe tener en cuenta que la diferencia en el desempeño tanto para relaciones bajas de energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0) como para relaciones altas, no supera los 0.2 dB. Además los resultados obtenidos por medio de simulación y presentados en el capítulo tres figura 3.5 muestran un mejor desempeño al utilizar los polinomios generadores [171 133] con una mejora de aproximadamente 0.3 dB para una tasa de error de bit (BER) de $1 \cdot 10^{-4}$.

Por lo tanto se puede concluir que la modificación del polinomio generador sin modificar la tasa de codificación y la longitud de restricción no presenta cambios considerables en el

desempeño del sistema, aunque no se debe dejar de lado que existen polinomios generadores de igual longitud de restricción y que generan la misma tasa de codificación que se comportan mejor que otros.

4.4.3.4.2 Resultados Obtenidos en el Escenario 2

En la tabla 4.9 y figura 4.18 se presentan los resultados del desempeño de la codificación convolucional y del sistema de comunicación en general obtenidos en el escenario 2, al modificar los polinomios generadores los cuales están ligados con la contribución que hace cada uno de los registros de desplazamiento en la generación del código, pero dejando constante la tasa de codificación y la longitud restricción.

Tabla 4.9 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción (Escenario 2).

Distancia [m]	Eb/No [dB]	BER	
		Polinomio Generador [7 5]	Polinomio Generador [171 133]
29	40.28	$8.64 \cdot 10^{-5}$	$9.950 \cdot 10^{-6}$
32	39.16	$3.595 \cdot 10^{-3}$	$1.380 \cdot 10^{-3}$
36	38.4	$5.490 \cdot 10^{-3}$	$4.391 \cdot 10^{-3}$
39	37.71	0.0365	0.0106

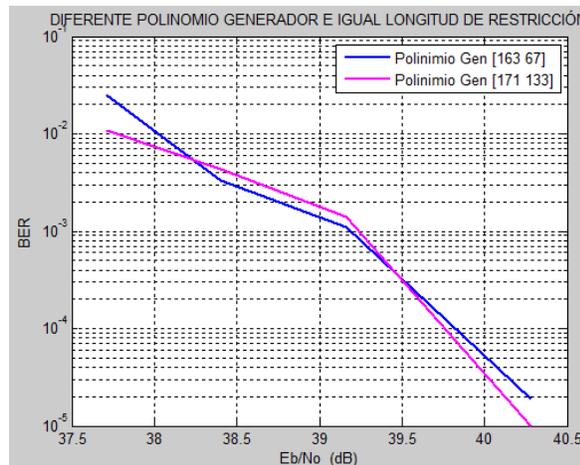


Figura 4.18 Desempeño con Diferente Polinomio Generador e Igual Longitud de Restricción (Escenario 2).

Los resultados presentados en la figura 4.18 muestran un mejor desempeño para el código convolucional generado por el polinomio generador [171 133] para valores altos de la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0), sin embargo la mejora

en el desempeño es bastante baja, con lo que se refuerza el resultado obtenido tanto en forma de simulación como lo obtenido en el escenario 1, donde se puede comprobar que algunos polinomios generadores presentan mejor desempeño que otros.

Se debe tener en cuenta que al mantener la longitud de restricción, se está manteniendo constante la el numero de registros de desplazamiento y por lo tanto en número de nodos en el diagrama de enrejado, de esta forma, los dos polinomios generadores presentan igual número de trayectorias a través del diagrama de enrejado del decodificador y así, el requerimiento computacional es el mismo, con lo que se puede concluir que a características simulares, resultados de desempeño diferentes.

4.5 TASA DE ERROR DE TRAMA

La tasa de error de trama (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, como se muestra en la ecuación 4.21.

$$FER = \frac{\text{Numero de Tramas Erradas}}{\text{Numero de Tramas Transmitidas}} \quad (4.21)$$

La evaluación del desempeño del sistema de comunicaciones según la tasa de errores de trama (FER) se llevó a cabo tanto en el escenario 1 como en el escenario 2. En cada uno de de los escenarios se realizaron medidas para 4 distancias distintas entre el transmisor y receptor con el fin de obtener resultados para diferentes relaciones de energía de bit a densidad de potencia de ruido (Eb/No). En cada una de las distancias entre el transmisor y receptor se realizó una transmisión de 150 tramas con un tamaño de trama de 256 bytes, las tasas de codificación utilizadas fueron: 1/2 generado por los polinomios [7 5], 2/3 generado por los polinomios [3 5 7; 7 4 2] con longitud de restricción igual a 3 para ambos casos y transmisión sin codificación. La velocidad de transmisión de datos empleada fue 9600 bps y la profundidad de rastreo en el decodificador de fue fijada en 38. Estos resultados se presentan en las tablas 4.10 y 4.11.

