

**EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DEL ESTÁNDAR  
DVB-T, UTILIZANDO LOS MODELOS DE CANAL MULTITRAYECTO DESCRITOS  
EN LA NORMA ETSI EN 300 744**



**RICARDO EFRAÍN MUÑOZ BOLAÑOS  
JOSÉ LUIS RODRÍGUEZ MONJE**

*Universidad del Cauca*

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
Departamento de Telecomunicaciones  
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT  
Línea de investigación: Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de  
Telecomunicaciones  
Popayán, Junio de 2011**

**EVALUACIÓN Y ANALISIS DEL DESEMPEÑO A NIVEL FISICO DEL ESTÁNDAR  
DVB-T, UTILIZANDO LOS MODELOS DE CANAL MULTITRAYECTO DESCRITOS  
EN LA NORMA ETSI EN 300 744**



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

**RICARDO EFRAÍN MUÑOZ BOLAÑOS  
JOSÉ LUIS RODRÍGUEZ MONJE**

**Director:  
I.E. Jenny Cuatindioy Imbachi**

*Universidad del Cauca*

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES  
Departamento de Telecomunicaciones  
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT  
Línea de investigación: Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de  
Telecomunicaciones  
Popayán, Junio de 2011**

## CONTENIDO

CAPITULO 1 ASPECTOS GENERALES DE CANALES MULTITRAYECTO .....	3
1.1 CANALES INALÁMBRICOS.....	3
1.1.1 Tipos de Desvanecimientos en Canales Inalámbricos .....	4
1.2 CANALES MULTITRAYECTO .....	5
1.2.1 Clasificación de Canales Multitrayecto.....	8
1.2.2 Distribuciones Rayleigh y Ricean.....	9
1.3 CATEGORIAS DE DEGRADACION EN CANALES MULTITRAYECTO .....	11
1.3.1 Categorías de Degradación con Base en la Dispersión del Retardo .....	11
1.3.2 Categorías de Degradación con Base en el Desplazamiento Doppler.....	16
1.4 ASPECTOS GENERALES DE TRANSMISIÓN MULTIPORTADORA.....	18
1.4.1 Influencia del Intervalo de Guarda de COFDM en DVB-T .....	19
1.5 MODELOS DE CANAL DESCRITOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744. ....	20
CAPITULO 2 MODELOS DE CANAL UTILIZADOS.....	23
2.1 MODELOS DE CANAL UTILIZADOS.....	23
2.2 ADAPTACIÓN DE LOS MODELOS DE CANAL DEFINIDOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744 A LABMU.....	24
2.2.1 Obtención del Modelo de Canal P1 para Recepción Portable (no móvil) de Acuerdo al Simulador de Canal de LabMU. ....	27
2.2.2 Obtención del Modelo de Canal F1 para Recepción Fija de Acuerdo al Simulador de Canal de LabMU. ....	30
2.3 MODELOS DE CANAL DEFINIDOS EN COST 207.....	33
2.3.1 Aplicación del Modelo de Canal TU60 para Recepción Móvil (60 Km/h) al Simulador de Canal de LabMU. ....	33
2.3.2 Aplicación del Modelo de Canal HT80 para Recepción Móvil (80 Km/h) al Simulador de Canal de LabMU. ....	37

2.3.3	Comparación de las Características de los Modelo de Canal Planteados.....	40
CAPITULO 3	ANALISIS DE RESULTADOS .....	41
3.1	ASPECTOS GENERALES PARA LA OBTENCIÓN DE RESULTADOS. ....	41
3.2	MODELO DE CANAL PARA RECEPCIÓN FIJA F1 .....	43
3.2.1	Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando el Modelo de Canal F1. ....	43
3.2.2	Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutacional Utilizando el Modelo de Canal F1. ....	45
3.2.3	Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando el Modelo de Canal F1.....	48
3.2.4	Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal F1. ....	50
3.2.5	Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando el Modelo de Canal F1.....	51
3.2.6	Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando el Modelo de Canal F1.....	53
3.2.7	Impacto del Ruido y Propagación Multitrayecto en el Diagrama de Constelación Utilizando el Modelo de Canal F1.....	57
3.3	MODELO DE CANAL PARA RECEPCIÓN PORTATIL P1.....	62
3.3.1	Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando el Modelo de Canal P1.....	62
3.3.2	Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutacional Utilizando el Modelo de Canal P1. ....	64
3.3.3	Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando el Modelo de Canal P1.....	66
3.3.4	Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal P1. ....	67
3.3.5	Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando el Modelo de Canal P1.....	67
3.3.6	Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando el Modelo de Canal P1.....	70
3.3.7	Impacto del Ruido y Propagación Multitrayecto en el Diagrama de Constelación Utilizando el Modelo de Canal P1.....	71
3.4	COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LOS ESPECIFICADOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744. ....	75

3.5	MODELOS DE CANAL PARA RECEPCIÓN EN UN ESCENARIO TÍPICO URBANO (TU60) Y UN ESCENARIO MONTAÑOSO (HT80).....	77
3.5.1	Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80. ....	77
3.5.2	Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutiva para los Modelos de Canal TU60 y HT80. ....	79
3.5.3	Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80. ....	81
3.5.4	Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal TU60. ....	83
3.5.5	Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal HT80. ....	84
3.5.6	Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80. ....	84
3.5.7	Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80. ....	90
3.6	COMPARACIÓN DE LOS MODELOS DE CANAL UTILIZANDO EL MODELO BASE.....	92
CAPITULO 4 CONCLUSIONES.....		95
4.1	TRABAJOS FUTUROS.....	98
4.3	RECOMENDACIONES.....	98
BIBLIOGRAFIA.....		99

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Efecto de una señal reflejada sobre una señal sin desvanecimiento (sin pérdidas de amplitud y sin desfase) .....	7
Figura 1.2	Enlace tipo LOS.....	8
Figura 1.3	Enlace tipo NLOS.....	9
Figura 1.4	Perfil de retardo y potencia del canal .....	12
Figura 1.5	Respuesta al impulso de un canal multitrayecto.....	12
Figura 1.6	Perfil de retardo y potencia para un canal de un sistema celular a 850 MHz en un escenario urbano.....	13
Figura 1.7	Caso típico de desvanecimiento selectivo en frecuencia.....	16
Figura 1.8	Caso típico de desvanecimiento Plano.....	16
Figura 1.9	Espectro del desplazamiento Doppler .....	17
Figura 1.10	ISI entre símbolos COFDM. ....	20
Figura 1.11	Eliminación de ISI mediante la utilización del intervalo de guarda en COFDM. ....	20
Figura 2.1	Potencias relativas y retardos relativos de los 20 trayectos para los modelos de canal P1 y F1 descritas en la norma ETSI EN 300 744. ....	25
Figura 2.2	Modelo de canal P1 aplicado a LabMU. ....	28
Figura 2.3	Modelo de canal F1.....	31
Figura 2.4	Modelo de canal TU60. ....	34
Figura 2.5	Modelo de canal HT80. ....	37
Figura 3.1	BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM. ....	44
Figura 3.2	BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8.....	46
Figura 3.3	BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K utilizando el modelo de canal F1. ....	49
Figura 3.4	Respuesta al impulso del canal F1 para un intervalo de guarda de 1/32 (28 $\mu$ s) y el modo de transmisión 8K.....	51
Figura 3.5	Respuesta al impulso del canal F1 para un intervalo de guarda de 1/32 (7 $\mu$ s) y el modo de transmisión 2K.....	52
Figura 3.6	BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32.....	53

Figura 3.7	Modulación Uniforme ( $\alpha=1$ ).....	54
Figura 3.8	Modulación No Uniforme ( $\alpha=2$ ). .....	55
Figura 3.9	Modulación No Uniforme ( $\alpha=4$ ). .....	55
Figura 3.10	BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica con $\alpha = 1, 2$ y $4$ , utilizando el modelo de canal F1.....	56
Figura 3.11	Diagrama de constelación 64QAM (C/N=17.7 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1. ....	58
Figura 3.12	Diagrama de constelación 16QAM (C/N=12.2 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1. ....	58
Figura 3.13	Diagrama de constelación QPSK (C/N=6 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.....	59
Figura 3.14	Diagrama de constelación 64QAM (C/N=32 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1. ....	61
Figura 3.15	Diagrama de constelación 16QAM (C/N=27 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1. ....	61
Figura 3.16	Diagrama de constelación QPSK (C/N=20 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1. ....	62
Figura 3.17	BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal P1 para los esquemas de modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM.....	63
Figura 3.18	BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de la codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal P1.....	64
Figura 3.19	BER vs C/N para los modos de transmisión 2K y 8K utilizando el modelo de canal P1.....	66
Figura 3.20	Respuesta al impulso del canal P1 para un intervalo de guarda de 1/32 (28 $\mu$ s) y el modo de transmisión 8K. ....	68
Figura 3.21	Respuesta al impulso del canal P1 para un intervalo de guarda de 1/32 (7 $\mu$ s) y el modo de transmisión 2K. ....	69
Figura 3.22	BER vs C/N del sistema DVB-T para los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 utilizando el modelo de canal P1.....	69
Figura 3.23	BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica con $\alpha = 1, 2$ y $4$ , utilizando el modelo de canal P1.....	70
Figura 3.24	Diagrama de constelación 64QAM (C/N=20.4 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1. ....	72
Figura 3.25	Diagrama de constelación 64QAM (C/N=32 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.....	72

Figura 3.26	Diagrama de constelación 16QAM (C/N=14.7 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.....	73
Figura 3.27	Diagrama de constelación 16QAM (C/N=31 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.....	73
Figura 3.28	Diagrama de constelación QPSK (C/N=8.6 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.....	74
Figura 3.29	Diagrama de constelación QPSK (C/N=32 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.....	74
Figura 3.30	BER vs C/N del sistema DVB-T para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal TU60.....	78
Figura 3.31	BER vs C/N del sistema DVB-T para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal HT80.....	78
Figura 3.32	BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal TU60.....	80
Figura 3.33	BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal HT80.....	80
Figura 3.34	BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K, utilizando el modelo de canal TU60.....	82
Figura 3.35	BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K, utilizando el modelo de canal HT80.....	82
Figura 3.36	Respuesta al impulso del canal TU60 en el modo 8K para un intervalo de guarda de 1/32 (28 $\mu$ s).....	85
Figura 3.37	Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 8K para un intervalo de guarda de 1/32 (28 $\mu$ s).....	85
Figura 3.38	BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo 8K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal TU60.....	86
Figura 3.39	BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo 8K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal HT80.....	87
Figura 3.40	Respuesta al impulso del modelo de canal TU60 en el modo 2K para un intervalo de guarda de 1/32 (7 $\mu$ s).....	88
Figura 3.41	Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 2K para un intervalo de guarda de 1/16 (14 $\mu$ s).....	88
Figura 3.42	Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 2K para un intervalo de guarda de 1/32 (7 $\mu$ s).....	89

Figura 3.43	BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo de transmisión 2K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal HT8. ....	90
Figura 3.44	BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica, con $\alpha = 1, 2$ y $4$ , utilizando el modelo de canal TU60. ....	91
Figura 3.45	BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica, con $\alpha = 1, 2$ y $4$ , utilizando el modelo de canal HT80. ....	91
Figura 3.46	BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando los modelos de canal AWGN, F1, P1, TU60 y HT80 y el nivel físico de acuerdo al modelo base. ....	93

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1	Valores típicos de dispersión de retardo RMS bajo diferentes escenarios ....	14
Tabla 2.1	Valores de potencia relativa (en veces), retardo relativo y fase para los modelos de canal P1 y F1 según la norma ETSI EN 300 744. ....	24
Tabla 2.2	Selección de los trayectos con mayor potencia relativa (en veces). ....	26
Tabla 2.3	Selección final de trayectos para adaptar los modelos de canal P1 y F1 a LabMU. ....	26
Tabla 2.4	Modelo de canal P1 implementado en LabMU. ....	27
Tabla 2.5	Potencias relativas y retardos relativos de P1. ....	29
Tabla 2.6	Modelo de canal F1. ....	30
Tabla 2.7	Modelo de canal F1 implementado en LabMU. ....	31
Tabla 2.8	Potencias relativas y retardos relativos de F1. ....	32
Tabla 2.9	Modelo de canal TU60. ....	33
Tabla 2.10	Potencias relativas y retardos relativos de TU60. ....	35
Tabla 2.11	Modelo de canal HT80. ....	37
Tabla 2.12	Potencias relativas y retardos relativos de HT80. ....	38
Tabla 2.13	Comparación de las características de los modelos de canal planteados. ....	40
Tabla 3.1	Características del modelo base. ....	41
Tabla 3.2	Valores de C/N mínimos para sintonizar la señal DVB-T empleando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal F1. ....	44

Tabla 3.3	Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	45
Tabla 3.4	Requerimientos de C/N mínimos para sintonizar la señal DVB-T en función de las tasas de codificación convolucional, utilizando el modelo de canal F1.....	47
Tabla 3.5	Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	47
Tabla 3.6	Requerimientos de C/N en función de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	49
Tabla 3.7	Definición de los intervalos de guarda para los modos 2K y 8K, utilizando un ancho de banda de 8 MHz. ....	50
Tabla 3.8	Esquemas de modulación y tasas de codificación para transmisión jerárquica.....	56
Tabla 3.9	Requerimientos de C/N en función de los flujos de transporte utilizando el modelo de canal F1, variando el parámetro alfa, cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	57
Tabla 3.10	Valores de MER para los diagramas de constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	60
Tabla 3.11	Requerimientos de C/N para obtener valores óptimos de MER en los diagramas de constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal F1. ....	60
Tabla 3.12	Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando el modelo de canal P1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	63
Tabla 3.13	Diferencia entre los requerimientos de C/N utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1 empleando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM.....	64
Tabla 3.14	Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando el modelo de canal P1, cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	65
Tabla 3.15	Incrementos en los requerimientos de C/N de las tasas de codificación convolucional, utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1.....	65
Tabla 3.16	Requerimientos de C/N en función de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal P1 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	66

Tabla 3.17	Incrementos en los requerimientos de C/N de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1. ....	67
Tabla 3.18	Requerimientos de C/N en función de los flujos de transporte utilizando el modelo de canal P1, variando el parámetro alfa, para alcanzar una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	71
Tabla 3.19	Valores de MER mínimos (BER igual a $2 \times 10^{-4}$ ) y óptimos para las constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal P1.....	75
Tabla 3.20	Diferencia entre los resultados de C/N simulados en LabMU y los valores teóricos definidos en la norma ETSI EN 300 744, para transmisión no jerárquica (modulación uniforme $\alpha = 1$ ).....	76
Tabla 3.21	Diferencia entre los resultados de C/N simulados en LabMU y los valores teóricos definidos en la norma ETSI EN 300 744, para transmisión jerárquica.....	77
Tabla 3.22	Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando los modelo de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	79
Tabla 3.23	Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando los modelos de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	81
Tabla 3.24	Incrementos de los requerimientos de C/N utilizando el modelo HT80 con relación al modelo de canal TU60, cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	81
Tabla 3.25	Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación utilizando los modelos de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	83
Tabla 3.26	Requerimientos de C/N en función de los intervalos de guarda utilizando el modelo de canal HT80 y el modo de transmisión 2K, cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	90
Tabla 3.27	Requerimientos de C/N cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ para los flujos de transporte HP y LP, utilizando los modelos de canal TU60 y HT80, variando el parámetro alfa. ....	92
Tabla 3.28	Diferencias de C/N entre los modelos de canal utilizados, cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ .....	94
Tabla 4.1	Valores de MER cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$ para los modelos de canal F1, P1, TU60 y HT80.....	97

## **LISTA DE ANEXOS**

- ANEXO A.** MODELO DE SIMULACIÓN A NIVEL FÍSICO DEL ESTÁNDAR DVB-T UTILIZANDO EL LABORATORIO LABMU.
- ANEXO B.** DESCRIPCIÓN DEL NIVEL FÍSICO DEL ESTÁNDAR DVB-T.
- ANEXO C.** IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN UTILIZANDO EL LABORATORIO LABMU.
- ANEXO D.** CARTAS DE NOTACION DE ESPECIFICACIONES.

## ACRÓNIMOS

<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
<b>BER</b>	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
<b>COFDM</b>	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> , Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada.
<b>COST</b>	<i>European Cooperation in Science and Technology</i> , Cooperación Europea en Ciencia y Tecnología.
<b>DVB</b>	<i>Digital Video Broadcasting</i> , Difusión de Video Digital.
<b>DVB-H</b>	<i>Digital Video Broadcasting Handheld</i> , Radiodifusión de Video Digital para Dispositivos Portables.
<b>DVB-T</b>	<i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i> , Radiodifusión de Video Digital Terrestre.
<b>ETSI</b>	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> , Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones.
<b>FEC</b>	<i>Forward Error Correction</i> , Corrección de Errores hacia Adelante.
<b>HP</b>	<i>High Priority</i> , Alta Prioridad.
<b>HT</b>	<i>Hilly Terrain</i> , Terreno Montañoso.
<b>IPTV</b>	<i>Internet Protocol Television</i> , Televisión sobre Protocolo de Internet.
<b>ISI</b>	<i>Inter Symbol Interference</i> , Interferencia Inter Simbólica.
<b>LabMU</b>	Laboratorio Multiusuario.
<b>LOS</b>	<i>Line of Sight</i> , Línea de vista.
<b>LP</b>	<i>Low Priority</i> , Baja Prioridad.
<b>MER</b>	<i>Modulation Error Ratio</i> , Relación de Error de Modulación.
<b>MHP</b>	<i>Multimedia Home Platform</i> , Plataforma Común Multimedia.
<b>MPEG</b>	<i>Moving Pictures Experts Group</i> , Grupo de Expertos de Imágenes en Movimiento.
<b>NLOS</b>	<i>Non Line of Sight</i> , Sin Línea de Vista.

<b>PDP</b>	<i>Power Delay Profile</i> , Perfil de Retardo y Potencia.
<b>QAM</b>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> , Modulación de Amplitud en Cuadratura.
<b>QEF</b>	<i>Quasi Error Free</i> , Casi sin Error.
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.
<b>SENA</b>	Servicio Nacional de Aprendizaje
<b>SNR</b>	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.
<b>TDT</b>	<i>Terrestrial Digital Television</i> , Televisión Digital Terrestre.
<b>TPS</b>	<i>Transmission Parameter Signalling</i> , Señalización de Parámetros de Transmisión.
<b>TU</b>	<i>Typical Urban</i> , Típico Urbana.
<b>UHF</b>	<i>Ultra High Frequency</i> , Frecuencia Ultra Alta.

## INTRODUCCION

El sistema de Televisión Digital Terrestre (TDT, *Terrestrial Digital Television*) optimiza la transmisión de las señales de audio, video y datos. Esta nueva tecnología de radiodifusión digital influye en el desarrollo de las comunicaciones globales e impacta de forma directa a la sociedad contemporánea, por ser un medio masivo de comunicación. El estándar de Difusión de Video Digital Terrestre (DVB-T, *Digital Video Broadcasting Terrestrial*) fue adoptado por Colombia como norma de televisión digital. Este estándar brinda la posibilidad de establecer a nivel físico diferentes configuraciones de los parámetros técnicos relacionados con distintos esquemas de modulación, codificación, y modos de transmisión. Además, la utilización de la técnica de transmisión Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada (COFDM, *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), fortalece la señal frente a efectos del canal, como desvanecimientos producidos por propagación multitrayecto. En el estándar DVB-T, a pesar que los parámetros técnicos son elementos claves para una implementación exitosa, es necesario tener en cuenta la influencia del canal de transmisión; por ello, para realizar el análisis del desempeño a nivel físico de esta tecnología, y obtener una reproducción fiel de su comportamiento, se utilizaron diferentes modelos de canal multitrayecto. Estos modelos de canal corresponden a los descritos en la norma ETSI EN 300 744 [1]. Además, para realizar una evaluación más amplia del estándar DVB-T, se incluyeron también dos modelos de canal que simulan condiciones de propagación en un escenario urbano y montañoso.

El laboratorio LabMU<sup>1</sup> desarrollado por Xpertia® Soluciones Integrales<sup>2</sup>, adquirido por el Centro de Teleinformática y Producción Industrial del Servicio Nacional de Aprendizaje (Sena), seccional Cauca, para el programa Tecnología de Telecomunicaciones, se utilizó en el desarrollo de este trabajo de grado. LabMU es un laboratorio que cuenta con equipos especializados en una cadena completa de transmisión y recepción de TDT, que permitió simular el canal de transmisión. Gracias al interés del SENA seccional Cauca en participar en proyectos de investigación<sup>3</sup>, se obtuvieron los permisos necesarios para la utilización de LabMU.

---

<sup>1</sup> LabMU: Laboratorio Multiusuario de TDT bajo el estándar DVB-T.

<sup>2</sup> Xpertia es una empresa española que brinda productos y servicios profesionales de Ingeniería en TV Digital. <http://www.xpertiasi.com/>

<sup>3</sup> Los proyectos desarrollados en el SENA seccional Cauca utilizando el laboratorio LabMU solo han estado relacionados con la exploración de la herramienta para fines educativos.

En el primer capítulo se presentan los aspectos generales de canales multitrayecto, su clasificación, tipos de desvanecimientos, categorías de degradación, y la descripción de los modelos de canal descritos en la norma ETSI EN 300 744. En el segundo capítulo se realiza el análisis de los modelos de canal y su adaptación al simulador de canal de LabMU. El capítulo 3 trata sobre la evaluación y el análisis de los resultados obtenidos. El capítulo 4 presenta las conclusiones del trabajo de grado, las recomendaciones y los posibles trabajos futuros en esta área. El anexo A contiene la aplicación y la adaptación de la Metodología de Simulación de Equipos de Telecomunicaciones para obtener el modelo de simulación que se implementa en LabMU. En el anexo B se describen los conceptos generales del nivel físico del estándar DVB-T y MPEG-2. En el anexo C se describe la implementación del modelo de simulación utilizando el laboratorio LabMU y en el anexo D se presentan las cartas de notación de especificaciones.

# CAPITULO 1

## ASPECTOS GENERALES DE CANALES MULTITRAYECTO

El medio de propagación de las señales radioeléctricas es visto como un factor limitante en el diseño de un enlace de comunicación confiable; sin embargo, años de investigación y desarrollo han cambiado esta percepción. En la actualidad, en la fase de evaluación de cualquier estándar de comunicaciones vía radio, se requiere de la identificación y del uso del modelo de canal apropiado a las condiciones del escenario. Algunas de las ventajas de la utilización de los modelos de canal son la representación de su comportamiento, baja complejidad en su utilización y moderada carga computacional. Para entender el funcionamiento del modelo de canal apropiado al sistema de comunicaciones inalámbrico, es necesaria la identificación de los diferentes fenómenos asociados a la propagación de las ondas electromagnéticas. Para el estándar DVB-T, es necesario recurrir a los modelos de canal multitrayecto, descritos en la norma ETSI EN 300 744 [1].

En este capítulo se presentan los aspectos generales de los canales multitrayecto, su clasificación, tipos de desvanecimientos<sup>4</sup>, categorías de degradación de la señal, y descripción de los modelos de canal descritos en la norma ETSI EN 300 744.

### 1.1 CANALES INALÁMBRICOS

En los sistemas inalámbricos, las ondas electromagnéticas se propagan por el espacio libre, en donde experimentan un conjunto de cambios que tienen lugar según las particularidades del canal utilizado. La presencia de múltiples trayectos se deben a los diferentes fenómenos de propagación presentes en el canal como la reflexión, la refracción, la difracción y la dispersión<sup>5</sup>, dando lugar a una señal resultante en recepción, conformada por la superposición simultánea de varias señales provenientes a través de diferentes trayectos de propagación, donde cada una de las señales aporta una porción de energía distinta en diferentes tiempos y con diferentes fases. Las replicas de la señal provenientes de los distintos trayectos en el canal inalámbrico se combinan de forma

---

<sup>4</sup> Desvanecimientos: Situación en la que la intensidad de una señal de radio sufre una atenuación repentina que dificulta o incluso impide su decodificación, puede ser efecto de la propagación multitrayecto y de las características del canal.

<sup>5</sup> Términos descritos en la sección 1.2.

constructiva o destructiva, dando lugar a efectos como Interferencia Inter Símbolo (ISI, *Inter Symbol Interference*)<sup>6</sup>. Otro efecto presente en el canal inalámbrico es el desplazamiento Doppler, el cual es definido como el cambio de frecuencia de una onda producido por el movimiento relativo entre el emisor y el receptor.

El desvanecimiento de la señal depende de varios factores como: distancia entre transmisión y receptor, frecuencia utilizada, refracción atmosférica, desplazamiento en la frecuencia portadora de la señal producido por el movimiento del receptor, y efectos provocados por la propagación multitrayecto. A continuación se describen de forma general los tipos de desvanecimientos presentes en los canales inalámbricos.

### **1.1.1 Tipos de Desvanecimientos en Canales Inalámbricos**

Independiente de cuál sea el fenómeno de propagación, el efecto total sobre la señal de información normalmente es la atenuación o desvanecimiento. Es posible realizar una clasificación de las manifestaciones de desvanecimiento en el canal inalámbrico en dos grupos: desvanecimiento a gran escala (*large scale fading*) y desvanecimiento a pequeña escala (*small scale fading*).

#### **1.1.1.1 Desvanecimiento a gran escala**

El desvanecimiento a gran escala se debe a movimientos del receptor sobre grandes áreas, las estadísticas de este desvanecimiento estiman las pérdidas del enlace en función de la distancia entre el transmisor y el receptor. En este sentido, los cambios temporales del canal de transmisión se deben a los movimientos del receptor que involucran distancias muy superiores a la longitud de onda de operación del sistema [2]. Los modelos de canal que representan el efecto de desvanecimiento a gran escala, determinan el nivel de la potencia de la señal en función de distancias mayores que la longitud de onda, entre estos se encuentran el modelo de Espacio Libre y el modelo Hata-Okumura [3].

#### **1.1.1.2 Desvanecimiento a pequeña escala**

El desvanecimiento a pequeña escala se debe a las interferencias constructiva y destructiva de las señales recibidas por múltiples trayectos; se refiere a cambios rápidos en la amplitud y la fase de la señal, en donde, la variación temporal del canal está relacionada con los movimientos del receptor (o transmisor) que abarcan distancias del orden de la longitud de onda de operación del sistema [2]. Debido a la existencia de los

---

<sup>6</sup> ISI. Superposición total o parcial de símbolos adyacentes, ocasionando errores en el procesamiento de la señal.

múltiples trayectos de propagación, se presentan dos categorías de degradación en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo: canal selectivo<sup>7</sup> y canal no selectivo<sup>8</sup>.

El efecto del desvanecimiento a pequeña escala puede ser modelado utilizando dos distribuciones estadísticas: la distribución Rayleigh y Ricean, las cuales son descritas más adelante en este capítulo.

El presente trabajo de grado está orientado a evaluar el desempeño a nivel físico del sistema DVB-T teniendo en cuenta el desvanecimiento a pequeña escala, el cual influye de manera significativa en su desempeño. El desvanecimiento a gran escala es importante en las tareas de planificación de red, las cuales no se consideran en este trabajo al no estar consideradas en la norma ETSI EN 300 744. Además, el canal de transmisión (a nivel de simulación) del laboratorio LabMU no permite analizar el desvanecimiento a gran escala.

## 1.2 CANALES MULTITRAYECTO

En un canal multitrayecto, las señales transmitidas llegan al receptor provenientes de múltiples trayectos de propagación, cada una de ellas, presenta un determinado retardo relativo, desfase y menor nivel de potencia respecto a la señal transmitida. Los fenómenos de propagación denominados reflexión, refracción, dispersión y difracción dan lugar a los trayectos adicionales de propagación. A continuación se presentan las características más relevantes de estos fenómenos [4].

- **Reflexión:** Este fenómeno se presenta cuando la onda electromagnética incide sobre la frontera entre dos medios, en donde parte o toda la onda incidente no se propaga en el segundo medio sino que es reflejada en dirección al primer medio.
- **Refracción:** Este fenómeno se presenta siempre que una onda electromagnética pasa de un medio a otro, produciendo cambios en su velocidad y en la dirección de propagación.
- **Dispersión:** Este fenómeno se presenta cuando la onda electromagnética con longitud de onda comparable al tamaño de un obstáculo cambia la dirección de propagación.
- **Difracción:** Este fenómeno se presenta cuando la onda electromagnética bordea un obstáculo, dependiendo de la longitud de onda, polarización de la señal y de la geometría del obstáculo.

---

<sup>7</sup> Produce distorsión e ISI en la señal recibida.

<sup>8</sup> No produce distorsión de la señal.

A continuación, se describe la señal recibida como la suma de las replicas retardadas y atenuadas de la señal transmitida.

La señal transmitida se puede expresar mediante  $s(t)$  tal como lo indica la ecuación (1.1).

$$s(t) = \text{Re}\{g(t)e^{j\omega_0 t}\} \quad (1.1)$$

Donde  $g(t)$  es conocida como la señal en banda base y  $e^{j\omega_0 t}$  como la onda portadora, el producto de ellos representa el proceso de modulación, la parte real de este producto finalmente es la señal transmitida que corresponde a  $s(t)$ . En la ecuación (1.1),  $\omega_0 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] = 2\pi f_c$ , siendo  $f_c$  [Hz] la frecuencia de la señal portadora [5].

En la ecuación (1.2), la señal recibida se representa mediante  $r(t)$ . Al existir M trayectos de propagación entre el transmisor y el receptor se tiene en cuenta el retardo de propagación  $\tau_n(t)$  y el factor de atenuación  $\alpha_n(t)$  que varían en función del tiempo.

$$r(t) = \sum_{n=1}^M \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (1.2)$$

Al reemplazar la señal transmitida  $s(t)$  en la ecuación (1.2), se obtiene la ecuación (1.3).

$$r(t) = \text{Re}\left\{\left(\sum_{n=1}^M \alpha_n(t) g[t - \tau_n(t)]\right) e^{j2\pi f_c [t - \tau_n(t)]}\right\} \quad (1.3)$$

Organizando la ecuación (1.3), se obtiene (1.4).

$$r(t) = \text{Re}\left\{\left(\sum_{n=1}^M \alpha_n(t) e^{-j[2\pi f_c \tau_n(t)]} g(t - \tau_n(t))\right) e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (1.4)$$

De las ecuaciones (1.1) y (1.4), se puede deducir que el equivalente de la señal banda base en la señal recibida es  $z(t)$ , como se indica en la ecuación (1.5).

$$z(t) = \sum_{n=1}^M \alpha_n(t) e^{-j[2\pi f_c \tau_n(t)]} g(t - \tau_n(t)) \quad (1.5)$$

Considerando que  $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ , se puede observar que en un escenario con propagación multitrayecto, la señal  $g(t)$  se encuentra retardada y puede ser modificada en su amplitud por un factor multiplicativo complejo  $\alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)}$ . La modificación de la señal en banda base se observa en la ecuación (1.6).

$$z(t) = \sum_{n=1}^M \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} g(t - \tau_n(t)) \quad (1.6)$$

Sí para todo tiempo la señal  $g(t) = 1$ , la señal banda base recibida se reduce a la expresión dada en la ecuación (1.7).

$$z(t) = \sum_{n=1}^M \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (1.7)$$

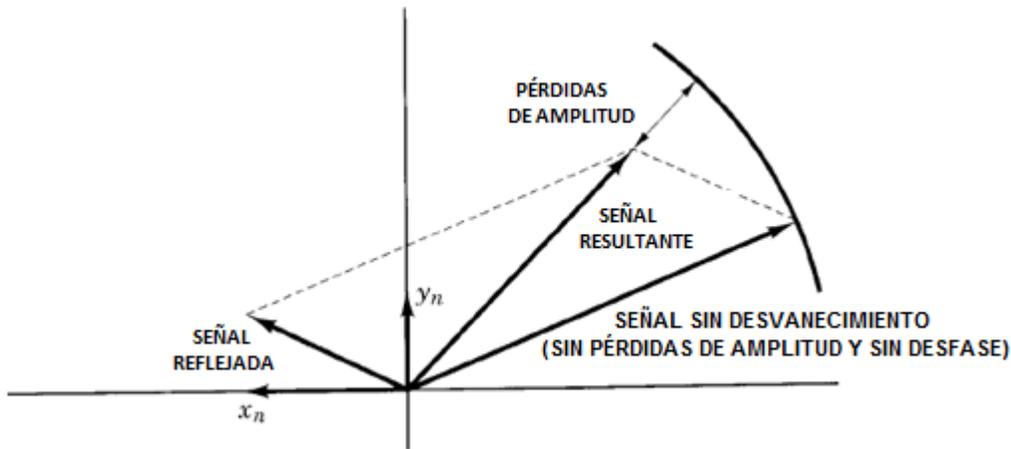
Esta señal  $z(t)$  consiste en una suma de fasores que tienen amplitudes  $\alpha_n(t)$  y fases  $\theta_n(t)$ . Algunas veces los fasores se suman de forma constructiva o destructiva, dando

lugar al desvanecimiento de  $z(t)$  [5]; el cual se puede expresar de forma reducida mediante la ecuación (1.8).

$$z(t) = \alpha(t)e^{-j\theta(t)} \quad (1.8)$$

Donde  $\alpha(t)$  y  $\theta(t)$  son la amplitud resultante y la fase resultante, respectivamente.

En la figura 1.1 se observa que la señal reflejada es reducida en su amplitud y está desfasada respecto a la señal sin desvanecimiento (sin pérdidas de amplitud y sin desfase). También se puede observar, que la señal resultante es afectada en su amplitud y fase, respecto a la señal sin desvanecimiento.



**Figura 1.1 Efecto de una señal reflejada sobre una señal sin desvanecimiento (sin pérdidas de amplitud y sin desfase) [5].**

La señal reflejada puede ser descrita en términos de componentes ortogonales  $x_n(t)$  y  $y_n(t)$ , donde  $x_n(t) + jy_n(t) = \alpha_n(t)e^{-j\theta_n(t)}$ . Estas componentes ortogonales producen a pequeña escala la magnitud  $r_o(t)$ , la cual es la magnitud de  $z(t)$ , descrita en la ecuación (1.9).

$$r_o(t) = \sqrt{x_r^2(t) + y_r^2(t)} \quad (1.9)$$

Sí el comportamiento de  $r_o(t)$  está determinado por la presencia de la componente de línea de vista, tiene una función de densidad de probabilidad de tipo Ricean. Cuando se realiza la aproximación considerando que la componente de línea de vista tiende a cero o está bloqueada por un obstáculo, el comportamiento de  $r_o(t)$  está determinado por la función de densidad de probabilidad de tipo Rayleigh [5]. Las funciones de densidad de probabilidad de  $r_o(t)$  se describen más adelante en este capítulo.

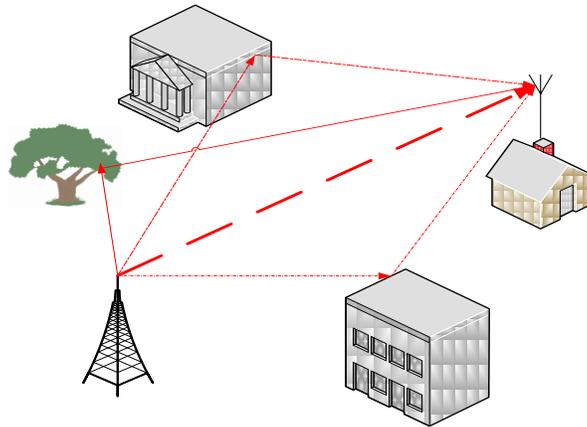
## 1.2.1 Clasificación de Canales Multitrayecto

El canal inalámbrico es a menudo clasificado de acuerdo a la existencia o no, de un trayecto dominante con línea de vista entre el transmisor y el receptor. En los sistemas de comunicaciones, los canales inalámbricos, pueden ser clasificados en canal con línea de vista (LOS, *Line of Sight*) o en canal sin línea de vista (NLOS, *Non Line of Sight*) [6]. En ambos tipos de canal, la suma de las señales provenientes de diferentes trayectos de propagación tiene un efecto que puede ser constructivo o destructivo, además, los niveles de amplitud presentan un comportamiento aleatorio dependiente de los retardos.

### 1.2.1.1 Canal con línea de vista.

El canal con LOS representa al canal inalámbrico con línea de visión directa entre el transmisor y el receptor. Como se muestra en la figura 1.2, la señal se propaga a través de un trayecto directo sin ningún obstáculo que dificulte la propagación.

La intensidad del campo total en recepción se determina por la intensidad de las ondas incidentes. El canal con LOS requiere que el 80% de la primera zona de Fresnel<sup>9</sup> esté libre de cualquier obstrucción, si este criterio no se cumple, la intensidad de la señal se reduce significativamente [7]. La zona de Fresnel requerida depende de la frecuencia de funcionamiento y la distancia entre las ubicaciones del transmisor y el receptor.



**Figura 1.2 Enlace tipo LOS.**

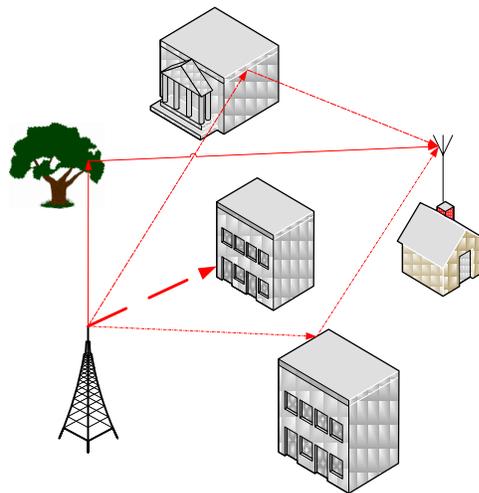
---

<sup>9</sup> Primera zona de Fresnel: Es una zona de despeje adicional que es necesario considerar además de existir un trayecto directo entre el transmisor y el receptor. En esta zona de Fresnel todos los trayectos están en fase con la señal del trayecto directo [4].

### 1.2.1.2 Canal sin línea de vista.

El canal inalámbrico con NLOS, se caracteriza por no tener visión directa entre el transmisor y el receptor, como se ilustra en la figura 1.3, la señal transmitida viaja hasta la estación receptora a través de diferentes trayectos de propagación, mientras que la componente directa no llega al receptor o presenta un nivel de atenuación elevado.

Los obstáculos son de diferente índole dependiendo del escenario, en exteriores se incluyen árboles, edificios, montañas y cualquier estructura construida por el hombre; sin embargo, en interiores pueden considerarse paredes y muebles, los cuales obstruyen la línea de vista entre el transmisor y el receptor.



**Figura 1.3 Enlace tipo NLOS.**

## 1.2.2 Distribuciones Rayleigh y Ricean

Como se refirió anteriormente mediante la ecuación (1.9), el comportamiento de  $r_o(t)$  depende de la existencia de la componente de línea de vista y está relacionado con dos tipos de funciones de densidad de probabilidad, correspondientes a los desvanecimientos en el enlace radio: *Ricean* y *Rayleigh*.

### 1.2.2.1 Desvanecimiento Ricean (*Ricean Fading*)

El desvanecimiento Ricean se incluye dentro de los tipos de desvanecimiento a pequeña escala, es utilizado para analizar el desempeño de sistemas de comunicaciones con la presencia de un trayecto con línea de vista y múltiples rayos reflejados en la propagación de la señal.

En este caso, el comportamiento de la señal reflejada  $r_o(t)$  descrita en la ecuación (1.9), tiene una función de densidad de probabilidad que se define mediante la ecuación (1.10).

$$p(r_o) = \begin{cases} \frac{r_o}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r_o^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_o A}{\sigma^2}\right) & r_o \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & r_o < 0, A < 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

El parámetro  $\sigma$  es la desviación estándar de  $r_o$ ,  $A$  denota la magnitud máxima de la componente con línea de vista e  $I_0$  la función de Bessel modificada de orden cero<sup>10</sup> [5].

Teniendo en cuenta la definición de la potencia media de una señal [8], se obtiene la potencia de la señal reflejada  $r_o(t)$  como se define en la ecuación (1.11).

$$P_m = \frac{E[r_o(t) r_o^*(t)]}{2} = \frac{E[(x_r(t) + jy_r(t))(x_r(t) + jy_r(t))^*]}{2} = \frac{E[x_r^2(t)] + E[y_r^2(t)]}{2} \quad (1.11)$$

Asumiendo que las dos componentes  $x_r(t)$  y  $y_r(t)$  de la señal reflejada  $r_o(t)$ , tienen media cero y una desviación estándar  $\sigma$ , la potencia de  $r_o(t)$  se define en la ecuación (1.12).

$$P_m = \frac{E[x_r^2(t)] + E[y_r^2(t)]}{2} = \frac{\sigma^2 + \sigma^2}{2} = \sigma^2 \quad (1.12)$$

La potencia media de la señal teniendo en cuenta solo la componente con línea de vista se define en la ecuación (1.13).

$$P_m = \frac{E[A^2]}{2} = \frac{A^2}{2} \quad (1.13)$$

$k$  es otro parámetro importante en la distribución tipo Ricean, el cual representa la relación entre la potencia de la componente de línea de vista y la potencia de la señal multitrayecto. Utilizando las ecuaciones (1.12) y (1.13), se obtiene el parámetro  $k$  como se muestra en la ecuación (1.14).

$$k = \frac{A^2/2}{\sigma^2} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.14)$$

$$K = 10 \text{Log} k \quad (1.15)$$

Cuando  $k = 0$  el canal exhibe un comportamiento del tipo Rayleigh [5].

<sup>10</sup>  $I_0(x)$ : Función de Bessel modificada de orden cero. Es una solución de la ecuación diferencial de Bessel modificada, y se puede expresar con la serie  $I_0(x) = 1 + \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 4^2} + \frac{x^6}{2^2 4^2 6^2} + \dots$

### 1.2.2.2 Desvanecimiento Rayleigh (*Rayleigh Fading*)

El desvanecimiento Rayleigh es incluido también dentro de los tipos de desvanecimiento a pequeña escala que se utilizan para analizar el desempeño de un sistema de comunicaciones inalámbrico. Cuando la línea de vista es interrumpida por obstáculos (figura 1.3), la señal debe ser reconstruida a partir de las componentes reflejadas.

Cuando la señal recibida se compone de múltiples rayos reflejados sin presencia de la señal con línea de vista, la señal reflejada  $r_o(t)$  tiene una función de densidad de probabilidad de Rayleigh como se muestra en la ecuación (1.16).

$$p(r_o) = \begin{cases} \frac{r_o}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_o^2}{2\sigma^2}\right] & r_o \geq 0 \\ 0 & r_o < 0 \end{cases} \quad (1.16)$$

Donde  $\sigma^2$  es la potencia media de las componentes multitrayecto [5].

## 1.3 CATEGORIAS DE DEGRADACION EN CANALES MULTITRAYECTO

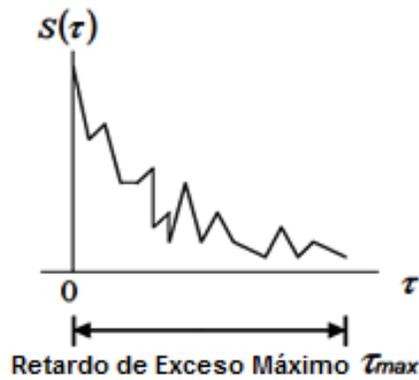
El desvanecimiento a pequeña escala se manifiesta en diferentes categorías de degradación, las cuales se clasifican de dos maneras:

- Basadas en la dispersión de retardo debido a la propagación multitrayecto.
- Basadas en el desplazamiento Doppler.

A continuación se describen los parámetros que se utilizan para definir las diferentes categorías de degradación de un canal multitrayecto.