4.5.1 Resultados Obtenidos en el Escenario 1

Tabla 4.10 Tasa de Error de Trama (FER) para el Escenario 1.

Distancia [m]	FER		
	Tasa de Codificación 1/2	Tasa de Codificación 2/3	Sin Codificación
36	0.03	0.07	0.2
39	0.23	0.25	0.65
41	0.61	0.78	0.934
44	0.922	0.96	1
47	0.991	0.993	1

Los resultados obtenidos en el escenario 1 y presentados en la tabla 4.10, muestran un mejor desempeño al utilizar codificación convolucional y aun mejor, al utilizar mayor cantidad de bits de redundancia, de este modo el mejor desempeño se presenta al codificar la información con tasa de codificación de 1/2 y el peor desempeño al no usar codificación convolucional como codificación de canal.

4.5.2 Resultados Obtenidos en el Escenario 2

Tabla 4.11 Tasa de Error de Trama (FER) para el Escenario 2.

Distancia [m]	FER		
	Tasa de Codificación 1/2	Tasa de Codificación 2/3	Sin Codificación
24	0.02	0.04	0.1
27	0.18	0.19	0.6
29	0.59	0.74	1
31	0.7	1	1
33	0.97	1	1

En los resultados mostrados en la tabla 4.11 se observa que a mayor tasa de codificación el número de tramas erróneas disminuye, obteniéndose el máximo número de tramas erróneas para cada una de las distancias entre el transmisor y receptor al transmitir la información sin codificación y el menor número de tramas erróneas al hacer uso de una tasa de codificación de 1/2. Estos resultados mantienen la tendencia de los resultados obtenidos para tasa de error de bit (BER) en donde el mayor número de errores se presentaba en ausencia de codificación y la mejor tasa de error de bit (BER), al tener un mayor número de bits de redundancia.

4.6 DESEMPEÑO EN AMBIENTES CON INTERFERENCIA

Uno de los fenómenos que afectan las comunicaciones es la interferencia[28]. La interferencia se define como el efecto de una energía no deseada en el receptor del sistema de radiocomunicaciones, lo que genera una degradación o perdida completa de la comunicación. La interferencia es causada por la ocupación simultanea de la frecuencia y el espacio de dos o más comunicaciones o radiaciones al mismo tiempo, radiaciones que pueden provenir de otro sistema de comunicaciones, del espacio celeste o simplemente de cualquier sistema radiante.

Para realizar la pruebas del desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación en general, se utilizó el generador de señales Hewlett Packard 8656B el cual tiene la capacidad de generar señales de frecuencias entre 100 KHz y 990 MHz con potencia en un rango dinámico entre -127 dBm y 17 dBm. Estas pruebas se llevaron a cabo en el laboratorio de Sistemas de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca.

Para la realización de las pruebas del efecto de una señal interferente en el sistema de comunicaciones se debe tener en cuenta, que tanto el transmisor como el receptor deben estar en la zona lejana o campo lejano (Zona de Fraunhofer) del generador de interferencias, esto con el fin de obtener las medidas adecuadas. La zona lejana está definida por la ecuación 4.22.

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.22)$$

En donde D = Longitud de la antena en metros.

λ = Longitud de onda en metros.

r = Campo lejano en metros.

Según los parámetros de la ecuación 4.22 se determina el campo lejano del sistema de comunicaciones. La longitud de la antena es 10 cm equivalente a 0.01 m, la longitud de onda, la cual es equivalente a la velocidad de la luz sobre la frecuencia de transmisión es 0.691 m. Con estos valores se determina que la región de campo lejano se presenta a partir de $2.89 * 10^{-4}m$ de la antena que es equivalente a 0.289 cm.