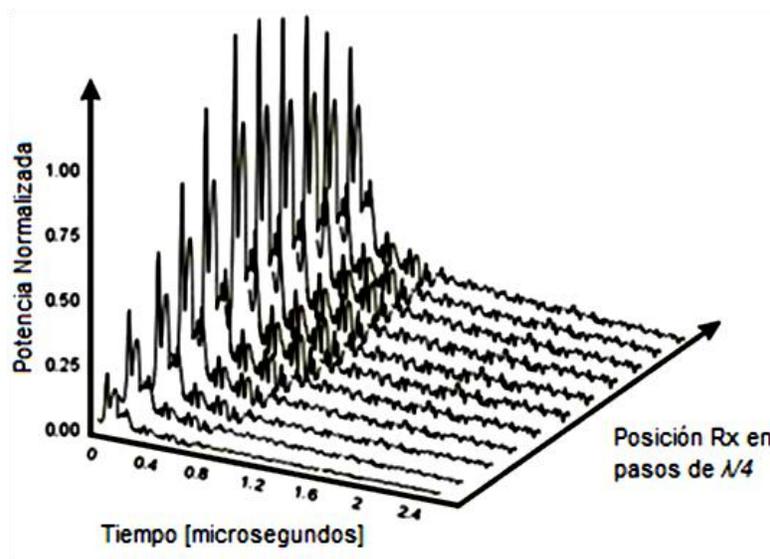
### 1.3.1 Categorías de Degradación con Base en la Dispersión del Retardo

Los parámetros que se utilizan para caracterizar la Dispersión del Retardo (*Delay Spread*) se derivan principalmente del Perfil de Retardo y Potencia (PDP, *Power Delay Profile*), el cual se define como la potencia relativa en el receptor y está caracterizado mediante una función que depende del tiempo de retardo ( $\tau$ ) [9]. En la figura 1.4 se muestra el comportamiento del PDP  $S(\tau)$ , también llamado perfil de intensidad multitrayecto.



**Figura 1.4 Perfil de retardo y potencia del canal [5].**

Los PDP se determinan mediante medidas instantáneas de potencia sobre un área; es decir, son un promedio temporal o espacial de medidas consecutivas de la respuesta al impulso del canal inalámbrico (figura 1.5) sobre un área local; obteniéndose un resultado como el apreciado en la figura 1.6, en donde se representa el PDP para un sistema celular a 850 MHz. En la práctica se realizan múltiples medidas en un área de interés, para establecer un rango estadístico de los parámetros de un canal multitrayecto. Normalmente  $S(\tau)$  es discreto en el tiempo, representando varios trayectos individuales con potencias definidas ( $P_1, \dots, P_i$ ), las cuales pueden tener distribuciones de probabilidad independientes [9].



**Figura 1.5 Respuesta al impulso de un canal multitrayecto [9].**

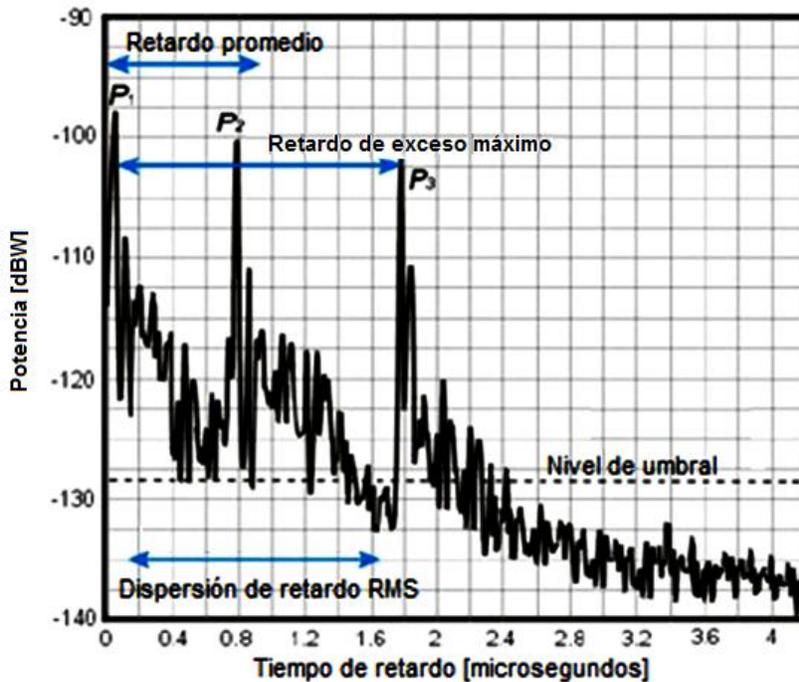


Figura 1.6 Perfil de retardo y potencia para un canal de un sistema celular a 850 MHz en un escenario urbano [9].

A continuación se describen los parámetros del PDP:

- Retardo de Exceso Máximo ( $\tau_{max}$ , *Maximum Excess Delay*): Es el tiempo durante el cual la potencia relativa de un trayecto cae X dB por debajo de un nivel de umbral relativo al nivel de potencia de la componente más fuerte, éste nivel de umbral puede ser 10 dB o 20 dB por debajo del nivel de dicha componente [8]. Desde el punto de vista de un PDP discreto,  $\tau_{max}$  es la diferencia entre el primer y último trayecto de la señal, es decir, es el tiempo en el cual la duración del símbolo es excedida por los retardos del canal.
- Retardo Promedio ( $\tau_0$ , *Mean Delay*). Es el retardo promedio del PDP [8], definido en la ecuación (1.17).

$$\tau_0 = \frac{1}{P_T} \sum_i P_i \tau_i \quad (1.17)$$

En donde  $i$  corresponde al  $i$ -ésimo trayecto; la potencia total ( $P_T$ ) del canal es la suma de todas las potencias individuales del PDP, como se indica en la ecuación (1.18):

$$P_T = \sum_i S(\tau_i) \quad (1.18)$$

- Dispersión de Retardo RMS ( $\tau_{RMS}$ , *RMS Delay Spread*). Es la raíz cuadrada del segundo momento del PDP. Tiene en cuenta las potencias de los trayectos como también sus retardos, convirtiéndose en el mejor indicador del desempeño del sistema ante desvanecimiento multitrayecto [8], este indicador se define en la ecuación (1.19).

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \tau_0^2} \quad (1.19)$$

Donde:

$$\overline{\tau^2} = \frac{1}{P_T} \sum_i P_i \tau_i^2 \quad (1.20)$$

La dispersión de retardo RMS también puede ser definida como se indica en la ecuación (1.21).

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_i P_i \tau_i^2 - \tau_0^2} \quad (1.21)$$

Si  $\tau_{RMS}$  es mucho menor que la duración del símbolo se disminuye la posibilidad de que se presente ISI en el sistema, de acuerdo a la ecuación (1.21), el  $\tau_{RMS}$  no depende de la longitud del trayecto de propagación. En la tabla 1.1 se pueden apreciar valores típicos de  $\tau_{RMS}$  para distintos escenarios de propagación. En la tabla 1.1 se puede destacar que el caso más crítico se presenta en escenarios montañosos, asunto que es relevante para países de la región andina, donde algunas ciudades están construidas alrededor de terreno irregular o montañoso.

**Tabla 1.1 Valores típicos de dispersión de retardo RMS bajo diferentes escenarios [8].**

<b>Escenario</b>	<b><math>\tau_{RMS}[\mu s]</math></b>
Interior	0.01 - 0.05
Móvil satelital	0.04 - 0.05
Área abierta	<0.2
Macrocelda suburbana	<1
Macrocelda urbana	1 - 3
Macrocelda en área montañosa	3-10

La relación entre  $\tau_{max}$  y el período del símbolo  $T_{sym}$ , da lugar a la discriminación entre dos categorías de degradación, o bien, dos tipos de canal:

- Un canal de comunicaciones es plano o no selectivo en el dominio del tiempo cuando  $\tau_{max} < T_{sym}$ , es decir, todas las componentes multitrayecto llegan al receptor dentro del periodo del símbolo. En este caso, la estructura del canal es tal, que las características del espectro de la señal transmitida son preservadas en el receptor. Sin embargo, la potencia de la señal recibida cambia con el tiempo

debido a las fluctuaciones en el nivel de potencia de las componentes en frecuencia de la señal causadas por la propagación multitrayecto [5].

- Un canal de comunicaciones es selectivo en el dominio del tiempo cuando el retardo de exceso máximo es mayor que el periodo del símbolo,  $\tau_{max} > T_{sym}$ , esta condición se presenta debido a que las señales multitrayecto recibidas se extienden más allá del periodo del símbolo, produciendo ISI [5].

### 1.3.1.1 Categorías de degradación con base al ancho de banda de coherencia

El ancho de banda de coherencia ( $B_c$ ), definido en la ecuación (1.22) consiste en el rango de frecuencias, en donde el canal puede ser considerado plano; es decir, donde sus componentes espectrales pasan aproximadamente con igual ganancia y fase lineal. En este sentido, las componentes espectrales son afectadas de manera similar, y existe una muy fuerte correlación de amplitud entre cualquier par de componentes.

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.22)$$

El retardo de exceso máximo ( $\tau_{max}$ ) no es necesariamente el mejor indicador del desempeño del sistema ante el desvanecimiento por multitrayecto, debido a que diferentes canales pueden tener el mismo valor de  $\tau_{max}$  y diferentes perfiles de potencia relativa; esta razón permite establecer como un indicador adecuado al parámetro dispersión de retado RMS.

La ecuación (1.23) define el ancho de banda de coherencia cuando la función de transferencia en frecuencia tiene una correlación de al menos 0.9.

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (1.23)$$

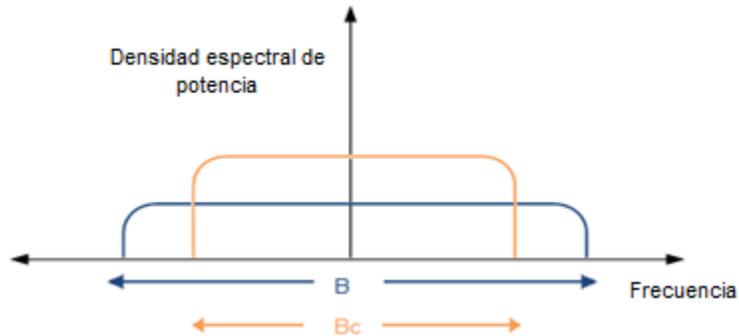
Una aproximación más popular de  $B_c$ , corresponde a un ancho de banda que tiene una correlación de hasta 0.5, el cual se define por la ecuación (1.24) [5].

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (1.24)$$

Las categorías de degradación teniendo en cuenta  $B_c$ , se describen a continuación:

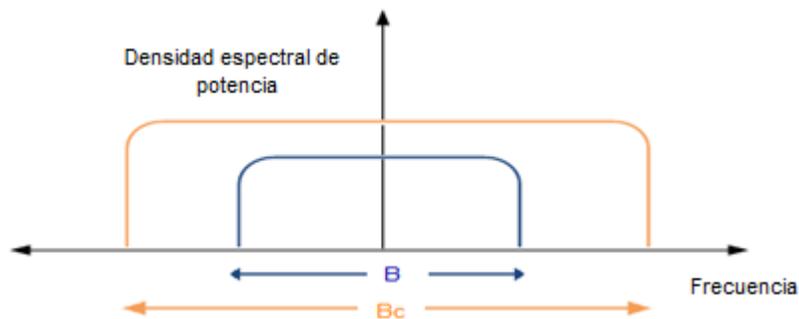
- Un canal de comunicaciones es selectivo en frecuencia si  $B_c < (1/T_s \approx B)$ , siendo  $T_s$  la tasa de símbolo, donde la expresión  $1/T_s$  normalmente es considerada igual al ancho de banda  $B$  de la señal. La distorsión por desvanecimiento selectivo en frecuencia se produce cuando todas las componentes espectrales de una señal no son afectadas por igual, es decir, algunas de las componentes espectrales no entran en el ancho de banda de coherencia y se afectan de manera diferente. En

la figura 1.7 se muestra que algunas de las componentes espectrales están fuera de  $B_c$  y son afectadas de manera diferente [5].



**Figura 1.7 Caso típico de desvanecimiento selectivo en frecuencia  $B_c < \left(\frac{1}{T_s} \approx B\right)$  [5].**

- Un canal de comunicaciones no es selectivo en frecuencia cuando  $B_c > B$ . Por lo tanto, todas las componentes espectrales de la señal se verán afectadas por el canal de una manera similar. Esto se ilustra en la figura 1.8, en donde se presenta la densidad espectral de potencia de transmisión con un ancho de banda  $B$ . El desvanecimiento plano no introduce distorsión en la señal, pero es posible que se degrade el desempeño debido al aumento en el requerimiento de la Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*). Cuando se utiliza un canal no selectivo en frecuencia se disminuyen las posibilidades de la presencia de ISI en el sistema [5].



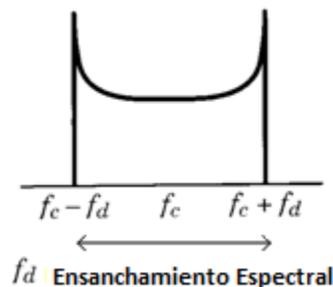
**Figura 1.8 Caso típico de desvanecimiento Plano  $B_c > \left(\frac{1}{T_s} \approx B\right)$  [5].**

### 1.3.2 Categorías de Degradación con Base en el Desplazamiento Doppler.

Los parámetros de dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia describen la dispersión temporal del canal en un escenario concreto; sin embargo, estos parámetros

no ofrecen información sobre la variabilidad temporal del canal, debido al movimiento del receptor (o transmisor), y objetos en el canal, que producen desplazamiento en la frecuencia de la señal de propagación. De esta forma, el tiempo de coherencia ( $T_c$ ) es un parámetro que describe la variabilidad temporal del canal para un área determinada, y se define como el tiempo, en donde la respuesta del canal es invariante, es decir se comporta de una manera correlacionada. A continuación se describe  $T_c$  respecto al desplazamiento Doppler.

El desplazamiento Doppler es el cambio de frecuencia de una señal producido por el movimiento relativo entre el emisor y el receptor. La forma del espectro del desplazamiento Doppler tiene la forma de “tazón” o de “U” como se observa en la figura 1.9, y expresa la probabilidad de existencia de la señal bajo el efecto del desplazamiento Doppler (espectro del desplazamiento Doppler diferente de cero) dentro del rango ( $f_c - f_d, f_c + f_d$ ) [5].



**Figura 1.9 Espectro del desplazamiento Doppler [5]**

La magnitud de la variación de la frecuencia está dada por la ecuación (1.25)

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \varphi \quad (1.25)$$

Donde  $v$  es la velocidad relativa del usuario,  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal y  $\varphi$  es el ángulo entre la dirección del movimiento y la dirección de arribo de las ondas dispersas. Cuando el emisor y el receptor se mueven uno hacia el otro,  $f_d$  es positivo, y cuando se alejan,  $f_d$  es negativo.

Los términos  $f_d$  y  $T_c$  están inversamente relacionados, como se describe en la ecuación (1.26) [5].

$$T_c \approx \frac{1}{f_d} \quad (1.26)$$

Anteriormente,  $T_c$  fue definido como el tiempo durante el cual se espera que la respuesta del canal a una señal sea invariante. Sin embargo,  $T_c$  se define con mayor precisión, como el tiempo en el cual la respuesta del canal para diferentes señales produce una correlación entre ellas de al menos 0.5, la relación entre  $T_c$  y  $f_d$  está dada en la ecuación (1.27) [5]:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (1.27)$$

En sistemas digitales modernos se utiliza la media geométrica entre la ecuación 1.26 y la calculada para un grado de correlación de 0.5 (ecuación 1.27), dando lugar a la expresión de la ecuación (1.28) [5].

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d} \quad (1.28)$$

La degradación del canal desde el punto de vista de  $T_c$  se puede clasificar en:

- Desvanecimiento Rápido (*fast fading*). Se produce cuando el tiempo en que el canal se comporta de una manera correlacionada es más corto en comparación con la duración de la transmisión de un símbolo, es decir, el tiempo de coherencia del canal es más pequeño que el período del símbolo de la señal transmitida ( $T_s > T_c$ ), induciendo distorsión en la señal. Por lo tanto, este tipo de desvanecimiento es selectivo en el dominio del tiempo y puede causar distorsión en el pulso de banda base y problemas de sincronización [5].
- Desvanecimiento Lento (*slow fading*). Se produce cuando el tiempo durante el cual el canal se comporta de una manera correlacionada es más largo en comparación con el tiempo de duración de la transmisión de un símbolo, es decir, el tiempo de coherencia es mucho mayor que el período del símbolo ( $T_s < T_c$ ). Entonces, se puede asumir el canal como estático durante algunos intervalos de tiempo, en el cual el símbolo es transmitido. Por lo tanto, este tipo de desvanecimiento no es selectivo en el dominio del tiempo y no causa distorsión en el pulso de banda base[5].

#### 1.4 ASPECTOS GENERALES DE TRANSMISIÓN MULTIPORTADORA

Si el canal de transmisión se comporta como un filtro pasa banda, es decir, tiene una restricción en cuanto al ancho de banda disponible, la señal de información debe ser generada en banda base y ésta modula la señal portadora. En un canal multitrayecto, la señal modulada mediante el esquema mono portadora puede presentar una grave degradación debido a ISI.

Como se explicó en la sección 1.3.1, al utilizar una duración del periodo de símbolo menor a  $\tau_{max}$ , se produce desvanecimiento selectivo en frecuencia. Esta misma degradación ocurre cuando el  $B_c < (1/T_S \approx B)$ . La premisa básica de la modulación multiportadora es dividir el ancho de banda disponible del sistema ( $B$ ) en  $N$  subcanales en paralelo, donde el ancho de banda de estos subcanales ( $B_n$ ) dependen directamente de  $N$  [10], como se expresa en la ecuación (1.29).

$$B_N = \frac{B}{N} \quad (1.29)$$

Para un número grande de subcanales ( $N$ ), en cada subcanal se produce desvanecimiento plano debido a la disminución del ancho de banda a  $B_N$ , es decir, el ancho de banda de coherencia  $B_c$  supera el ancho de banda de cada subcanal  $B_N$ , como se muestra en la ecuación (1.30).

$$\left(B_N = \frac{B}{N}\right) \ll B_c \quad (1.30)$$

En cada subcanal, el ancho de banda  $B_N$  es inversamente proporcional al periodo de símbolo de la señal modulada  $T_N$ , como se muestra en la ecuación (1.31).

$$B_N \approx \frac{1}{T_N} \quad (1.31)$$

Reemplazando las ecuaciones (1.31) y (1.22) en (1.30) se obtiene la ecuación (1.32).

$$\frac{1}{T_N} \ll \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.32)$$

La ecuación (1.32) en el dominio del tiempo implica la relación descrita en la ecuación (1.33).

$$T_N \gg \tau_{max} \quad (1.33)$$

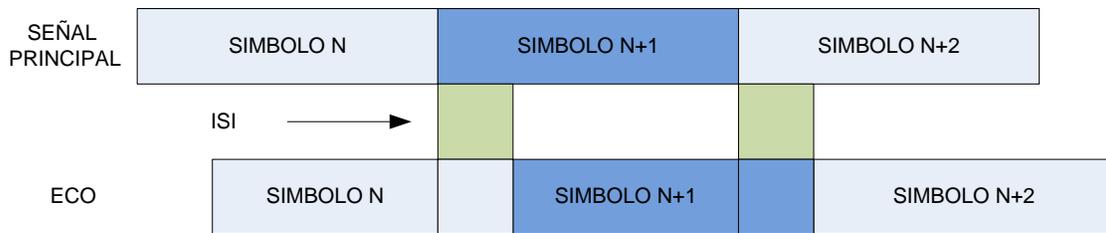
Al aumentar el número de subcanales  $N$ , el tiempo del símbolo de la ecuación (1.33) será mucho mayor que el retardo máximo, lo cual disminuye la posibilidad de ISI y cada subcanal experimentará desvanecimiento plano.

En el estándar DVB-T los datos son transmitidos utilizando la técnica de transmisión multiportadora COFDM, la cual se describe de forma general en la sección B.3 del anexo B.

#### 1.4.1 Influencia del Intervalo de Guarda de COFDM en DVB-T

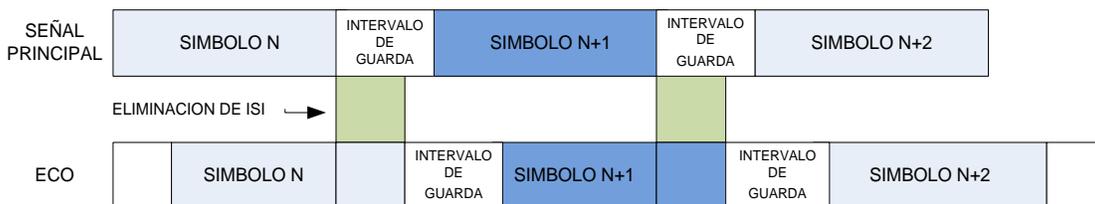
La propagación multitrayecto provoca que la señal recibida este compuesta por la superposición de múltiples replicas de la señal transmitida con diferentes amplitudes y retardos, que induce a un ensanchamiento temporal de la señal e ISI. En COFDM la ISI

se produce cuando los símbolos COFDM adyacentes se afectan entre sí, como se visualizan en la figura 1.10 [11].



**Figura 1.10 ISI entre símbolos COFDM.**

COFDM puede disminuir la ISI adicionando un intervalo de guarda entre los símbolos COFDM adyacentes, de manera que todas las replicas del símbolo transmitido lleguen al receptor antes de enviar el símbolo COFDM siguiente, como se muestra en la figura 1.11.



**Figura 1.11 Eliminación de ISI mediante la utilización del intervalo de guarda en COFDM.**

Comparando la duración del intervalo de guarda y el retardo máximo del canal, se puede determinar la presencia de ISI entre símbolos COFDM, es decir, el sistema presenta ISI, cuando el intervalo de guarda ( $\Delta$ ) es menor al retardo máximo del canal ( $\Delta < \tau_{max}$ ). Se puede garantizar la disminución de ISI entre símbolos COFDM, siempre que la duración del intervalo de guarda sea mayor que el retardo máximo del canal ( $\Delta > \tau_{max}$ ), lo que permite reducir la tasa de error de bit [11].

La duración del intervalo de guarda para el estándar DVB-T está definido de acuerdo al ancho de banda y modo de transmisión escogido, y se describe en la norma ETSI EN 300 744 [1].

### 1.5 MODELOS DE CANAL DESCRITOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744.

La norma ETSI EN 300 744 se titula Radiodifusión de Video Digital, estructura de trama, codificación de canal y modulación para televisión digital terrestre (*Digital Video Broadcasting (DVB), framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*), en ella se especifica de forma general el sistema de radiodifusión de televisión digital terrestre DVB-T, se describen aspectos como la estructura de la trama, codificación

del canal y diferentes esquemas de modulación para dicho estándar. Además, se identifican los requerimientos de desempeño y las características del sistema, con el fin de satisfacer los objetivos de calidad de servicio.

Esta norma especifica la señal modulada digitalmente con el fin de hacer posible la compatibilidad entre equipos desarrollados por diferentes fabricantes.

En el anexo B de esta norma se describen dos modelos de canal para analizar el desempeño del sistema en un entorno de simulación, estos modelos de canal se utilizan para recepción fija (F1) y portable (P1).

El modelo de canal F1 y el modelo de canal P1 se describen a continuación mediante las ecuaciones (1.34) y (1.37) respectivamente.

- **Modelo de canal para recepción fija (F1).**

La ecuación (1.34) describe el modelo de canal F1, en donde la señal de salida  $y(t)$  del modelo de canal esta descrita en función de la señal de entrada  $x(t)$  [1].

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\theta_i} x(t-\tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (1.34)$$

Donde:

- N es el número de trayectos.
- $\theta_i$  es la fase del i-ésimo trayecto.
- $\rho_i$  es la potencia relativa del i-ésimo trayecto.
- $\tau_i$  es el retardo relativo del i-ésimo trayecto.

El término  $\rho_0 x(t)$  corresponde al trayecto con línea de vista, donde  $x(t)$  es afectada en su amplitud por  $(\rho_0)$  del trayecto directo. Las componentes multitrayecto llegan al receptor con un retardo  $\tau_i$ , y son afectadas por  $\rho_i$  en su amplitud y presentan un desfase  $\theta_i$  correspondiente a su trayecto. Estos múltiples trayectos se suman en el receptor de forma destructiva o constructiva, como se muestra en la ecuación (1.34).

El factor K, representa la relación de la potencia del trayecto directo en veces respecto a la sumatoria de las potencias los trayectos reflejados [1], como se muestra en la ecuación (1.35).

$$k[\text{veces}] = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (1.35)$$

$$K = 10 \text{Log}k \quad (1.36)$$

La norma ETSI EN 300 744 sugiere un factor  $K = 10 \text{ dB}$  [1].

- **Modelo de canal para recepción portable (P1).**

Si el factor K (ecuación 1.36) es igual a cero no existe trayecto con línea de vista ( $\rho_0$ ), esto implica que el modelo de canal F1 definido mediante la ecuación (1.34) se convierte en la ecuación (1.37), la cual se utiliza para definir el modelo de canal para recepción portable (P1). No es utilizado en escenarios con receptores TDT móviles.

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\theta_i} x(t-\tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \quad (1.37)$$

Donde  $\theta_i$ ,  $\rho_i$ ,  $\tau_i$  de la ecuación (1.37), corresponden a los mismos parámetros descritos en la ecuación (1.34). En el anexo B de la norma ETSI EN 300 744, estos parámetros son definidos para un total de 20 trayectos. Al no existir trayecto con línea de vista, todas las señales corresponden a trayectos reflejados los cuales se suman de forma constructiva o destructiva.

## CAPITULO 2

### MODELOS DE CANAL UTILIZADOS

En este capítulo se analizan los modelos de canal multitrayecto propuestos en la norma ETSI EN 300 744, y dos modelos de canal para escenarios urbano y montañoso, definidos en el informe final del COST 207<sup>11</sup>[12]. Los modelos de canal se implementan y configuran en el simulador de canal de LabMU, para realizar la evaluación del desempeño a nivel físico del sistema DVB-T, acorde al modelo de simulación descrito en el anexo A.

#### 2.1 MODELOS DE CANAL UTILIZADOS.

En la evaluación del desempeño a nivel físico del sistema DVB-T se tuvieron en cuenta cuatro modelos de canal con propagación multitrayecto, utilizando las herramientas brindadas por LabMU. Inicialmente, se utilizaron los modelos de canal descritos en el capítulo 1, los cuales son definidos en la norma ETSI EN 300 744.[1]

- Modelo de canal F1. Este modelo de canal es utilizado para simular una recepción fija, por ejemplo, el caso de recepción en los sistemas TDT con antenas instaladas en los tejados de las casas o edificios.
- Modelo de canal P1. Este modelo es utilizado para representar el comportamiento de la señal en escenarios con receptores portables y no es utilizado para simular el comportamiento de las señales en escenarios con receptores TDT móviles.

Debido a que los modelos de canal F1 y P1 solo permiten analizar el comportamiento del sistema TDT teniendo en cuenta receptores fijos y portátiles respectivamente, se incluyeron dos modelos de canal multitrayecto que tienen en cuenta la característica de movilidad en los receptores TDT dentro de los escenarios urbano y montañoso. Estos modelos de canal están definidos en el COST 207 [12] y cumplen con los requisitos de LabMU, en cuanto al número de trayectos, potencia relativa, retardo relativo y

---

<sup>11</sup> Cooperación Europea en Ciencia y Tecnología (COST, *European Cooperation in Science and Technology*). El programa COST207 fue financiado por la Comisión Europea en la década de 1980 y estudió modelos de canales en las bandas UHF, principalmente para aplicaciones móviles. Modelos de canal multitrayecto fueron propuestos para un medio urbano y montañoso.

desplazamiento Doppler (en el COST 207 se sugiere utilizar velocidades<sup>12</sup> en el receptor entre 1 Km/h y 110 Km/h). Estos modelos de canal son:

- Típico Urbano con velocidad del receptor igual a 60 Km/h (TU60, *Typical Urban*).
- Terreno Montañoso con velocidad del receptor igual a 80 Km/h (HT80, *Hilly Terrain*).

## 2.2 ADAPTACIÓN DE LOS MODELOS DE CANAL DEFINIDOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744 A LABMU.

En la descripción de los modelos de canal F1 y P1 realizada en el capítulo 1 (ecuaciones 1.34 y 1.37), se definen parámetros como  $\theta_i$ ,  $\rho_i$ ,  $\tau_i$ , correspondientes a la fase, potencia relativa (en veces) y retardo relativo del i-ésimo trayecto, respectivamente. En la tabla 2.1, se especifican los valores (organizados de menor a mayor retardo) de dichos parámetros para 20 trayectos, los cuales están definidos en el anexo B de la norma ETSI EN 300 744 [1].

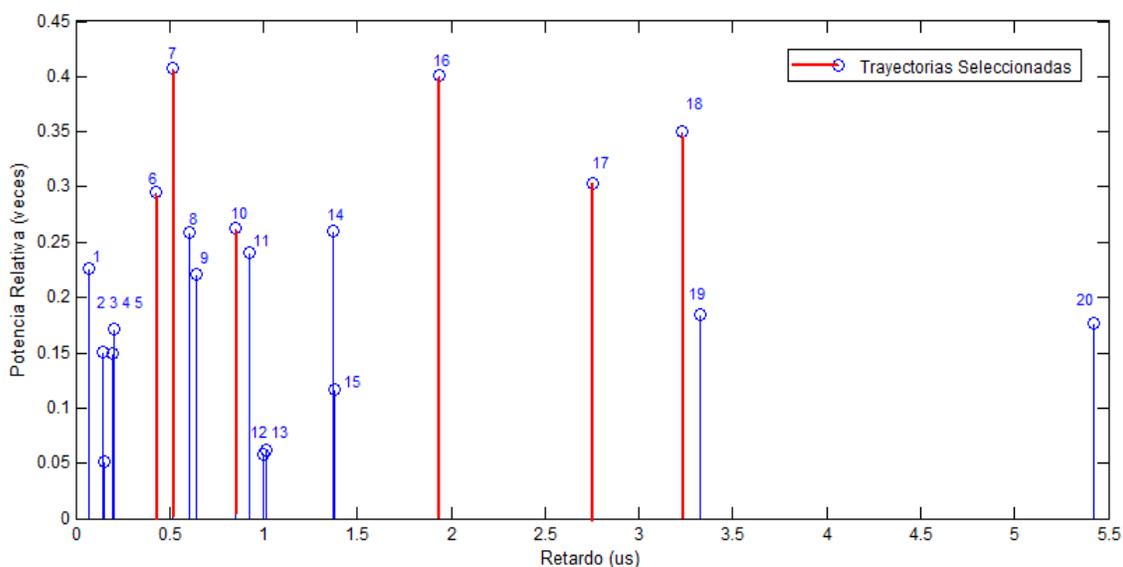
**Tabla 2.1 Valores de potencia relativa (en veces), retardo relativo y fase para los modelos de canal P1 y F1 según la norma ETSI EN 300 744 [1].**

$i$	$\tau_i [\mu s]$	$\rho_i [veces]$	$\theta_i [rad]$
1	0.073883	0.225894	2.128544
2	0.143556	0.15034	3.952093
3	0.153832	0.051534	1.093586
4	0.194207	0.149723	3.462951
5	0.203952	0.170996	1.099463
6	0.429948	0.295723	5.928383
7	0.518650	0.407163	5.86447
8	0.602895	0.258782	3.758058
9	0.640512	0.221155	3.33429
10	0.848831	0.262909	0.628578
11	0.924450	0.24014	3.664773
12	1.003019	0.057662	4.855121
13	1.016585	0.061831	5.430202
14	1.368671	0.25973	0.393889
15	1.381320	0.116587	2.833799
16	1.935570	0.400967	0.154459
17	2.751772	0.303585	2.215894
18	3.228872	0.350826	3.053023
19	3.324866	0.185074	5.775198
20	5.422091	0.176809	3.419109

<sup>12</sup> Se define en este trabajo de grado una velocidad del receptor igual a 60 Km/h para el modelo de canal en un escenario urbano y 80 Km/h para el receptor utilizando un modelo de canal para un escenario montañoso.

Debido a que el simulador de canal de LabMU utiliza un máximo de seis trayectos de propagación de la señal, incluyendo el trayecto con línea de vista, fue necesario reducir el número original de trayectos de propagación. Para la selección de los trayectos que permiten configurar los modelos de canal, teniendo en cuenta esta restricción, se realizaron dos pruebas<sup>13</sup> en LabMU. En la primera se utilizaron los seis trayectos con retardos mayores, y en la segunda, se escogieron los seis trayectos de mayor potencia relativa. El objetivo de estas pruebas fue determinar la configuración que más se aproxime a los resultados definidos en la norma ETSI EN 300 744 (tabla A.1). Los valores de C/N<sup>14</sup> obtenidos en la primera prueba<sup>15</sup> fueron muy distantes a los presentados en la norma ETSI, por el contrario, los resultados obtenidos en la segunda prueba fueron muy cercanos, por lo tanto, se decidió escoger los seis trayectos con mayor nivel de potencia relativa.

En la figura 2.1, se visualizan todos los trayectos de la tabla 2.1 y se resaltan los trayectos seleccionados de acuerdo al criterio anterior, que corresponden a los trayectos con mayor potencia relativa.



**Figura 2.1 Potencias relativas y retardos relativos de los 20 trayectos para los modelos de canal P1 y F1 descritas en la norma ETSI EN 300 744.**

<sup>13</sup> Se utilizaron las mismas configuraciones del nivel físico expuesto en la tabla A.1 de la norma ETSI EN 300 744.

<sup>14</sup> C/N: Relación de la potencia de una portadora digital con respecto a la potencia de ruido en el ancho de banda que ocupa. Se expresa en dB.

<sup>15</sup> En el anexo C se presenta la tabla comparativa de los resultados utilizando los trayectos de mayor retardo con la norma ETSI 300 744 (tabla A.1).

En la tabla 2.2, se resumen los trayectos seleccionados con mayor potencia relativa, los cuales corresponden a los trayectos 6, 7, 10, 16, 17 y 18 de la tabla 2.1.

**Tabla 2.2 Selección de los trayectos con mayor potencia relativa (en veces).**

$i^{16}$	$\tau_i[\mu s]$	$\rho_i$ [veces]	$\theta_i[rad]$
1(6)	0.429 948	0.295 723	5.928 383
2(7)	0.518 650	0.407 163	5.864 470
3(10)	0.848 831	0.262 909	0.628 578
4(16)	1.935 570	0.400 967	0.154 459
5(17)	2.751 772	0.303 585	2.215 894
6(18)	3.228 872	0.350 825	3.053 023

Debido a que en el primer trayecto no se admite un valor de retardo relativo diferente a  $0 \mu s$  de acuerdo a los requerimientos del simulador de canal de LabMU, fue necesario seleccionar el trayecto 1 de la tabla 2.1 (retardo más cercano a  $0 \mu s$ ). Este trayecto reemplazó el trayecto con menor potencia relativa definido en la tabla 2.2, es decir, el trayecto 3(10). En la tabla 2.3 se muestra la selección final de trayectos que se utilizó para obtener los modelos de canal F1 y P1 aplicados a LabMU.

**Tabla 2.3 Selección final de trayectos para adaptar los modelos de canal P1 y F1 a LabMU.**

$i$	$\tau_i[\mu s]$	$\rho_i$ [veces]	$\rho_i[dBW]$	$\theta_i[rad]$	$\theta_i[Grados]$
1	0	0.225894	-6.46095	2.128544	121.9
2	0.429 948	0.295 723	-5.29114	5.928 383	339.7
3	0.518 650	0.407 163	-3.90231	5.864 470	336
4	1.935 570	0.400 967	-3.96891	0.154 459	8.8
5	2.751 772	0.303 585	-5.17719	2.215 894	127
6	3.228 872	0.350 825	-4.54909	3.053 023	174.9

Seleccionados los seis trayectos con sus respectivos parámetros, se procedió a obtener los modelos de canal P1 y F1, de acuerdo a los requerimientos del simulador de canal de LabMU.

<sup>16</sup> El número indicado entre paréntesis corresponde a la posición del trayecto definido en la tabla 2.1.

### 2.2.1 Obtención del Modelo de Canal P1 para Recepción Portable (no móvil) de Acuerdo al Simulador de Canal de LabMU.

El simulador de canal requiere que las potencias de los trayectos se definan con relación al trayecto de máxima potencia (en dBc<sup>17</sup>). Según la tabla 2.3, la mayor potencia es -3,90 dBW, correspondiente al trayecto 3. Este trayecto de máxima potencia no es necesariamente el primero en aparecer; es decir, existen pre-trayectos<sup>18</sup> en el canal, como es el caso de los trayectos 1 y 2 de la tabla 2.3.

A partir de la tabla 2.3, se obtuvieron los parámetros del modelo de canal P1 aplicado a LabMU, en donde las potencias relativas son expresadas en dBc respecto al trayecto de máxima potencia, por lo cual la potencia relativa de este trayecto es 0 dBc. Las características de  $\tau_i$ ,  $\rho_i$ ,  $\theta_i$ <sup>19</sup> de los trayectos restantes se muestran en la tabla 2.4.

**Tabla 2.4 Modelo de canal P1 implementado en LabMU.**

$i$	$\tau_i$ [ $\mu s$ ] <sup>20</sup>	$\rho_i$ [dBc]	$\theta_i$ [Grados]
1	0	-2.5	121.9
2	0.4	-1.4	339.7
3	0.5	0	336
4	1.9	-0.1	8.8
5	2.7	-1.3	127
6	3.2	-0.6	174.9

En la figura 2.2 se visualizan los trayectos de la tabla 2.4, con sus respectivas potencias relativas en dBc.

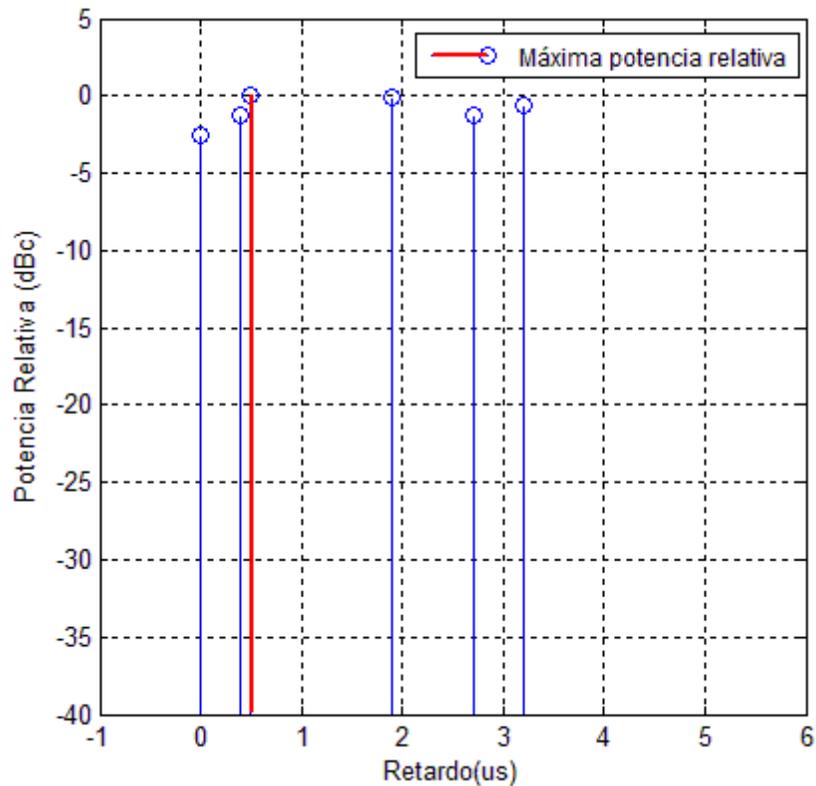
---

<sup>17</sup> dBc: Nivel de potencia del trayecto relativo al nivel de potencia mayor.

<sup>18</sup> Pre-trayectos: Trayectos que presentan menores retardos respecto al trayecto de máxima potencia relativa.

<sup>19</sup> Los valores de  $\theta_i$  se expresan en grados debido a los requerimientos del simulador de canal de LabMU.

<sup>20</sup> Los valores de retardo corresponde a los de la tabla 2.3, se utiliza un solo decimal debido a las condiciones de configuración de datos del simulador de canal del LabMU.



**Figura 2.2 Modelo de canal P1 aplicado a LabMU.**

### 2.2.1.1 Cálculo de los parámetros del PDP del modelo de canal P1.

A continuación se calculan los parámetros de dispersión de retardo que se derivan del PDP, como se describió en la sección 1.3.1 del capítulo 1.

- Retardo de Exceso Máximo.  $\tau_{max}$  definido en la ecuación (2.1) es la diferencia entre el retardo del primer y último trayecto.

$$\tau_{max} = 3.2 \mu s \quad (2.1)$$

- Retardo Promedio.  $\tau_0$  está definido en la ecuación (1.17), donde el término  $P_T$  es la suma de todas las potencias relativas individuales en escala lineal (vatios relativos) de los trayectos del modelo P1, es decir  $P_T = \sum_i P_i$ . Partiendo de los datos consignados en tabla 2.4 se obtienen las potencias de cada trayecto en vatios relativos (tabla 2.5).

**Tabla 2.5 Potencias relativas y retardos relativos de P1.**

<i>i</i>	Potencia relativa (W)	Retardo relativo( $\mu s$ )
1	0.562	0
2	0.724	0.4
3	1	0.5
4	0.977	1.9
5	0.741	2.7
6	0.870	3.2

Sumando todas las potencias relativas de la tabla 2.5, se obtiene el resultado de la ecuación (2.2).

$$P_T = 4.874 W \quad (2.2)$$

Reemplazando la ecuación (2.2) y los valores de la tabla 2.5 en (1.17), se obtiene el valor de  $\tau_0$  para el modelo de canal P1, como se expresa en la ecuación (2.3).

$$\tau_0 = \frac{1}{4.874} [(0.562)(0) + (0.724)(0.4) + (1)(0.5) + (0.977)(1.9) + (0.741)(2.7) + (0.870)(3.2)]$$

$$\tau_0 = 1.524 \mu s \quad (2.3)$$

- Dispersión de Retado RMS. Para calcular el valor de  $\tau_{RMS}$ , definido en la ecuación (1.19), es necesario calcular el término  $\overline{\tau^2}$ , por lo cual se reemplaza el resultado de la ecuación (2.2) y los valores de la tabla 2.5 en la ecuación (1.20), obteniendo el resultado de la ecuación (2.4).

$$\overline{\tau^2} = \frac{1}{4.874} [(0.562)(0)^2 + (0.724)(0.4)^2 + (1)(0.5)^2 + (0.977)(1.9)^2 + (0.741)(2.7)^2 + (0.870)(3.2)^2]$$

$$\overline{\tau^2} = 3.734 \mu s^2 \quad (2.4)$$

Reemplazando los resultados obtenidos en las ecuaciones (2.3) y (2.4) en (1.19), se obtiene la ecuación (2.5).

$$\tau_{RMS} = \sqrt{3.734 - (1.524)^2} = 1.188 \mu s \quad (2.5)$$

De manera análoga a los parámetros de dispersión de retardo, existe el ancho de banda de coherencia  $B_c$ , el cual es el rango de frecuencias, donde el canal puede ser considerado plano, como se explica en la sección 1.3.1.1. A continuación se calcula el ancho de banda de coherencia para el modelo de canal P1.