Para efectos de realizar las pruebas de desempeño teniendo en cuenta en realizar las pruebas en la zona lejana se ubicó, cada uno de los elementos del sistema como se muestra en la figura 4.19.

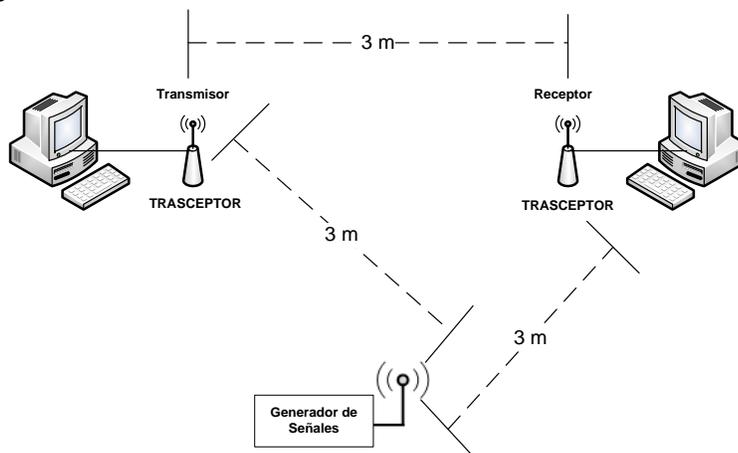


Figura 4.19 Diagrama del Sistema de Comunicación con Interferencia.

Para la ejecución de esta prueba se realizaron variaciones de portadora a interferente o señal a interferencia¹⁸ (C/I) desde un valor mínimo de -4 dBm en donde la comunicación era casi inmune a la señal interferente y por lo tanto la presencia de errores era cercana a

¹⁸ La relación portadora a interferencia (C/I) también es conocida como Relación Portadora a Interferencia (CIR, *Carrier-to-Interference Ratio*)

ceros y un valor máximo de 1 dBm en donde la comunicación se tornaba crítica y por momentos nula, lo que generaba una alta tasa de error de bit (BER). Se debe tener en cuenta que la potencia de transmisión de la señal deseada era de 10 dBm. Estas pruebas fueron realizadas en presencia de codificación de canal obtenida de acuerdo a los polinomios generadores [7 2] el cual presenta una longitud de restricción igual a 7, tasa de codificación de 1/2, la profundidad de rastreo en el decodificador igual a 38. Para esta prueba se realizaron 10 transmisiones por cada relación de C/I, con una cantidad de 15 tramas por transmisión, el tamaño de trama utilizado fue de 256 bytes lo que equivale a 307200 bits por cada prueba. En la tabla 4.12 se presentan los resultados.

Tabla 4.12 Desempeño del Sistema con Interferencia.

Relación S/I [dB]	BER	
	Con Codificación	Sin Codificación
14	0	$2.33 \cdot 10^{-5}$
13	$1.40 \cdot 10^{-5}$	$3.72 \cdot 10^{-4}$
12	$4.83 \cdot 10^{-3}$	$1.64 \cdot 10^{-3}$
11	$1.02 \cdot 10^{-2}$	$2.58 \cdot 10^{-3}$
10	$2.20 \cdot 10^{-2}$	$3.75 \cdot 10^{-3}$
9	$1.68 \cdot 10^{-2}$	0.02

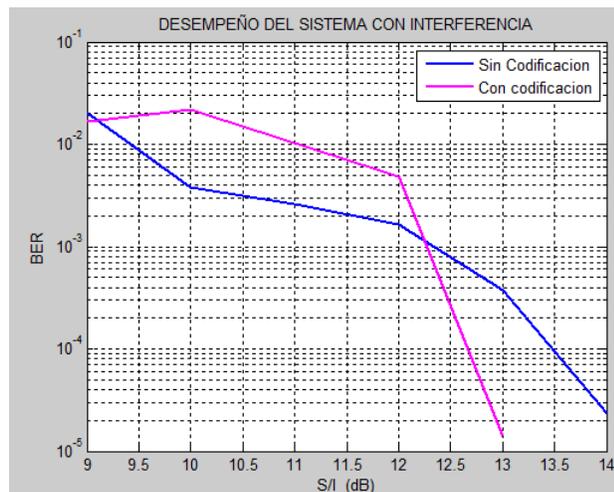


Figura 4.20 Desempeño del Sistema de Comunicación con Interferencia.