### 2.2.1.2 Cálculo del ancho de banda de coherencia para el modelo de canal P1.

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.5) en (1.24), se obtiene el ancho de banda de coherencia para P1, como se muestra en la ecuación (2.6).

$$Bc \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}}$$
$$Bc = \frac{1}{5(1.118 \mu s)} = 178.89 \text{ KHz} \quad (2.6)$$

### 2.2.2 Obtención del Modelo de Canal F1 para Recepción Fija de Acuerdo al Simulador de Canal de LabMU.

Como se describió en el capítulo 1 (ecuación 1.34), el modelo de canal F1 posee un trayecto dominante por línea de vista, el cual está caracterizado en LabMU por los parámetros: 0 dBc (máxima potencia relativa), retardo de 0  $\mu s$  y desfase de 0°. A partir de la tabla 2.3, el trayecto 1 es reemplazado por el trayecto de línea de vista y las potencias de los restantes trayectos son expresadas con relación a este trayecto de línea de vista. En la tabla 2.6 se muestran todos los trayectos del modelo de canal F1, en donde sus potencias son expresadas en dBc.

**Tabla 2.6 Modelo de canal F1.**

<i>i</i>	$\tau_i[\mu s]$	$\rho_i[dBc]$	$\theta_i[Grados]$
1	0	0	0
2	0.4	-5.29114	339.7
3	0.5	-3.90231	336
4	1.9	-3.96891	8.8
5	2.7	-5.17719	127
6	3.2	-4.54909	174.9

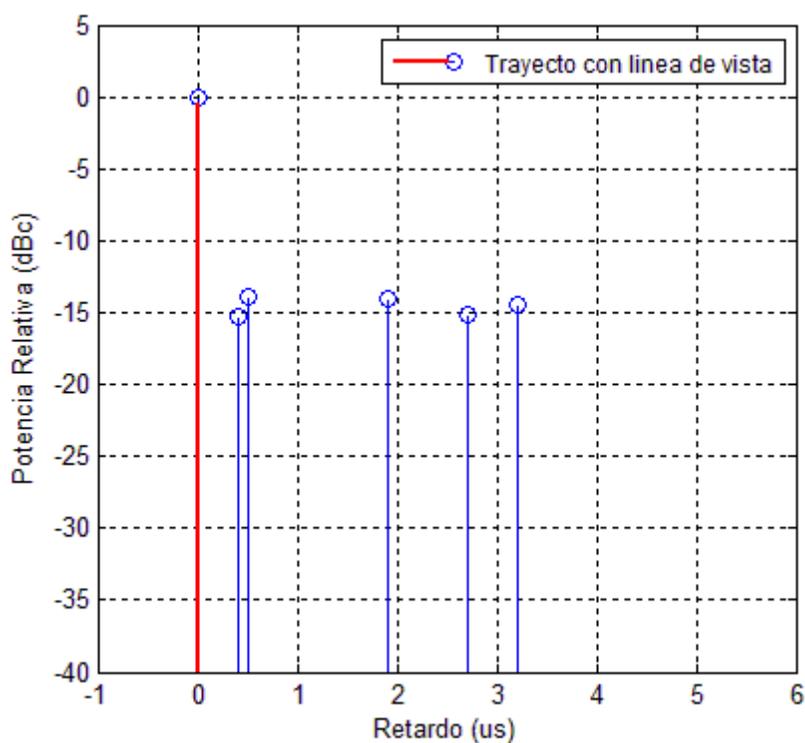
Teniendo en cuenta que el factor K de Ricean<sup>21</sup> (ecuación 1.36) es la relación de potencias del trayecto directo con los trayectos reflejados, los trayectos 2, 3, 4, 5 y 6 de la tabla 2.5, son afectadas por dicho factor K. En la tabla 2.7 se muestra el modelo final del canal F1 y sus respectivos parámetros.

<sup>21</sup> Descrito en la sección 1.2.2.1 de capítulo 1. Se define K igual a 10 dB de acuerdo a la norma ETSI EN 300 744.

**Tabla 2.7 Modelo de canal F1 implementado en LabMU.**

$i$	$\tau_i[\mu s]$	$\rho_i[dBc]$	$\theta_i[Grados]$
1	0	0	0
2	0.4	-15.3	339.7
3	0.5	-13.9	336
4	1.9	-14	8.8
5	2.7	-15.2	127
6	3.2	-14.5	174.9

En la figura 2.3 se visualizan las características de los trayectos del modelo de canal F1 teniendo en cuenta los valores de la tabla 2.7.



**Figura 2.3 Modelo de canal F1.**

### 2.2.2.1 Cálculo de los parámetros del PDP del modelo de canal F1.

Los parámetros de dispersión de retardo que se derivan del PDP definido sección 1.3.1, aplicados al modelo de canal F1, son:

- Retardo de Exceso Máximo:  $\tau_{max} = 3.2 \mu s$

- Retardo Promedio ( $\tau_0$ ). A Partir de la información de la tabla 2.7 se obtienen las potencias de cada trayecto en vatios relativos (tabla 2.8) para el modelo de canal F1.

**Tabla 2.8 Potencias relativas y retardos relativos de F1.**

<i>i</i>	Potencia relativa (W)	Retardo relativo ( $\mu s$ )
1	1	0
2	0.029	0.4
3	0.040	0.5
4	0.039	1.9
5	0.030	2.7
6	0.035	3.2

La potencia relativa total de los trayectos de la tabla 2.8 se presenta en la ecuación (2.7).

$$P_T = 1.173 W \quad (2.7)$$

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.7) y los valores de la tabla 2.8 en la ecuación (1.17), se obtiene el retardo promedio para F1, como se muestra en la ecuación (2.8).

$$\tau_0 = \frac{1}{1.173} [(1)(0) + (0.029)(0.4) + (0.040)(0.5) + (0.039)(1.9) + (0.030)(2.7) + (0.035)(3.2)]$$

$$\tau_0 = 0.254 \mu s \quad (2.8)$$

- Dispersión de Retado RMS. El termino  $\overline{\tau^2}$  de la ecuación (1.19), utilizado para la definición de  $\tau_{RMS}$ , se calcula reemplazando la ecuación (2.7) y los valores de la tabla 2.8 en (1.20), obteniendo el resultado de la ecuación (2.9).

$$\overline{\tau^2} = \frac{1}{1.173} [(1)(0)^2 + (0.029)(0.4)^2 + (0.040)(0.5)^2 + (0.039)(1.9)^2 + (0.030)(2.7)^2 + (0.035)(3.2)^2]$$

$$\overline{\tau^2} = 0.624 \mu s^2 \quad (2.9)$$

Reemplazando los resultados de las ecuaciones (2.9) y (2.8) en (1.19), se obtiene el  $\tau_{rms}$  para el modelo de canal F1, como se muestra en la ecuación (2.10).

$$\tau_{rms} = \sqrt{0.624 - (0.254)^2} = 0.747 \mu s \quad (2.10)$$

### 2.2.2.2 Cálculo del ancho de banda de coherencia para el modelo de canal F1.

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.10) en (1.24), se obtiene el ancho de banda de coherencia para F1, como se muestra en la ecuación (2.11).

$$Bc \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}}$$
$$Bc = \frac{1}{5(0.747 \mu s)} = 267.73 \text{ KHz} \quad (2.11)$$

## 2.3 MODELOS DE CANAL DEFINIDOS EN COST 207.

Entre 1984 y 1988, COST realizó investigaciones sobre la propagación de la señal de los sistemas de comunicaciones móviles. Un conjunto de modelos de canales multitrayecto se propusieron como resultado de esa investigación (1989).

Estos modelos de canal se basan en la representación de la respuesta al impulso con un número limitado de trayectos para escenarios de propagación diferentes, por ejemplo Típico Urbano (TU60, *Typical Urban*) y Terreno Montañoso (HT80, *Hilly Terrain*). Cada trayecto de propagación se define con una potencia relativa, un retardo relativo ( $\mu s$ ) y un desplazamiento en frecuencia ocasionada por la velocidad del receptor. Debido a la baja complejidad de este principio, estos modelos pueden ser fácilmente implementados en equipos y software de simulación [14].

### 2.3.1 Aplicación del Modelo de Canal TU60 para Recepción Móvil (60 Km/h) al Simulador de Canal de LabMU.

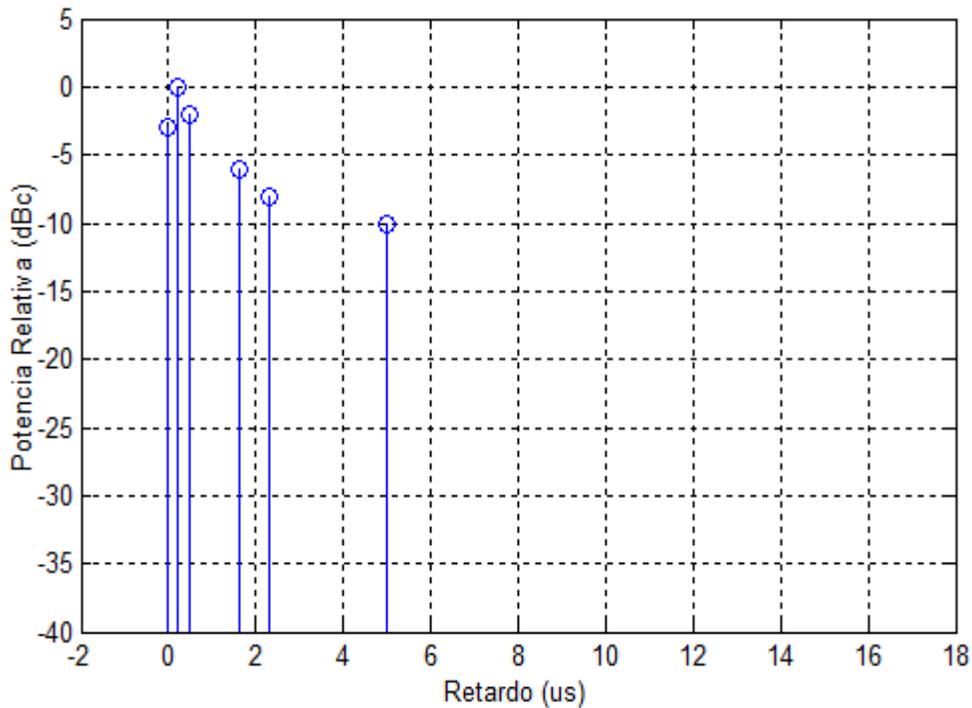
El modelo de canal TU60 fue definido en el COST 207 para seis trayectos y simula la propagación de ondas terrestres en un escenario típico urbano. En la tabla 2.9 se muestran los parámetros de este modelo de canal, las potencias se expresan en dBc con respecto al trayecto de máxima potencia (trayecto 2). Todos los trayectos están definidos para un desfase de 0 grados.

**Tabla 2.9 Modelo de canal TU60 [15].**

$i$	$\rho_i[\text{dBc}]$	$\tau_i[\mu s]$	$\theta_i[\text{Grados}]^{22}$
1	-3	0	0
2	0	0.2	0
3	-2	0.5	0
4	-6	1.6	0
5	-8	2.3	0
6	-10	5	0

<sup>22</sup> La fase para todos los trayectos es igual a 0 grados de acuerdo a COST 207.

En la figura 2.4, se visualizan los seis trayectos de propagación, con niveles altos de potencias relativas y un retardo de exceso máximo de 5  $\mu\text{s}$ .



**Figura 2.4 Modelo de canal TU60.**

Para la simulación del modelo canal TU60, se utilizaron los siguientes parámetros:

- Velocidad del receptor: 60 Km/h.
- Número de canal UHF (América): 15 (479 MHz)<sup>23</sup>.

Utilizando la ecuación (1.25) (variación de la frecuencia debida el desplazamiento Doppler) y asumiendo uno de los casos más crítico en donde el receptor se aproxima al emisor, es decir  $\varphi = 0$ , se tiene el resultado de la ecuación (2.12).

$$\Delta f_{DOPPLER} = \frac{v}{c} f_c \cos\varphi = \frac{60 \text{ Km/h}}{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}} * 479 * 10^6 \text{ Hz} * \cos(0) = 26.61 \text{ Hz} \quad (2.12)$$

El desplazamiento Doppler obtenido se asigna a cada uno de los trayectos reflejados de la tabla 2.9.

<sup>23</sup> Numero de Canal UHF de TDT asignado por la Comisión Nacional de Televisión para el canal de televisión RCN.

### 2.3.1.1 Cálculo de los parámetros del PDP del modelo de canal TU60.

Los parámetros de dispersión de retardo que se derivan del PDP aplicados al modelo de canal TU60, son:

- Retardo de Exceso Máximo:  $\tau_{max} = 5 \mu s$ .
- Retardo Promedio ( $\tau_0$ ). Partiendo de la tabla 2.9 se obtienen las potencias de cada trayecto en vatios relativos (tabla 2.10).

**Tabla 2.10 Potencias relativas y retardos relativos de TU60.**

<i>i</i>	Potencia relativa (W)	Retardo relativo ( $\mu s$ )
1	0.501	0
2	1	0.2
3	0.630	0.5
4	0.251	1.6
5	0.158	2.3
6	0.1	5

La suma de las potencias de los trayectos de la tabla 2.10 se presenta en la ecuación (2.13).

$$P_T = 2.64 W \quad (2.13)$$

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.13) y los valores de la tabla 2.10 en (1.17), se obtiene el retardo promedio para el modelo de canal TU60, como se muestra en la ecuación (2.14).

$$\tau_0 = \frac{1}{2.64} [(0.501)(0) + (1)(0.2) + (0.630)(0.5) + (0.251)(1.6) + (0.158)(2.3) + (0.1)(5)]$$

$$\tau_0 = 0.674 \mu s \quad (2.14)$$

- Dispersión de Retardo RMS. El término  $\overline{\tau^2}$  de la ecuación (1.19) es calculado reemplazando el resultado de la ecuación (2.13) y los valores de la tabla 2.10 en (1.20), obteniendo el resultado de la ecuación (2.15).

$$\overline{\tau^2} = \frac{1}{2.64} [(0.501)(0)^2 + (1)(0.2)^2 + (0.630)(0.5)^2 + (0.251)(1.6)^2 + (0.158)(2.3)^2 + (0.1)(5)^2]$$

$$\overline{\tau^2} = 1.581 \mu s^2 \quad (2.15)$$

Reemplazando los resultados de las ecuaciones (2.14) y (2.15) en (1.19), se obtiene el  $\tau_{RMS}$  para el modelo TU60, como se muestra en la ecuación (2.16).

$$\tau_{RMS} = \sqrt{1.581 - (0.674)^2} = 1.061 \mu s \quad (2.16)$$

### 2.3.1.2 Cálculo del ancho de banda de coherencia para el modelo de canal TU60.

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.16) en (1.24), se obtiene el ancho de banda de coherencia para TU60, como se muestra en la ecuación (2.17).

$$Bc \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}}$$

$$Bc = \frac{1}{5(1.061 \mu s)} = 188.5 \text{ KHz} \quad (2.17)$$

### 2.3.1.3 Cálculo del tiempo de coherencia para el modelo de canal TU60.

La variabilidad temporal del modelo de canal TU60, se determina mediante el cálculo del tiempo de coherencia ( $T_c$ ), como se describió en la sección 1.3.2 del capítulo 1. A continuación se realizan los cálculos para obtener dicho parámetro.

Utilizando la ecuación (1.27) y teniendo en cuenta que para el modelo de canal TU60  $f_d = 26.61 \text{ Hz}$ , se tiene el resultado de  $T_c$  expresado en la ecuación (2.18).

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d}$$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi \times (26.61)} = 6.72 \text{ ms} \quad (2.18)$$

Utilizando la aproximación de  $T_c$  definida en la ecuación (1.28), el tiempo de coherencia es expresado en la ecuación (2.19).

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d}$$

$$T_c = \frac{0.423}{26.61} = 15.89 \text{ ms} \quad (2.19)$$

El valor de  $T_c$  utilizado para el análisis realizado en el capítulo 3, es el dado en la ecuación (2.19), pues es una aproximación más utilizada en sistemas digitales modernos [5].

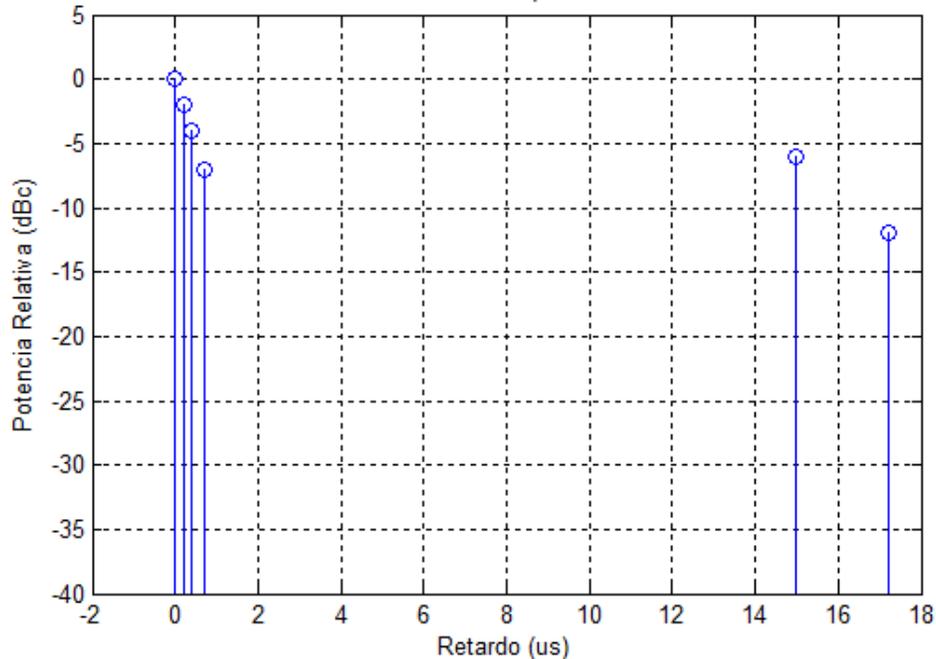
### 2.3.2 Aplicación del Modelo de Canal HT80 para Recepción Móvil (80 Km/h) al Simulador de Canal de LabMU.

El modelo de canal HT80 se define en el informe final de COST 207 con seis trayectos y simula las condiciones de un vehículo moviéndose en un terreno montañoso. En la tabla 2.11 se muestran los trayectos de propagación, en donde, las potencias se expresan en dBc, con respecto al trayecto de máxima potencia (trayecto 1). Todos los trayectos están definidos para un desfase de cero grados.

**Tabla 2.11 Modelo de canal HT80 [15].**

$i$	$\rho_i$ [dBc]	$\tau_i$ [ $\mu$ s]	$\theta_i$ [Grados]
1	0	0	0
2	-2	0.2	0
3	-4	0.4	0
4	-7	0.6	0
5	-6	15	0
6	-12	17.2	0

En la figura 2.5, se visualizan todos los trayectos del modelo, los cuatro primeros tienen bajos retardos y potencias relativas altas, y los dos trayectos restantes, presentan grandes retardos e inferiores potencias relativas.



**Figura 2.5 Modelo de canal HT80.**

Para la simulación del modelo canal HT80, se utilizaron los siguientes parámetros:

- Velocidad del receptor: 80 Km/h.
- Numero canal UHF: 15 (479 MHz).

Utilizando la ecuación (1.25), y asumiendo que  $\varphi = 0$ , se define el desplazamiento Doppler para todos los trayectos reflejados igual a 35.48 Hz.

### 2.3.2.1 Cálculo de los parámetros del PDP del modelo de canal HT80.

Los parámetros de dispersión de retardo que se derivan del PDP aplicados al modelo de canal HT80, son:

- Retardo de Exceso Máximo:  $\tau_{max} = 17.2 \mu s$ .
- Retardo Promedio ( $\tau_0$ ). Partiendo de la tabla 2.11 se obtienen las potencias relativas de cada trayecto en vatios relativos (tabla 2.12).

**Tabla 2.12 Potencias relativas y retardos relativos de HT80.**

<i>i</i>	Potencia relativa (W)	Retardo relativo ( $\mu s$ )
1	1	0
2	0.630	0.2
3	0.398	0.4
4	0.199	0.6
5	0.251	15
6	0.06	17.2

La potencia total de la tabla 2.12 se presenta en la ecuación (2.20).

$$P_T = 2.538 W \quad (2.20)$$

Reemplazando el resultado de la ecuación (2.20) en (1.17), se obtiene el retardo promedio del modelo de canal HT80, como se muestra en la ecuación (2.21).

$$\tau_0 = \frac{1}{2.538} [(1)(0) + (0.630)(0.2) + (0.398)(0.4) + (0.199)(0.6) + (0.251)(15) + (0.06)(17.2)]$$

$$\tau_0 = 2.049 \mu s \quad (2.21)$$

- Dispersión de Retardo RMS. El término  $\overline{\tau^2}$  de la ecuación (1.19) es calculado reemplazando el resultado de la ecuación (2.20) y los valores de la tabla 2.12 en (1.20), como se muestra en la ecuación (2.22).

$$\overline{\tau^2} = \frac{1}{2.538} [(1)(0)^2 + (0.630)(0.2)^2 + (0.398)(0.4)^2 + (0.199)(0.6)^2 + (0.251)(15)^2 + (0.06)(17.2)^2]$$

$$\overline{\tau^2} = 29.308 \mu s^2 \quad (2.22)$$

Reemplazando los resultados de las ecuaciones (2.21) y (2.22) en (1.19) se obtiene la dispersión de retardo RMS para el modelo de canal HT80, como se muestra en la ecuación (2.23).

$$\tau_{rms} = \sqrt{29.308 - (2.049)^2} = 5.010 \mu s \quad (2.23)$$

### 2.3.2.2 Cálculo del ancho de banda de coherencia para el modelo de canal HT80.

Utilizando la ecuación (2.23) en (1.24), se calcula el ancho de banda de coherencia para HT80, como se muestra en la ecuación (2.24).

$$Bc \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}}$$

$$Bc = \frac{1}{5(5.01 \mu s)} = 39.92 \text{ KHz} \quad (2.24)$$

### 2.3.2.3 Cálculo del tiempo de coherencia para el modelo de canal HT80.

Utilizando la ecuación (1.27) y teniendo en cuenta que en el modelo de canal HT80  $f_d = 35.48 \text{ Hz}$ , se obtiene  $T_c$  como se muestra en la ecuación (2.25).