La figura 4.20 muestra el desempeño del sistema de comunicación en presencia y en ausencia de codificación de canal y específicamente codificación convolucional para un ambiente con interferencia. En la figura 4.20 se observa que para valores de C/I entre 9.2 dB y 12.3 dB es mejor el desempeño del sistema en ausencia de codificación, pero a partir de 12.3 dB el desempeño del sistema comunicación mejora superando la curva de desempeño en ausencia de codificación tanto que para una tasa de error de bit (BER) de $2 \cdot 10^{-5}$, la diferencia en los requerimientos de C/I es superior a 1 dB. Por lo tanto se

concluye que para relaciones de C/I bajas, la presencia de codificación convolucional deteriora el desempeño del sistema de comunicación, pero a medida que aumenta la relación C/I la presencia de codificación convolucional en el sistema de comunicación representa mejoras significativas de desempeño.

Para relaciones de portadora a interferencia (C/I) menores a 9 dB la comunicación se torno demasiado crítica ya que se presentaban interrupciones momentáneas de la comunicación lo que evidentemente impedía el reconocimiento de las tramas en el receptor. Esto puede ser generado por el efecto captura, característico de los sistemas que presentan modulación en frecuencia. El efecto captura determina que en presencia de dos señales en la misma frecuencia el receptor descarta la de menor intensidad, pero en los casos en donde los valores son comparables o las diferencias de intensidad no son tan marcadas el receptor no puede diferenciar suficientemente entre ellas y por lo tanto saltar de la una a la otro y viceversa[25].

4.7 PARÁMETROS EN LA CODIFICACION CONVOLUCIONAL SUGERIDOS DE ACUERDO A LOS RESULTADOS OBTENIDOS.

Con los resultados obtenidos en el desarrollo del trabajo de grado se comprobó que los diferentes parámetros que caracterizan al codificador y decodificador afectan el desempeño de la codificación convolucional y por lo tanto del sistema de comunicación en general. Existe un compromiso entre desempeño y requerimientos al sistema de comunicaciones. Una mayor tasa de codificación implica un mayor ancho de banda. Una mayor profundidad de rastreo o longitud de restricción implica mayores retardos de procesamiento y mayores recursos computacionales. Por lo tanto, si se tienen limitaciones de potencia pero no de ancho de banda se recomienda hacer uso de una tasa de codificación de 1/2, esto de acuerdo a que el mejor desempeño en las pruebas realizadas se obtuvo con esta tasa de codificación.

La profundidad de rastreo adecuada con el fin de obtener el mejor desempeño debe ser configurada según lo establecido en [8], donde se sugiere un valor cercano a 5 veces la longitud de restricción del código. La NASA recomienda para tasa de codificación igual a 1/2, el uso de los polinomios generadores [171 133] (longitud de restricción igual a 7) Tanto en simulación como en las pruebas realizadas en escenarios reales, se verificó el mejor desempeño ofrecido bajo ciertas condiciones de canal, al hacer uso de los polinomios recomendados. Por lo tanto para una tasa de codificación de 1/2 se recomienda un valor de profundidad de rastreo entre 35 y 40, esto debido a que para valores mayores la ganancia obtenida en el desempeño es mínima.

Se debe tener en cuenta que entre mayor sea el valor de la longitud de restricción, mayor serán los recursos computacionales requeridos en el decodificador, ya que el numero de nodos en el diagrama de enrejado utilizado por el algoritmo de Viterbi en el proceso de decodificación está definido por $2^{\text{número_de_registros}}$. Por lo tanto, por cada registro de memoria

que se agregue al codificador, el número de nodos se duplica, aumentando en el doble el número de nodos y de caminos, generando mayores retardos en el proceso de decodificación. Para la definición de la longitud de restricción se debe tener en cuenta la capacidad del decodificador. Los autores del trabajo de grado recomiendan el uso de una longitud de restricción igual a 7 para tasa de codificación de $1/2$, ya que este es un valor intermedio de compromiso entre el desempeño del código y el consumo de recursos.