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d}$$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi \times (35.48)} = 5.04 \text{ ms} \quad (2.25)$$

Sí se utiliza la ecuación (1.28), se obtiene una aproximación de  $T_c$  más utilizada en sistemas digitales modernos, como se muestra en la ecuación (2.26).

$$T_c = \frac{0.423}{35.48} = 11.92 \text{ ms} \quad (2.26)$$

El valor de  $T_c$  utilizado para el análisis del modelo de canal HT80, es el presentado en la ecuación (2.26).

### 2.3.3 Comparación de las Características de los Modelo de Canal Planteados.

Según esta tabla 2.13 el modelo de canal HT80 presenta la mayor duración de  $\tau_{max}$  y el menor  $T_c$  y  $Bc$ . La información de los modelos de canal resumida en esta tabla 2.13, se utilizó para el análisis del desempeño a nivel físico del sistema DVB-T realizado en el capítulo 3.

**Tabla 2.13 Comparación de las características de los modelos de canal planteados.**

<b>Modelo de Canal</b>	$\tau_{max}$ [ $\mu s$ ]	$\tau_0$ [ $\mu s$ ]	$\tau_{rms}$ [ $\mu s$ ]	$Bc$ [KHz]	$T_c$ [ $ms$ ]
<b>P1</b>	3.2	1.524	1.188	178.89	NP <sup>24</sup>
<b>F1</b>	3.2	0.254	0.747	267.73	NP
<b>TU60</b>	5	0.674	1.061	188.5	15.89
<b>HT80</b>	17.2	2.049	5.010	39.92	11.92

---

<sup>24</sup> No presenta debido a que el modelo de canal no tiene movilidad.

## CAPITULO 3

### ANALISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se presentan la evaluación y el análisis de los resultados obtenidos a través de la implementación del modelo de simulación del nivel físico del estándar DVB-T en LabMU, descrito en el anexo A, utilizando los modelos de canal multitrayecto planteados en el capítulo 2. Para facilitar el análisis del desempeño del sistema, en este capítulo los datos se representan mediante figuras de BER en función de la relación C/N. Además, LabMU permite la visualización de los diagramas de constelación y la respuesta al impulso del canal.

El análisis del desempeño del sistema se realiza mediante la comparación de los resultados obtenidos con las especificaciones de la norma ETSI EN 300 744<sup>25</sup>. Además, se observa la incidencia en el comportamiento del sistema de los diferentes modelos de canal, teniendo en cuenta la variación de los diversos parámetros del nivel físico del estándar DVB-T.

#### 3.1 ASPECTOS GENERALES PARA LA OBTENCIÓN DE RESULTADOS.

En este capítulo se utilizó una configuración de los parámetros del nivel físico, definida como el modelo base, que consiste en el establecimiento de los parámetros físicos presentados en la tabla 3.1. Esta configuración es utilizada en la mayoría de los sistemas TDT, y fue uno de los modos de prueba empleado por la Comisión Nacional de Televisión [16], durante el estudio del estándar DVB-T para las condiciones de Colombia.

**Tabla 3.1 Características del modelo base.**

<b>Modulación</b>	<b>Modo de transmisión</b>	<b>Tasa de la codificación convolucional</b>	<b>Intervalo de guarda</b>
64QAM	8K	2/3	1/8

La forma de experimentación utilizada en este trabajo de grado consistió en la variación de cada uno de los parámetros dentro del rango definido por la norma ETSI, dejando

<sup>25</sup> Norma utilizada únicamente para los modelos de canal P1 y F1.

constantes los demás, se variaron de esta forma todos los parámetros que caracterizan el modelo base de experimentación. De esta manera se determinó su influencia en el desempeño del sistema y la forma en que los modelos de canal lo afectan, facilitando su comparación.

En la fase inicial de pruebas en el laboratorio LabMU, se implementó el ancho de banda definido para TDT en Colombia<sup>26</sup> (6 MHz), a pesar que en el manual de operación de la herramienta se afirma que el sistema puede operar con este ancho de banda, se presentaron problemas en la configuración del sistema. Esto se debe a que este laboratorio fue diseñado en Europa, en donde, los sistemas de televisión operan con anchos de banda de 8 MHz. Este inconveniente llevó a contactar a la compañía española Xpertia<sup>27</sup>, aunque su responsabilidad de soporte técnico finalizó por terminación del contrato con el SENA, el fabricante sugirió descargar e instalar una actualización en el servidor LabMU; pero por razones internas del SENA, no se concedió el permiso para aplicar dicha solución. El SENA no modificó la versión actual del servidor LabMU<sup>28</sup>, debido a que es el único laboratorio operando en Colombia, pues el servidor de la seccional Medellín esta fuera de servicio desde febrero de 2010. Por las razones anteriores, se utilizó un ancho de banda de 8 MHz para el canal de operación.

Después de configurar los parámetros del nivel físico del estándar DVB-T en LabMU, como se describe en el anexo C, se procedió a variar, de forma manual<sup>29</sup>, la relación C/N dentro del rango de 3 a 40 dB en pasos de 0.5 dB. Luego se realizó la sintonización de la señal DVB-T, y se utilizó el analizador RF como receptor. La evaluación del desempeño del sistema en un escenario planteado (una curva BER vs C/N) utilizaba un tiempo aproximado de 2 horas debido a la configuración manual del laboratorio. Estas condiciones de evaluación del desempeño del sistema implicaron la realización de cuatro mediciones por evento (74 eventos) para cada escenario (aproximadamente 300 mediciones por escenario). Se necesita un total de 14 escenarios para la evaluación completa de un modelo de canal. Los valores que conforman las figuras presentadas en este capítulo representan el promedio de los datos obtenidos en cada evento.

De acuerdo a la norma ETSI EN 300 744, se define como criterio de desempeño una medida de BER<sup>30</sup> no superior a  $2 \times 10^{-4}$  después del decodificador Viterbi, lo cual produce un sistema casi sin errores (QEF, *Quasi Error Free*) a la salida del decodificador Reed-Solomon (BER igual a  $1 \times 10^{-11}$ ).

---

<sup>26</sup> En Colombia el sistema de TDT utilizará un ancho de banda de 6 MHz, debido a que los actuales sistemas de televisión lo utilizan.

<sup>27</sup> Xpertia Soluciones Integrales, Madrid, soporte@xpertiasi.com.

<sup>28</sup> Versión de LabMU: 3.0-p5 VOYAGER.

<sup>29</sup> Configuración directa del modulador MO-170, sin utilizar el cliente LabMU. De esta manera se obtiene un mayor número de valores de C/N dentro del rango de 3 a 40 dB.

<sup>30</sup> BER  $2 \times 10^{-4}$ : 2 bits errados por cada 10000 bits recibidos.

## 3.2 MODELO DE CANAL PARA RECEPCIÓN FIJA F1

Los resultados obtenidos utilizando el modelo de canal multitrayecto con línea de vista, se obtuvieron a partir de la variación de los parámetros del nivel físico del estándar DVB-T, dentro del rango que define la norma ETSI 300 744; los parámetros que se variaron fueron: esquema de modulación, modo de transmisión, tasa de codificación, intervalo de guarda y modo jerárquico.

Para realizar el análisis se utilizaron diferentes tipos de figuras como: BER vs C/N, respuesta al impulso del canal y diagramas de constelación. Todos los valores de BER fueron tomados después del decodificador Viterbi mediante el Analizador RF de LabMU.

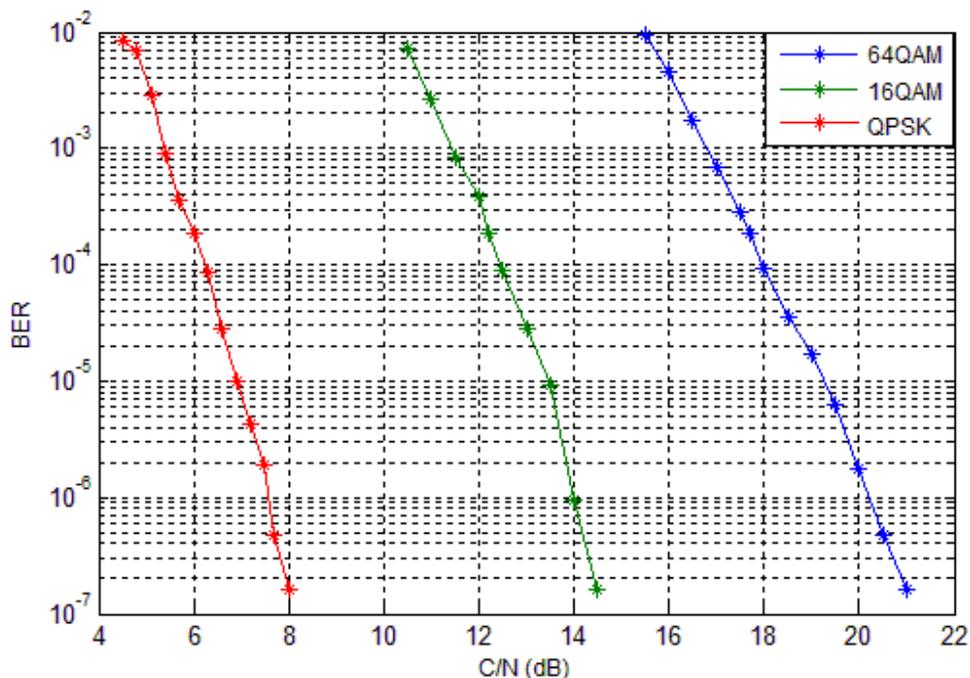
### 3.2.1 Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando el Modelo de Canal F1.

En la figura 3.1, se observa el comportamiento de la BER frente a la variación de la relación C/N utilizando los esquemas de modulación permitidos en DVB-T (QPSK, 16QAM y 64QAM), en una transmisión no jerárquica<sup>31</sup>; los demás parámetros del nivel físico del estándar son los definidos en el modelo base (tabla 3.1). En esta figura se aprecia que la variación de la BER es decreciente al aumentar el nivel de la relación C/N, el analizador RF inicia la sintonización de la señal DVB-T a partir de una BER igual a  $9 \times 10^{-3}$ , para valores superiores a éste, el analizador RF de LabMU aproxima la BER a  $1.68 \times 10^{-1}$ .

Los resultados presentados en la figura 3.1 muestran que utilizando el esquema de modulación QPSK, el sistema tiene mayor inmunidad frente al ruido y a la propagación multitrayecto presente en el canal descrito por el modelo F1, caso contrario, la señal modulada con 64QAM es más propensa a ser afectada por el ruido, pues requiere un valor de C/N superior para alcanzar los mismos niveles de BER de QPSK. El esquema de modulación 16QAM es un caso intermedio entre QPSK y 64QAM.

---

<sup>31</sup> Transmisión no jerárquica: envió de un solo flujo de información con una única prioridad.



**Figura 3.1 BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM.**

Los valores de C/N mínimos para que inicie la sintonización<sup>32</sup> de la señal DVB-T para los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM se muestran en la tabla 3.2.

**Tabla 3.2 Valores de C/N mínimos para sintonizar la señal DVB-T empleando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal F1.**

Esquema de Modulación	C/N (dB)	BER
QPSK	4.5	$9 \times 10^{-3}$
16QAM	10.5	$9 \times 10^{-3}$
64QAM	15.5	$9 \times 10^{-3}$

Los valores de C/N de la tabla 3.2 corresponden a una BER igual a  $9 \times 10^{-3}$  donde se inicia la sintonización de la señal para cada uno de los esquemas de modulación utilizados en DVB-T. Para estos valores de C/N se presenta un número mayor de errores con relación a los errores correspondientes a la BER del criterio de desempeño (BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ). Los requerimientos de C/N para alcanzar este criterio se presentan en la tabla 3.3.

<sup>32</sup> La sintonización de la señal DVB-T se realiza con el modulo hardware Analizador RF de LabMU.

**Tabla 3.3 Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Esquema de Modulación	C/N (dB)
QPSK	6
16QAM	12.2
64QAM	17.7

La tabla 3.3 indica que existe una reducción de 6.2 dB en las condiciones de C/N de la señal modulada para QPSK respecto a 16QAM, y 5.5 dB en 16QAM respecto a 64QAM.

Dependiendo del esquema de modulación utilizado, se presentan diferentes compromisos entre la robustez de la señal<sup>33</sup> y la velocidad de transmisión de bits. La señal modulada mediante el esquema QPSK, tiene mayor robustez frente al ruido, aunque no hace un óptimo uso del ancho de banda disponible, pues solo transmite 2 bits por símbolo de modulación. El esquema de modulación que más eficientemente utiliza el ancho de banda es 64QAM, pues transmite 6 bits por símbolo de modulación (4 bits más por símbolo de modulación que QPSK); sin embargo, es la más afectada por el ruido y propagación multitrayecto.

Sí el sistema DVB-T cumple con los requerimientos de C/N de la tabla 3.3 y requiere altas velocidades de transmisión (mejor calidad de video, sonido y datos), los esquemas recomendados son 64QAM o 16QAM. Estos esquemas implican requerimientos como: ambientes poco ruidosos, áreas de cobertura limitada y, sí es posible, la presencia de línea de vista en el enlace radio. En caso contrario, cuando es necesaria una gran zona de cobertura y no se requieren altas velocidad de transmisión de datos, se recomienda implementar el esquema de modulación QPSK, pues permite que la señal sea más robusta en ambientes ruidosos que los esquemas de modulación QAM.

### **3.2.2 Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutiva Utilizando el Modelo de Canal F1.**

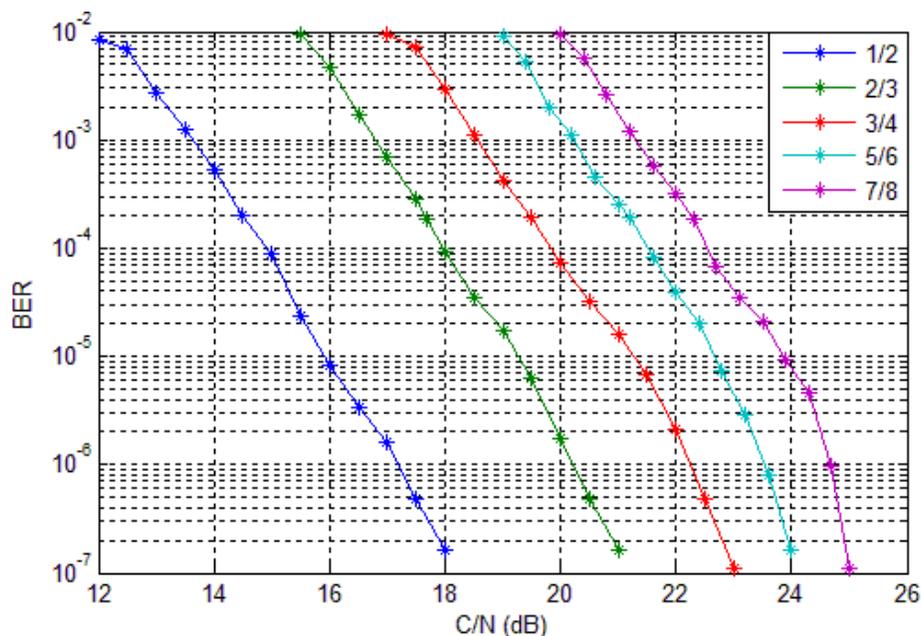
En el estándar DVB-T, es posible la corrección de errores en recepción, gracias a la redundancia introducida en los paquetes de transporte, procedimiento que se conoce como codificación de canal. El sistema dispone de dos códigos de corrección FEC (*Forward Error Correction*) para hacer frente al ruido, a la propagación multitrayecto y a interferencias co-canal, entre otros. En primer lugar, dispone de la codificación Reed-Solomon RS(204,188, t=8)<sup>34</sup> y posteriormente, se utiliza la codificación convolutiva, con

<sup>33</sup> Robustez de la señal frente al ruido AWGN y propagación multitrayecto.

<sup>34</sup> La Codificación externa RS(204,188, t=8) se ha establecido para el sistema DVB-T no variable.

tasa de codificación igual a  $1/2^{35}$ , tasa utilizada en casos de baja relación C/N en el canal de transmisión. Mediante el proceso de perforado<sup>36</sup>, se obtienen las restantes tasas de codificación:  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  y  $7/8$ , lo cual ofrece diferentes compromisos entre robustez del sistema y velocidad de transmisión de datos. En recepción, un gran número de errores son corregidos; en primer lugar, por la decodificación convolucional y, en segundo lugar, por la decodificación Reed-Solomon.

Utilizando el modelo de canal F1, se realizó una configuración del nivel físico del estándar DVB-T en LabMU, para una transmisión no jerárquica, en donde se variaron todas las tasas de codificación dejando constantes los demás parámetros técnicos descritos en el modelo base (tabla 3.1). La figura 3.2 muestra los resultados de medidas de BER obtenidas.



**Figura 3.2 BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8**

En la figura 3.2 se aprecia que al aumentar la tasa de codificación, en un ambiente ruidoso y con propagación multirrayecto, el sistema es más propenso a errores en el receptor, es decir, al utilizar una tasa de codificación igual a  $5/6$  o  $7/8$ , se necesita un

<sup>35</sup> En una transmisión utilizando la tasa de codificación  $1/2$ , por cada 2 bits enviados, 1 bit es de información útil y 1 bit es de redundancia.

<sup>36</sup> Descripción realizada en la sección 5.4 del anexo A.

mayor valor de C/N para obtener la misma BER alcanzada con la tasa de codificación igual a 1/2.

Los valores de C/N mínimos necesarios para sintonizar la señal DVB-T se describen en la tabla 3.4, estos valores establecen una BER mayor a la BER del criterio de desempeño (BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ).

**Tabla 3.4 Requerimientos de C/N mínimos para sintonizar la señal DVB-T en función de las tasas de codificación convolucional, utilizando el modelo de canal F1.**

Tasa de Codificación	C/N (dB)	BER
1/2	12	$9 \times 10^{-3}$
2/3	15.5	$9 \times 10^{-3}$
3/4	17	$9 \times 10^{-3}$
5/6	19	$9 \times 10^{-3}$
7/8	20	$9 \times 10^{-3}$

Los requerimientos de C/N para alcanzar la medida de BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) se muestran en la tabla 3.5.

**Tabla 3.5 Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Tasa de Codificación	C/N (dB)
1/2	14.5
2/3	17.7
3/4	19.5
5/6	21.2
7/8	22.3

Según la tabla 3.5, entre la menor tasa de codificación (1/2) y la mayor (7/8) existe una diferencia de 7.8 dB de C/N, esto se debe a que la cantidad de bits de redundancia utilizados para la tasa de codificación de 1/2, es mayor que la cantidad utilizada en la tasa de codificación 7/8, por tanto los receptores presentan una mayor capacidad de detección y corrección de errores al configurar la tasa de codificación de 1/2, la implementación de la codificación tiene una influencia directa en el desempeño del sistema en escenarios con ruido e influenciados por la propagación multirrayecto. La tasa de codificación 1/2 presenta la mejor protección y el valor de C/N más bajo para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), pero por cada bit de información existe uno de redundancia, esto implica una reducción de la velocidad de transmisión de datos<sup>37</sup> comparada con la velocidad obtenida al establecer las otras tasas de codificación definidas. La tasa de codificación de menor protección (7/8), presenta por cada 8 bits

<sup>37</sup> Velocidad de transmisión de información útil.

transmitidos, 7 bits de información y 1 de redundancia, lo que permite una velocidad de transmisión de datos más alta; pero esta tasa de codificación, requiere un mayor valor de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ . Aunque existe un trayecto con línea de vista para este modelo de canal (F1), se recomienda utilizar la tasa de codificación 2/3 ó 3/4 para ayudar a los receptores a enfrentar las variaciones de la señal transmitida debidas a los fenómenos presentes en el canal, y no afectar de manera significativa la velocidad de transmisión de datos.

### 3.2.3 Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando el Modelo de Canal F1.

La técnica transmisión COFDM utiliza dos modos de transmisión<sup>38</sup>; en el primer modo (2K), el símbolo COFDM posee un total de 1705 portadoras útiles, distribuidas en<sup>39</sup>: 1512 portadoras de datos, 176 portadoras piloto<sup>40</sup> (continuas y dispersas) y 17 portadoras TPS<sup>41</sup>; en el segundo modo (8K), el símbolo COFDM posee un total de 6817 portadoras útiles, repartidas así: 6048 portadoras de datos, 701 portadoras piloto y 68 TPS. El número de las portadoras piloto del modo 8K, entre continuas y dispersas, es aproximadamente cuatro veces mayor que el establecido en el modo 2K, lo cual influye favorablemente en la estimación del canal realizada por COFDM.

En la figura 3.3, se observa el comportamiento de la BER frente a la variación de la relación C/N utilizando los modos de transmisión 2K y 8K, en una transmisión no jerárquica con los demás parámetros del nivel físico del estándar de acuerdo al modelo base definido anteriormente (tabla 3.1). En esta figura, se puede apreciar que el modo de transmisión 8K, a pesar de tener un comportamiento similar al modo 2K, es el menos afectado por el ruido y la propagación multitrayecto presente en este modelo de canal.