La contribución de cada uno de los registros de memoria en la generación de código es otro de los parámetros que modifican el desempeño de la codificación convolucional, por lo tanto se debe buscar la mejor combinación de polinomios que generen el mejor desempeño, esto debido a que la definición de los polinomios no genera retardos adicionales desde que no se modifique la longitud de restricción del código.

CAPITULO 5

CONCLUSIONES

Al cumplir a cabalidad los objetivos específicos propuestos en el anteproyecto de trabajo de grado, se logro adquirir un conocimiento más amplio sobre la codificación de canal y específicamente sobre los códigos convolucionales, conocer la aplicabilidad y la funcionalidad de los módulos basados en Circuitos Integrados de Radiofrecuencia (RFIC) así como también las características específicas de estos, además de fortalecer el conocimiento sobre los protocolos de comunicación de datos del primer y segundo nivel del modelo de referencia OSI.

A través de Circuitos Integrados de Radiofrecuencia (RFIC) y utilizando la banda libre de 433 MHz definida para usos Industriales Científicos y Médicos (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*) es posible implementar un sistema de comunicación fiable y de bajo costo, el cual puede ser de gran utilidad para el análisis del desempeño del mismo, como para una aplicación específica.

Estos primeros aportes sobre sistemas de comunicación de datos vía radio basados en Circuitos Integrados de Radiofrecuencia (RFIC), son un punto de partida hacia una investigación mucho más profunda sobre la aplicabilidad de estas tecnologías en comunicaciones de datos a bajo costo.

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.

Debido a que no existe reglamentación o recomendaciones sobre parámetros de disponibilidad o tasa de error de bit (BER) para este tipo de sistemas de comunicaciones (corto alcance, baja potencia, bandas libres), y las recomendaciones existentes están dirigidas a limitar la potencia de transmisión del sistema de comunicaciones, la cual no debe ser mayor a 10 dBm, se realizan las siguientes recomendaciones para la implementación de cualquier sistema de comunicación: disponibilidad del sistema mayor a 99% y tasa de error de bit (BER) menor a 10^{-4} . Los anteriores parámetros se sugieren debido a que los sistemas de comunicaciones que operan en la banda libre de 433MHz, están orientadas para aplicaciones simples de comunicación de datos tales como telemetría, alarmas, telecontrol, seguridad, localización, etc., en donde la pérdida de

información no representa un problema crítico y por el contrario mayores requerimientos de disponibilidad o de tasa de error de bit (BER) implicarían un mayor costo.

El análisis de desempeño del sistema de comunicación se realizó solo a partir de la tasa de error de bit (BER), 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 Circuitos Integrados de Radiofrecuencia (RFIC) en la banda libre de 433 MHz definida para usos Industriales Científicos y Médicos (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*) es posible implementar un sistema de comunicación fiable, flexible, escalable y de bajo costo, el cual puede ser de gran utilidad para el análisis del desempeño del mismo, como para aplicaciones específicas en cortas distancias.
- Los resultados obtenidos muestran que es importante al modificar los parámetros del sistema de comunicación, mantener un equilibrio entre el desempeño del sistema y la viabilidad del mismo en cuanto al uso de recursos, consumo de energía, ancho de banda necesario y tiempo de procesamiento, necesarios en el proceso de codificación de canal.
- La propagación en un escenario de interiores presenta el efecto cañón o guía de onda. La curva de pérdidas de propagación tiene un comportamiento similar a un patrón de ondas estacionarias, debido al efecto multitrayectoria.
- De acuerdo a las características de la codificación convolucional: tasa de codificación, profundidad de rastreo, longitud de restricción y polinomio generador, se logró establecer para tasas de error de bit (BER) de $4 \cdot 10^{-4}$ en el escenario de propagación en espacio libre, que los casos de mejor desempeño generan un ahorro de energía del 15.8%, 7.7%, 8.8% y 0.6% respectivamente para cada uno de los parámetros mencionados.
- De acuerdo a las características de la codificación convolucional: tasa de codificación, profundidad de rastreo, longitud de restricción y polinomio generador, se logró establecer para tasas de error de bit (BER) de $4 \cdot 10^{-4}$ en el escenario de propagación en interiores, que los casos de mejor desempeño generan un ahorro de energía del 10.9%, 3.5%, 7.7% y 0.2% respectivamente para cada uno de los parámetros mencionados.
- La transmisión de una imagen específica usando codificación convolucional en simulación requiere aproximadamente de un 83.5% más de tiempo de procesamiento en comparación cuando no se hace uso de codificación de canal.

5.2 TRABAJOS FUTUROS

Se proponen los siguientes trabajos futuros:

Evaluar y analizar el desempeño de un sistema de comunicación de datos vía radio que utilice codificación convolucional como codificación de canal y complemente esta con los procesos de aleatorización y entrelazado (*interleaving*) de la información y finalmente la perforación del código para obtener una tasa de codificación diferente.

Analizar el desempeño de la codificación Reed-solomon en un enlace de datos vía radio y realizar la comparación y el análisis del desempeño de esta con los resultados obtenidos del desempeño de la codificación convolucional en el presente trabajo de grado.

Evaluar el desempeño de un sistema de comunicaciones al que se le implemente un protocolo de retransmisión automática que permita obtener mejores desempeños que en los sistemas ya analizados.

Analizar el desempeño de la codificación convolucional en concatenación con otro tipo de codificación de canal como Reed-Solomon, Hamming, BCH (*Bose-Chaudhuri-Hocquenghen*), entre otros y comparar los resultados con los obtenidos en el presente trabajo de grado.

BIBLIOGRAFÍA

- [1]. Robert H. Morelos-Zaragoza. "The Art of Error Correcting Coding". John Wiley & Sons, Ltd. Segunda Edición. 2006, pp. 87-90, 94, 97.
- [2]. "Viterbi Algorithm for Decoding of Convolutional Codes". CORE Technologies. 2004. [En línea]. Disponible: <http://www.1core.com/library/comm/viterbi/viterbi.pdf> [Consultado: Enero 19, 2010].
- [3]. "A Tutorial on Convolutional Coding with Viterbi Decoding". Chip Fleming of Spectrum Applications, 2006. [En línea]. Disponible: <http://home.netcom.com/~chip.f/viterbi/tutorial.html>. [Consultado: Enero 19, 2010].
- [4]. Charan Langton. "Coding and decoding with Convolutional Codes". 1999 [En línea]. Disponible: <http://www.complextoreal.com/chapters/convo.pdf>. [Consultado: Enero 19, 2010].
- [5]. Simon Haykin. "Communication systems", John Wiley & Sons, Inc. 4th Edition 2001. pp. 656-663, 665-667.
- [6]. Carl R. Nassar. "Telecommunications demystified", A Streamlined Course in Digital Communications (and Some Analog) for EE Students and Practicing Engineers, LLH Technology Publishing. 2000, II edición. pp. 214-216.
- [7]. Fu-hua Huang. "Convolutional Codes". Chapter 2. Publicación. [En línea]. Disponible: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-71897-15815/unrestricted/chap2.pdf>. [Consultado: Enero 19, 2010].
- [8]. Uribe José. Desarrollo e Implementación de una Interfaz sobre Esquemas de Modulación y Demodulación OFDM. Universidad Austral de Chile. Facultad de Ciencias de la Ingeniería, Escuela de la electricidad y Electrónica. 2007. [En línea]. Disponible: <http://cybertesis.uach.cl/tesis/uach/2007/bmfciu.761d/doc/bmfciu.761d.pdf>. [Consultado: Enero 19, 2010].