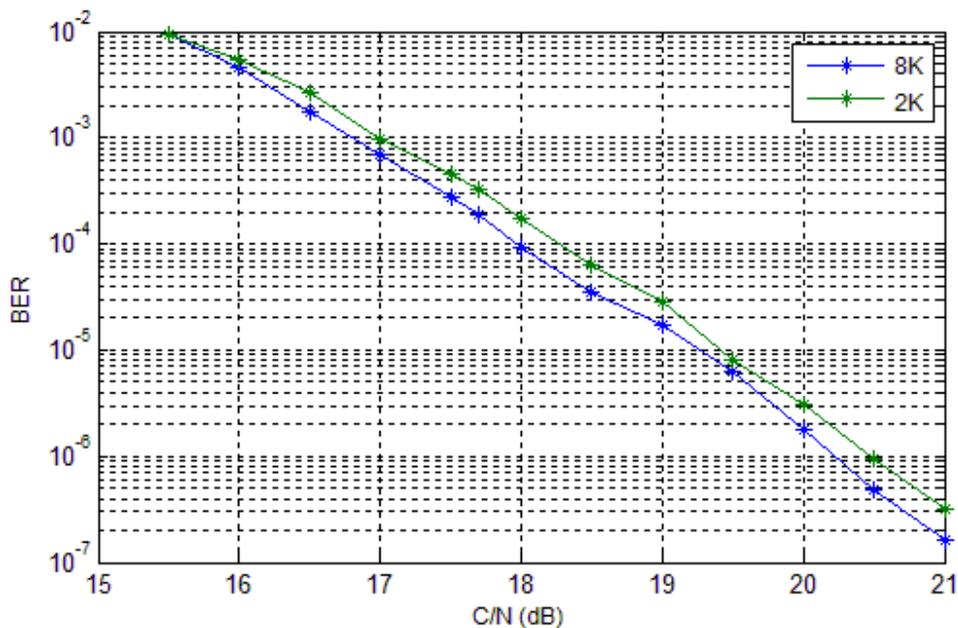
---

<sup>38</sup> Tabla B.8 del anexo B

<sup>39</sup> Se pueden visualizar en la figura 3.7.

<sup>40</sup> Portadoras Piloto: utilizadas para sincronización y estimación del canal. Descritas en la sección B.5.7 del anexo B.

<sup>41</sup> Portadoras TPS: Se utilizan para transportan información del sistema referente a la configuración del nivel físico del transmisor. Descritas en la sección B.5.7 del anexo B.



**Figura 3.3 BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K utilizando el modelo de canal F1.**

La sintonización de la señal DVB-T, para el modo 2K y 8K, inicia con una C/N igual a 15.5 dB. Los requerimientos de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) se muestran en la tabla 3.6.

**Tabla 3.6 Requerimientos de C/N en función de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Modo de transmisión	C/N (dB)
2K	18.1
8K	17.7

Según la tabla 3.6, el modo 8K, a pesar de tener un mayor número de portadoras, necesita 0.4 dB menos que el modo 2K, para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ; esto se debe a que al utilizar el modo 8K, las portadoras se encuentran más cercanas, ya que el ancho de banda que ocupa cada símbolo COFDM, es siempre el mismo, independientemente del modo de transmisión utilizado. En este sentido, el número de portadoras piloto (continuas y dispersas) del modo 8K también es incrementado respecto al modo 2K, es decir, existen más marcadores de sincronismo en el símbolo COFDM; esta ventaja, permite realizar una mejor ecualización y estimación de la respuesta en frecuencia del canal. El modo de transmisión 2K, a pesar de necesitar más nivel de C/N que el modo 8K, también presenta un buen desempeño utilizando el modelo de canal F1.

### 3.2.4 Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal F1.

Como se muestra en la tabla 3.7, en el estándar DVB-T, se encuentran definidos diferentes duraciones de símbolo de acuerdo al modo de transmisión, intervalo de guarda y ancho de banda utilizado.

**Tabla 3.7 Definición de los intervalos de guarda para los modos 2K y 8K, utilizando un ancho de banda de 8 MHz [1].**

Modo	Modo 8K ( $T_U = 896\mu s$ )				Modo 2K ( $T_U = 224\mu s$ )			
Intervalo de guarda $\Delta/T_U$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración útil del símbolo $T_U$	896 $\mu s$				224 $\mu s$			
Duración del intervalo de guarda $\Delta$	224 $\mu s$	112 $\mu s$	56 $\mu s$	28 $\mu s$	56 $\mu s$	28 $\mu s$	14 $\mu s$	7 $\mu s$
Duración del símbolo $T_{sym} = \Delta + T_U$	1120 $\mu s$	1008 $\mu s$	952 $\mu s$	924 $\mu s$	280 $\mu s$	252 $\mu s$	238 $\mu s$	231 $\mu s$

De acuerdo a las categorías de degradación descritas en la sección 1.3 del capítulo 1, se determina el tipo de desvanecimiento presente utilizando el modelo de canal F1.

- **Categoría de degradación con base en la dispersión de retardo.**

La duración del retardo de exceso máximo del modelo de canal F1 (sección 2.2.2.1 del capítulo 2) es  $\tau_{max} = 3.2 \mu s$ , este valor es mucho menor al tiempo de símbolo COFDM más crítico<sup>42</sup> ( $T_{sym} = 231\mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo cual el modelo de canal F1 no es selectivo en el dominio del tiempo (canal plano).

- **Categoría de degradación con base en el ancho de banda de coherencia.**

El ancho de banda de coherencia del modelo de canal F1 (sección 2.2.2.2) es  $B_c = 267.73 \text{ KHz}$ , este valor es mucho mayor al ancho de banda del símbolo COFDM ( $B \approx 1/T_{sym} = 1/231\mu s = 4.329 \text{ KHz}$ ), por lo cual el modelo de canal F1, con base en el ancho de banda de coherencia, no es selectivo en el dominio de la frecuencia.

De acuerdo a lo anterior, se evidencia la eficiencia de la transmisión multiportadora utilizada por COFDM para disminuir la posibilidad de desvanecimiento selectivo en frecuencia utilizando el modelo de canal F1.

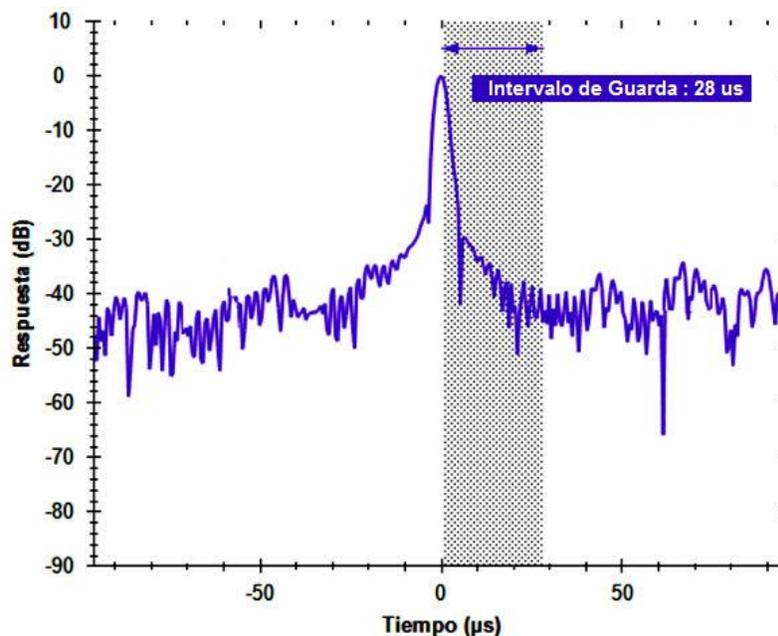
<sup>42</sup> Es el caso más crítico debido a que presenta la menor duración del símbolo.

### 3.2.5 Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando el Modelo de Canal F1.

En la transmisión de la señal COFDM, es necesario introducir un intervalo de guarda (prefijo cíclico) entre los símbolos para evitar que se interfieran, debido a los diferentes trayectos de propagación.

En la tabla 3.7 se puede observar que a mayor intervalo de guarda, la duración de símbolo  $T_s$  se incrementa; esto produce una menor cantidad de símbolos por segundos, es decir, la frecuencia de símbolos disminuye ( $f_{sym} = 1/T_{sym}$ ). Así mismo, una disminución en  $f_{sym}$  produce una menor velocidad de transmisión del sistema. A pesar de que el intervalo de guarda influye directamente en la capacidad del canal, es necesario, realizar un análisis previo del PDP presentes en el modelo de canal.

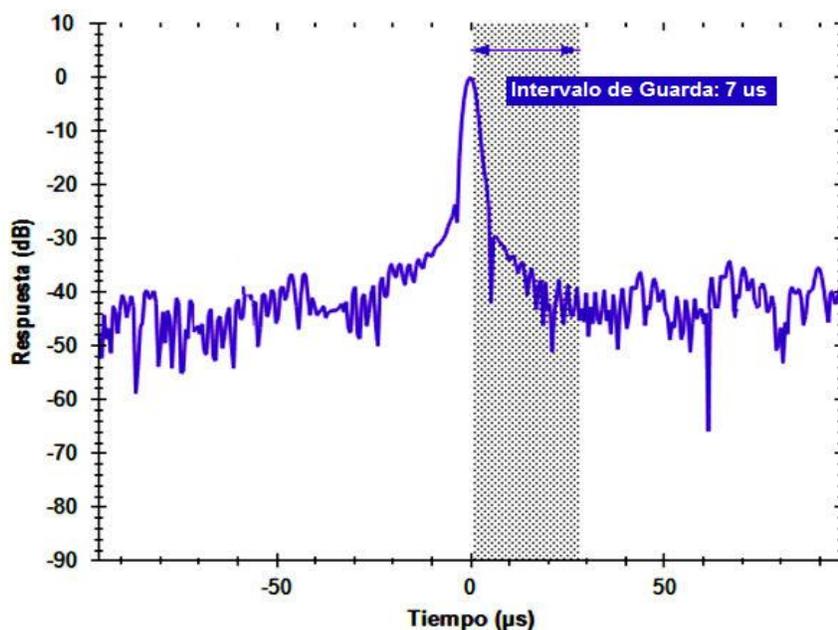
Para analizar el PDP de F1 se tuvo en cuenta la descripción dada en la sección 1.4.1 del capítulo 1, es decir, se puede reducir la existencia de ISI en el sistema COFDM, siempre que la duración del intervalo de guarda sea mayor que el retardo máximo del canal (retardo de exceso máximo). Según la tabla 2.7, el retardo máximo presente en el canal F1 tiene una duración de  $3.2 \mu s$ , el cual es menor a la duración del intervalo de guarda mínimo  $1/32$  ( $28 \mu s$ ) para el modo de transmisión 8K, esto garantiza que todas las replicas de la señal DVB-T lleguen al receptor dentro de la duración del intervalo de guarda; por lo tanto, no se produce ISI en el sistema. Las implicaciones de esto se pueden apreciar mejor en la figura 3.4, correspondiente a la respuesta al impulso del canal, utilizando la configuración descrita en el modelo base (tabla 3.1) y el intervalo de guarda más crítico ( $1/32$ ).



**Figura 3.4** Respuesta al impulso del canal F1 para un intervalo de guarda de  $1/32$  ( $28 \mu s$ ) y el modo de transmisión 8K.

En la figura 3.4, existe una zona punteada que muestra la duración del intervalo de guarda de la señal sintonizada ( $28 \mu\text{s}$ ). En esta figura, la señal de línea de vista corresponde al punto  $0 \mu\text{s}$  y  $0 \text{ dB}$  (acorde a la tabla 2.7 de F1), los trayectos restantes del modelo de canal F1 no se pueden observar individualmente, debido a que presentan retardos muy cercanos (dentro del rango  $0$  a  $3.2 \mu\text{s}$ ) y la figura de la respuesta al impulso de LabMU los visualiza conjuntamente como un único impulso con duración de  $3.2 \mu\text{s}$ . Como se puede apreciar en la figura los trayectos de F1 (representados por un único impulso) están dentro de la zona punteada correspondiente al intervalo de guarda, por lo cual no se produce ISI entre símbolos COFDM. La respuesta al impulso del analizador RF tiene un rango dinámico<sup>43</sup> de trabajo de  $0$  a  $-40 \text{ dB}$ , lo que indica que los impulsos presentes en un nivel menor a  $-40 \text{ dB}$ , corresponden a ruido.

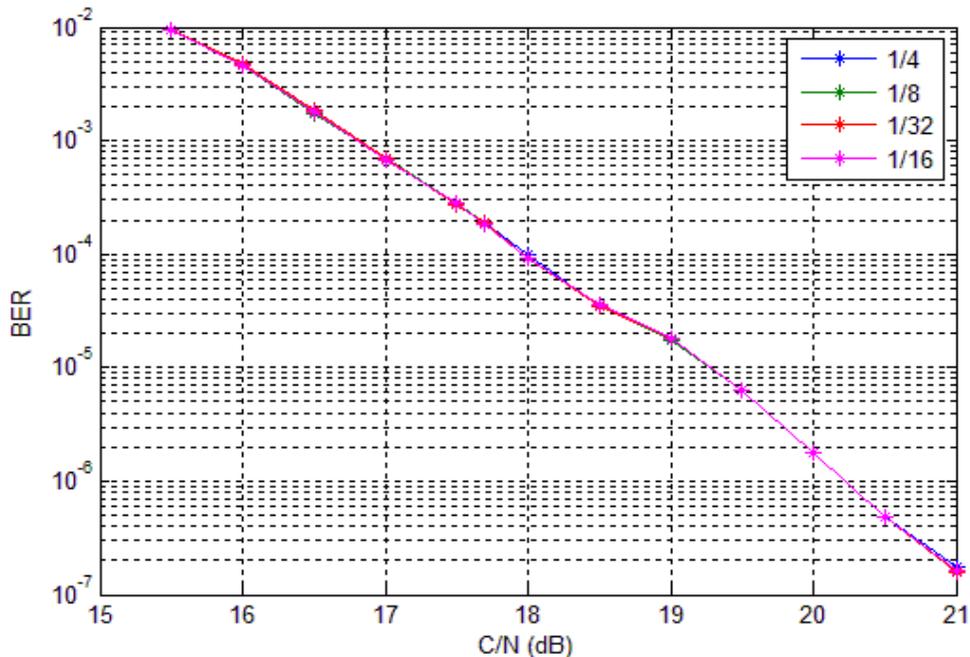
De acuerdo al análisis de los retardos del modelo de canal F1, al garantizar que el intervalo de guarda más crítico para el modo 8K (1/32) no produce ISI, los demás intervalos, de mayor duración, tampoco lo harán. Como se muestra en la figura 3.5, en el modo de transmisión 2K, el menor intervalo de guarda (1/32) tiene una duración de  $7 \mu\text{s}$  (ver tabla 3.7), el cual también supera el máximo retardo del modelo de canal F1 ( $3.2 \mu\text{s}$ ).



**Figura 3.5 Respuesta al impulso del canal F1 para un intervalo de guarda de 1/32 ( $7 \mu\text{s}$ ) y el modo de transmisión 2K.**

<sup>43</sup> Margen dinámico del analizador RF: también llamado margen de trabajo, se define como la relación entre el impulso más grande y el menor que puede ser representada simultáneamente sin que el propio analizador la distorsione.

Para analizar la influencia del intervalo de guarda en la BER del sistema, se realizó una configuración de LabMU, para una transmisión no jerárquica, en donde se varió el intervalo de guarda dejando constante los demás parámetros del nivel físico de acuerdo con el modelo base (tabla 3.1). Los resultados se pueden apreciar en la figura 3.6.



**Figura 3.6 BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal F1 para los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32.**

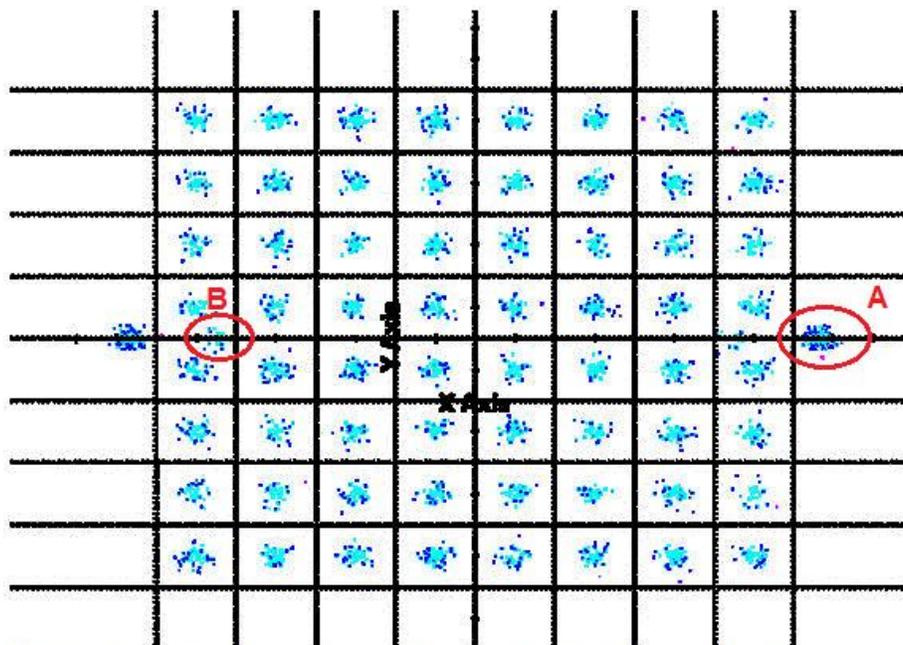
Como se puede apreciar en la figura 3.6, el sistema DVB-T para el modelo de canal F1, ante variaciones del intervalo de guarda, no presenta cambios en la BER del sistema.

### 3.2.6 Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando el Modelo de Canal F1.

En el sistema DVB-T, la transmisión jerárquica consiste en enviar simultáneamente dos flujos de transporte, uno de ellos denominado de alta prioridad (HP, *High Priority*), que modula las portadoras con un esquema QPSK, por lo cual tiene baja velocidad de transmisión de información útil, lo que produce menor calidad de imagen y sonido; el segundo flujo de transporte, denominado de baja prioridad (LP, *Low Priority*) complementa al flujo HP y aumenta la velocidad de transmisión de datos, y por tanto en calidad de imagen y sonido, pues este flujo LP utiliza un esquema de modulación 16QAM o 64QAM. En una zona de cobertura con buenas condiciones de recepción, es decir, buena relación C/N, el receptor utilizará el resultado de la combinación de los dos flujos de información. En cambio, en zonas de difícil recepción se utilizará solamente la señal del flujo de alta

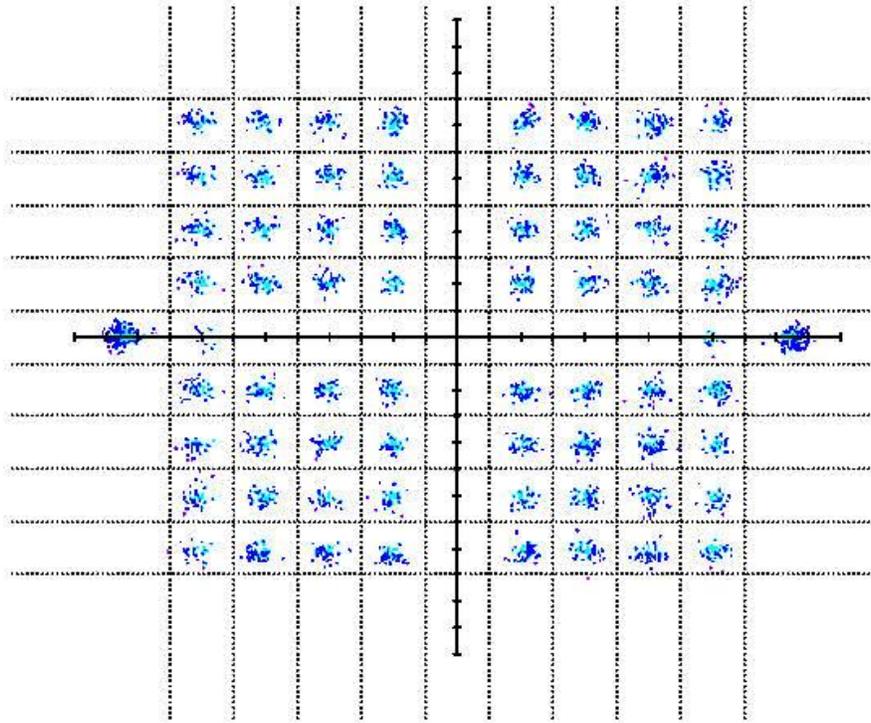
prioridad, puesto que el esquema de modulación QPSK, como se analizó anteriormente en este capítulo, soporta mayor nivel de ruido y propagación multitrayecto.

Cada flujo (HP y LP) se codifica con una tasa de codificación diferente. Alfa ( $\alpha$ ) es un parámetro que afecta el desempeño del sistema, el cual indica la distancia que existe entre dos puntos adyacentes de distintos cuadrantes dentro del esquema de modulación utilizado; este parámetro determina, si la modulación es uniforme o no uniforme. En la modulación uniforme (figura 3.7), el factor  $\alpha$  es igual a 1 y los puntos de la constelación tienen la misma distancia con sus adyacentes, independiente del cuadrante en que se encuentren. En la modulación no uniforme,  $\alpha$  puede ser 2 ó 4, lo que produce que cada punto de la constelación aumente la distancia que existe entre dos puntos adyacentes de distintos cuadrantes, como se ilustra en la figura 3.8 y 3.9.