- [9]. “A Tutorial on Convolutional Coding with Viterbi Decoding” by Chip Fleming of Spectrum Aplicaciones, 2006,. [En línea]. Disponible: <http://home.netcom.com/~chip.f/viterbi/tutorial.html>
- [10]. Shai Shpigelblat. “Implementing the Viterbi Algorithm in Today’s Digital Communications Systems”. Publicación. [En línea]. Disponible: <http://www.design-reuse.com/articles/21107/viterbi-algorithm.html>. [Consultado: Enero 19, 2010].
- [11]. Rodríguez Alberto, Maroto Oscar. “Decodificador de Viterbi”. 2003. [En línea]. Disponible: www.contrib.andrew.cmu.edu/~albertor/Academics/Projects/Viterbi.pdf. Consultado: Enero 19, 2010].
- [12]. AX.25 Link Access Protocol for Amateur Packet Radio. Versión 2.2 Revisión: Julio 1998 [En línea]. Disponible: <http://www.tapr.org/pdf/AX25.2.2.pdf>. [Consultado: Enero 27, 2010].
- [13]. Briseño Márquez José E. “TRANSMISIÓN DE DATOS” Universidad de los Andes. Facultad de Ingeniería. Departamento de Publicaciones, Mérida. 2005. 3ra Edición. pp. 185, 197-206.
- [14]. Caprile Sergio. “Equisbí, Desarrollo de aplicaciones con comunicación remota basadas en módulos Zigbee y 802.15.4”, 1ª Edición, Agosto 2009. pp. 79, 80, 83.
- [15]. IEEE Std 802.3™-2002. IEEE Standard for Information technology— Telecommunications and information exchange between systems— Local and metropolitan area networks. Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications. 2002. [En línea]. Disponible: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.3-2002.pdf>. [Consultado: Enero 27, 2010].
- [16]. IEEE Std 802.15.4™-2006. IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems— Local and metropolitan area networks Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Septiembre 8 2006 [En línea].

Disponible:<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>.
[Consultado: Enero 27, 2010].

- [17]. IEEE Std 802.11b™-1999. IEEE Standard for Information technology telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). [En línea]. Disponible: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11b-1999.pdf>. [Consultado: Febrero 22, 2010].
- [18]. Canto Hugo. "IIIE 802.16 WMAN/WIMAX" Instituto Tecnológico de Buenos Aires. Maestría en Teleinformática, Buenos Aires. 2006. [En línea]. Disponible: <http://www.slideshare.net/rivamara/ieee-80216-wman-wimax-presentation>. [Consultado Febrero 24, 2010].
- [19]. IEEE Std 802.16e™-2004. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems. [En línea]. Disponible: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16.2-2004.pdf>. [Consultado: Febrero 24, 2010].
- [20]. Godínez Antonio, Siten Roberto. "Análisis del Comportamiento Dinámico del Protocolo IEEE 802.16 (WIMAX)" Universidad Nacional Autónoma de México. Facultad de Ingeniería. México D.F. 2005. [En Línea]. Disponible: http://profesores.fi-b.unam.mx/victor/LTesis_Roberto_Antonio.pdf. [Consultado Febrero 24, 2010].
- [21]. Texas Instruments. "CC1020" Single Chip Low Power RF Transceiver for Narrowband Systems". Datasheet, 2008. [En línea]. Disponible: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/cc1020.pdf>. [Consultado: Febrero 8, 2010].
- [22]. Gómez Carlos, González Yuly, "Implementación Análisis y Evaluación de un Sistema de Comunicación de Datos Vía Radio Punto a Punto de Corto Alcance en Uhf", Monografía de trabajo de grado, 2009.
- [23]. NRP Power Meter Family, RHOED&SCHWARS, The ultimate solution for power measurements, Datasheet, 2008. [En línea]. Disponible: http://www2.rohde-schwarz.com/file_9417/NRP_bro_en.pdf. [Consultado: Febrero 8, 2010].

- [24]. ZVL Vector Network Analyzer, RHOED&SCHWARS. Datasheet, 2009. [En línea]. Disponible: http://www2.rohde-schwarz.com/file_12085/ZVL_bro_en.pdf. [Consultado: Febrero 12, 2010].
- [25]. Trujano Guillermo. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. TOMASI. 4 th Edición. Prentice Hall. 2003. pp. 59,60 287-289.
- [26]. Herrera. Comunicaciones 1. Señales, modulación y transmisión. LIMUSA, Noriega editores. 2004. pp 213-215.
- [27]. Medidor de Campo Mod. MC-87/EV ElettronicaVeneta.
- [28]. Javvin. Network Dictinary. Javvin technologies. 2009. pp. 89.
- [29]. Sabri Serkan Basat. "Design and Characterization of Rfid Modules in Multilayer Configurations". Georgia Institute of Technology. 2006. [En línea]. Disponible: http://smartech.gatech.edu/dspace/bitstream/1853/14070/1/basat_sabri_s_200612_mast.pdf. [Consultado: Marzo 12, 2010].