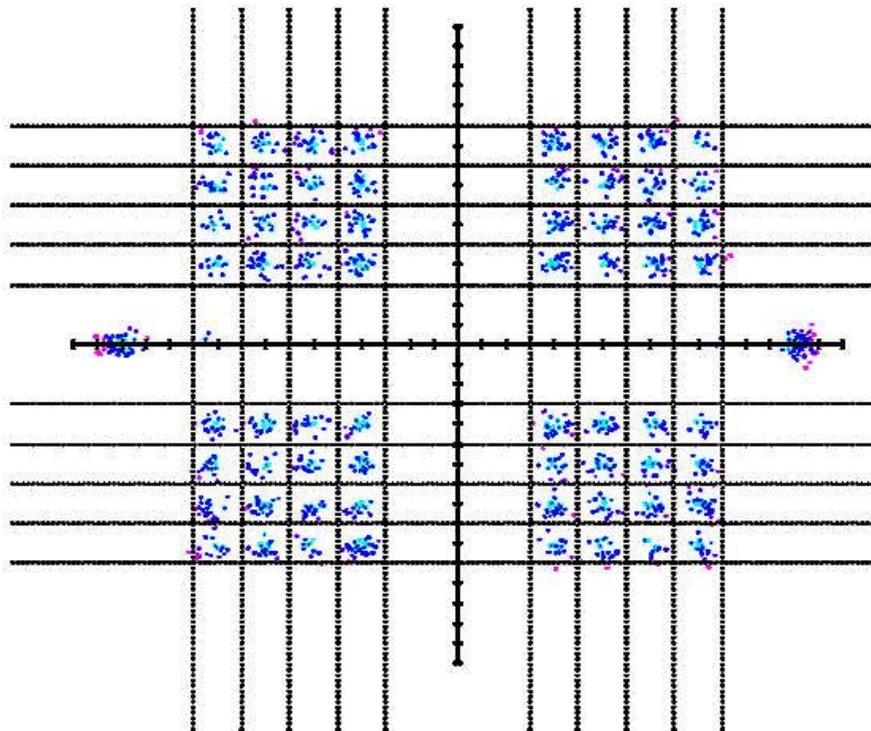


- A:** Portadoras piloto continuas y dispersas moduladas con BPSK
- B:** Portadoras TPS moduladas con BPSK

*Figura 3.7 Modulación Uniforme ( $\alpha=1$ ).*



**Figura 3.8 Modulación No Uniforme ( $\alpha=2$ ).**



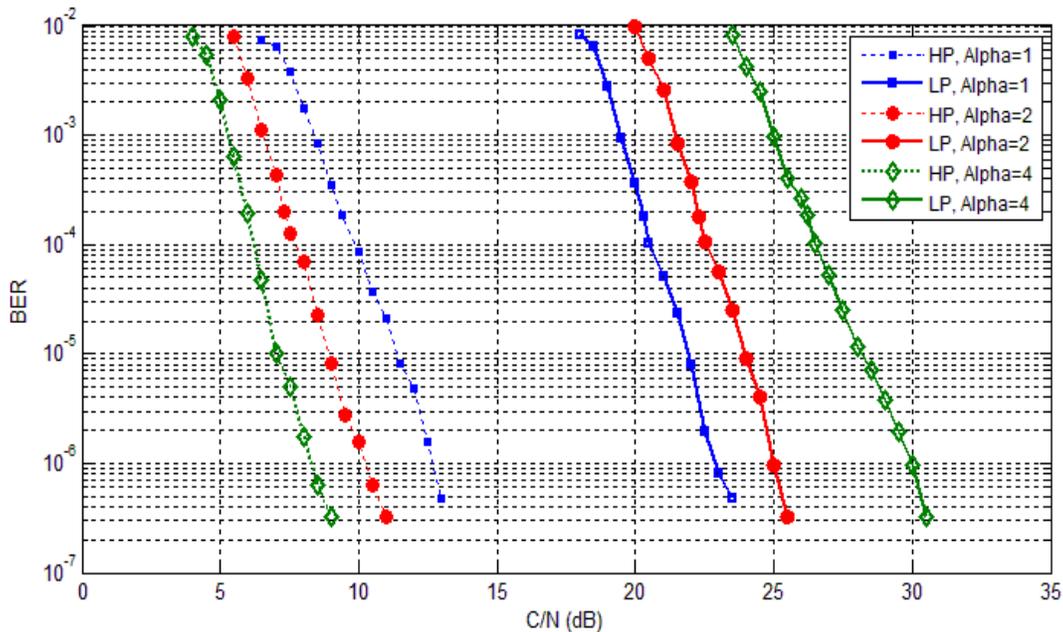
**Figura 3.9 Modulación No Uniforme ( $\alpha=4$ ).**

Para configurar en una transmisión jerárquica las tasas de codificación y el esquema de modulación para cada flujo de información, se tuvo en cuenta otra configuración, la cual también fue utilizada por la Comisión Nacional de Televisión<sup>44</sup>[16] durante el estudio que propuso el estándar de transmisión; dicha configuración se describe en la tabla 3.8, para un ancho de banda de 8 MHz, intervalo de guarda de 1/8 y modo de transmisión de 8K.

**Tabla 3.8 Esquemas de modulación y tasas de codificación para transmisión jerárquica.**

Prioridad	HP	LP
Esquema de Modulación	QPSK	64QAM
Tasa de codificación	1/2	3/4

En la figura 3.10, se observa la comparación de los dos flujos de transporte (HP y LP) para diferentes valores del parámetro alfa (1, 2 y 4), cuando se varía la relación C/N del canal. En esta figura se puede apreciar que el flujo de transporte HP, para los tres valores de alfa, es menos afectado por el ruido y la propagación multitrayecto; esto se debe, al robusto esquema de modulación utilizado (QPSK). El flujo de información LP, es más exigente, en cuanto a la relación C/N, puesto que es modulado con un esquema 64QAM.



**Figura 3.10 BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica con  $\alpha = 1, 2$  y  $4$ , utilizando el modelo de canal F1.**

En la figura 3.10 se observan los flujos de transporte de información, en donde se observa que al variar de una modulación uniforme ( $\alpha=1$ ) a no uniforme ( $\alpha=2$  ó  $4$ ), se consigue

<sup>44</sup> Anexo 11 de [16] "Directrices y técnicas para la evaluación de sistemas de radiodifusión de televisión digital terrestre".

incrementar el grado de protección del flujo de HP, pues requiere menor nivel de C/N para alcanzar la misma BER. Para el caso del flujo de transporte LP, al aumentar el factor  $\alpha$ , se empeora el desempeño de la BER, pues necesita mayores requerimientos de C/N respecto a la modulación uniforme ( $\alpha=1$ ).

Los requerimientos de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), para los dos flujos de información se muestran en la tabla 3.9.

**Tabla 3.9 Requerimientos de C/N en función de los flujos de transporte utilizando el modelo de canal F1, variando el parámetro alfa, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Flujo de Transporte	Alfa	C/N (dB)
HP	1	9.4
	2	7.3
	4	6
LP	1	20.3
	2	22.3
	4	26.2

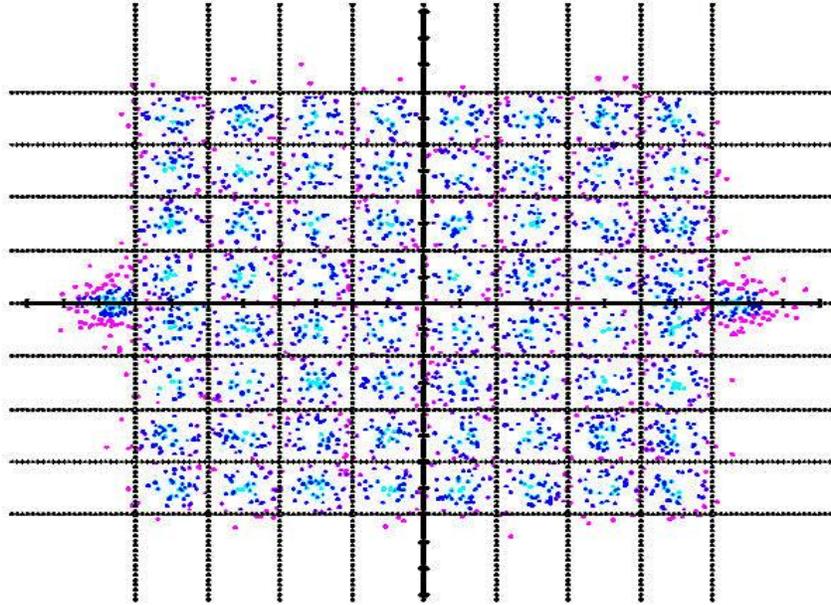
Según la tabla 3.9, al aumentar el factor alfa, existe en promedio un mejoramiento de 1.7 dB en los requerimientos de C/N para el flujo de transporte HP; caso contrario en el flujo de transporte LP, se presenta en promedio un incremento del requerimiento de C/N de 2.95 dB. En el modelo de canal F1, a pesar que la modulación no uniforme empeora el desempeño de la BER del flujo de información LP, sí fue posible alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) utilizando los dos flujos, esto se debe, en gran medida, a la presencia del trayecto de línea de vista en el canal de transmisión.

### 3.2.7 Impacto del Ruido y Propagación Multitrayecto en el Diagrama de Constelación Utilizando el Modelo de Canal F1.

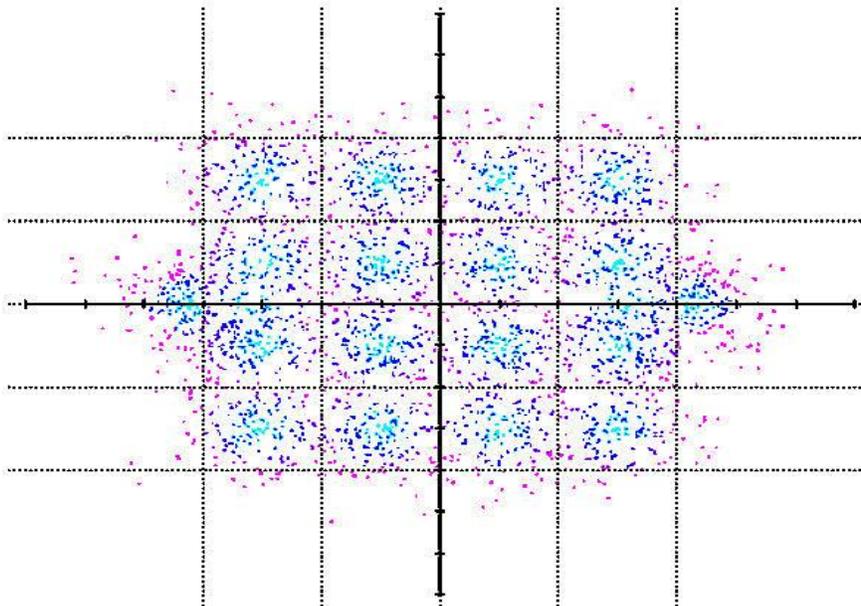
El diagrama de constelación, en transmisión de televisión digital, es un esquema en el plano complejo, el cual presenta la información en dos componentes conocidos como I (componente en fase) y Q (componente en cuadratura). Los puntos de la constelación representan las subportadoras moduladas, las cuales contienen 2 bits para QPSK, 4 bits para 16QAM ó 6 bits para 64QAM. Las modulaciones (QAM) que exigen mayor relación C/N proporcionan mayor número de bits útiles por símbolo de modulación, y por lo tanto mayor velocidad de transmisión de datos; pero son más sensibles a interferencias, ruido y propagación multitrayecto. En el analizador RF de LabMU, se representa cada punto del diagrama de constelación en colores, los cuales indican mayor (azul) o menor (rojo) calidad de recepción de la señal modulada en COFDM.

A continuación, se presentan los diagramas de constelaciones obtenidos utilizando el analizador RF, correspondientes a los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y

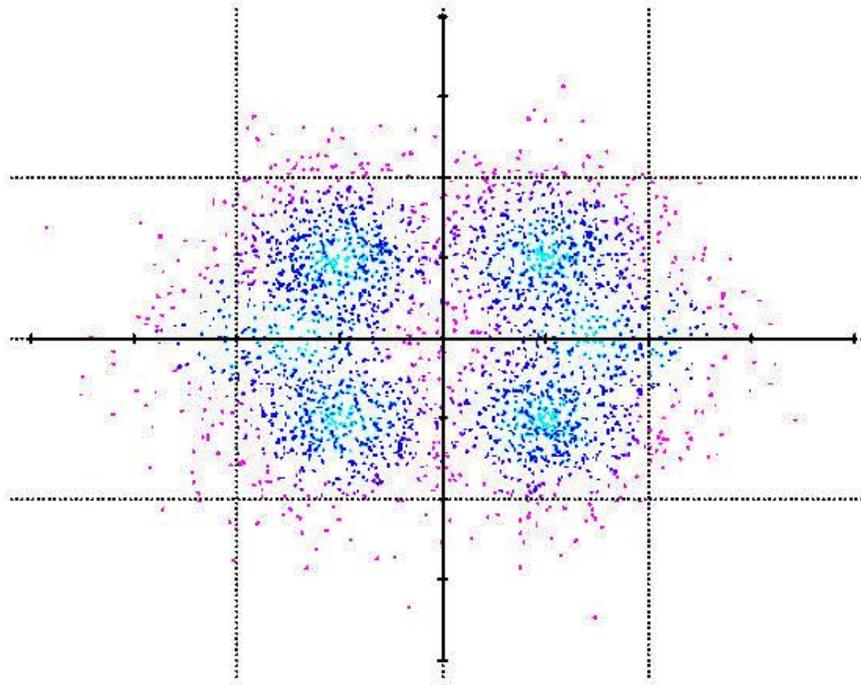
64QAM, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ; los demás parámetros del nivel físico del estándar DVB-T son los definidos en la configuración base para una transmisión no jerárquica (tabla 3.1).



**Figura 3.11** Diagrama de constelación 64QAM ( $C/N=17.7$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.



**Figura 3.12** Diagrama de constelación 16QAM ( $C/N=12.2$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.



**Figura 3.13 Diagrama de constelación QPSK ( $C/N=6$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.**

En las figuras 3.11, 3.12 y 3.13, a pesar que el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), la constelación presenta dispersión de los puntos alrededor de sus zonas de decisión correspondiente (puntos de color rojo), es decir, la portadora modulada es afectada en amplitud y fase por el ruido y propagación multitrayecto del modelo de canal F1, ocasionando que los puntos de la constelación generados en el transmisor, cambien su posición al llegar al demodulador. Desde el punto de vista del diagrama de constelación, el criterio de desempeño (BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ) es un valor aceptable pero no realmente bueno, debido al elevado número de puntos dispersos presentes en cada uno de los diagramas de constelación, por lo cual este valor de BER es el máximo número de errores que soporta el sistema para una buena sintonización.

Como se describió en la sección B.6 del anexo B, otro parámetro importante para analizar el desempeño del sistema DVB-T, desde el punto de vista de la constelación, es la Relación de Error de Modulación (MER, *Modulation Error Ratio*)<sup>45</sup>. Un valor bajo de MER (dB) significa que la señal (puntos de la constelación) presenta mayor dispersión; caso contrario, un valor alto de MER garantiza que los conjuntos de puntos en la constelación

<sup>45</sup>MER se define como la dispersión de los puntos de la constelación de un esquema de modulación respecto al valor esperado. Una descripción matemática de MER se realiza de forma detallada en la sección B.6.1 del anexo B.

son muy compactos alrededor de las coordenadas de referencia (baja dispersión y mapeo excelente de datos).

Los valores de la MER<sup>46</sup>, para los diagramas de constelaciones de las figuras 3.11, 3.12 y 3.13 (cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  del criterio de desempeño) se resumen en la tabla 3.10.

**Tabla 3.10 Valores de MER para los diagramas de constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal F1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Esquema de Modulación	MER (dB)	C/N (dB)
QPSK	12	6
16QAM	13	12.2
64QAM	16	17.7

Según la tabla 3.10, los valores de MER, para cada una de las modulaciones, corresponden a los mínimos niveles necesarios para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño); esto indica, que para el modelo de canal F1, no es recomendable esquemas de modulación que presenten niveles inferiores de MER a los descritos en esta tabla.

Con el objetivo de disminuir la dispersión de los puntos de los diagramas de constelaciones anteriores, se incrementó la relación C/N del canal, para obtener un valor de MER óptimo<sup>47</sup>, es decir, mejorar la interpretación de símbolos en el demodulador, y así disminuir la probabilidad de ocurrencia de ISI. Las implicaciones de este mejoramiento se pueden observar en las figuras 3.14, 3.15 y 3.16, donde las constelaciones de los esquemas de modulación 64QAM, 16QAM y QPSK presentan baja dispersión, es decir, los puntos son muy compactos alrededor de las coordenadas de referencia, estos valores son cercanos a los valores de MER obtenidos en pruebas realizadas al estándar en el proyecto europeo Furia[16]. Los requerimientos de C/N para obtener dichas constelaciones de muestran en la tabla 3.11.

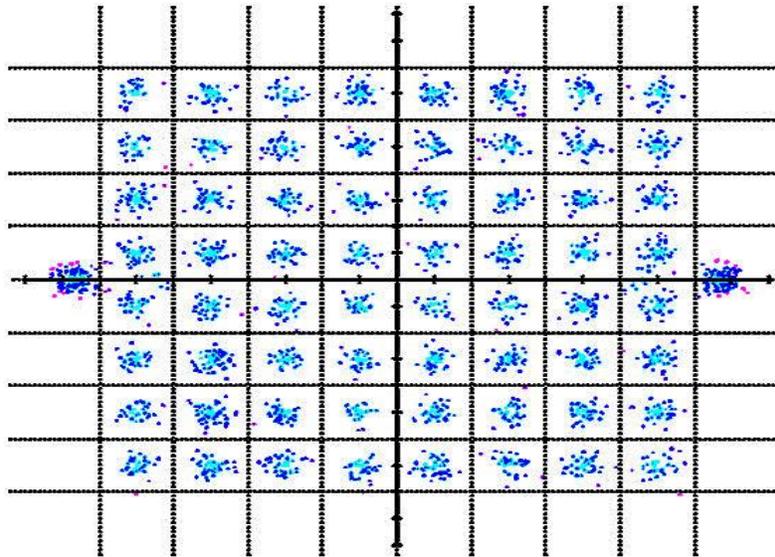
**Tabla 3.11 Requerimientos de C/N para obtener valores óptimos de MER en los diagramas de constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal F1.**

Esquema de Modulación	MER (dB)	C/N (dB)
QPSK	17	20
16QAM	23	27
64QAM	25	32

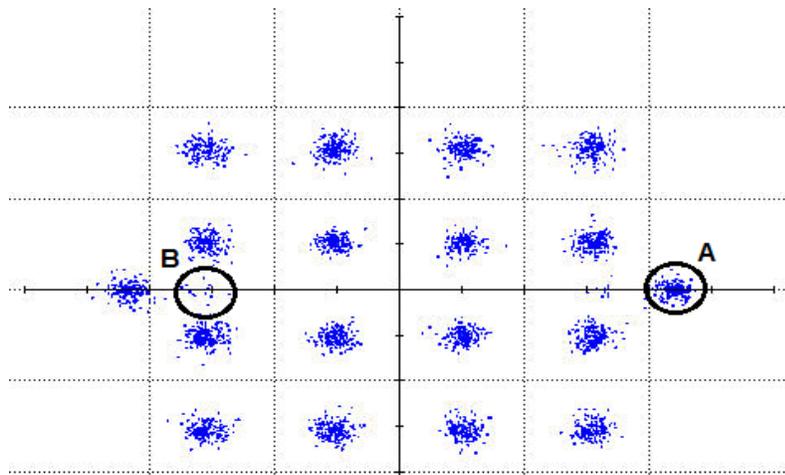
<sup>46</sup> Los valores de MER obtenidos fueron dados por el analizador RF de LabMU.

<sup>47</sup> Valor de MER para obtener un diagrama de constelación definido y una BER del sistema menor a  $1 \times 10^{-7}$ .

La comparación entre las tablas 3.10 y 3.11, permite observar que para alcanzar un nivel de MER óptimo, es necesario incrementar en promedio 14.36 dB el valor de C/N respecto a los niveles de C/N de las constelaciones obtenidas cuando el sistema presenta una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), lo que produce niveles de BER menores a  $1 \times 10^{-7}$ . Este incremento, a pesar de mejorar los diagramas de constelaciones, no es del todo necesario, puesto que el sistema DVB-T obtiene una buena recepción con solo garantizar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

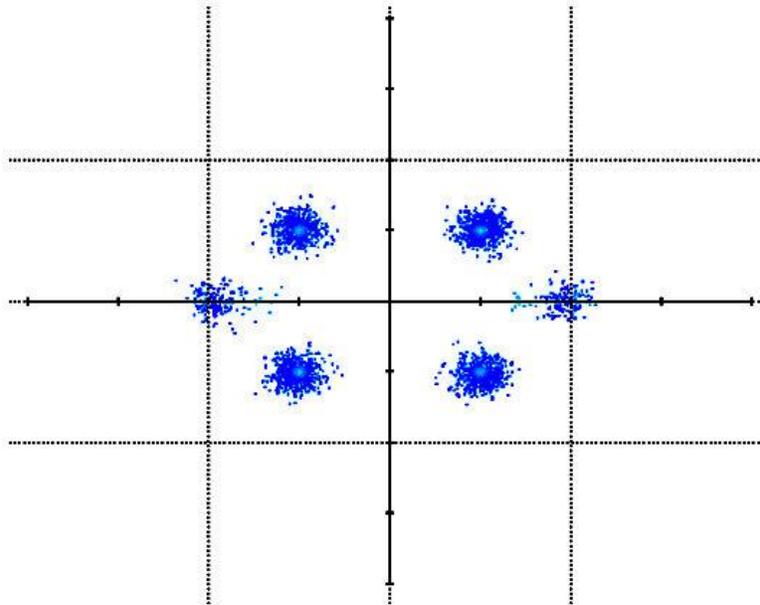


**Figura 3.14** Diagrama de constelación 64QAM (C/N=32 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.



**A:** Portadoras piloto continuas y dispersas moduladas con BPSK  
**B:** Portadoras TPS moduladas con BPSK

**Figura 3.15** Diagrama de constelación 16QAM (C/N=27 dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.



**Figura 3.16 Diagrama de constelación QPSK ( $C/N=20$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal F1.**

A continuación, se realiza el análisis de los resultados obtenidos cuando se utilizó el modelo de canal P1.

### **3.3 MODELO DE CANAL PARA RECEPCIÓN PORTÁTIL P1.**

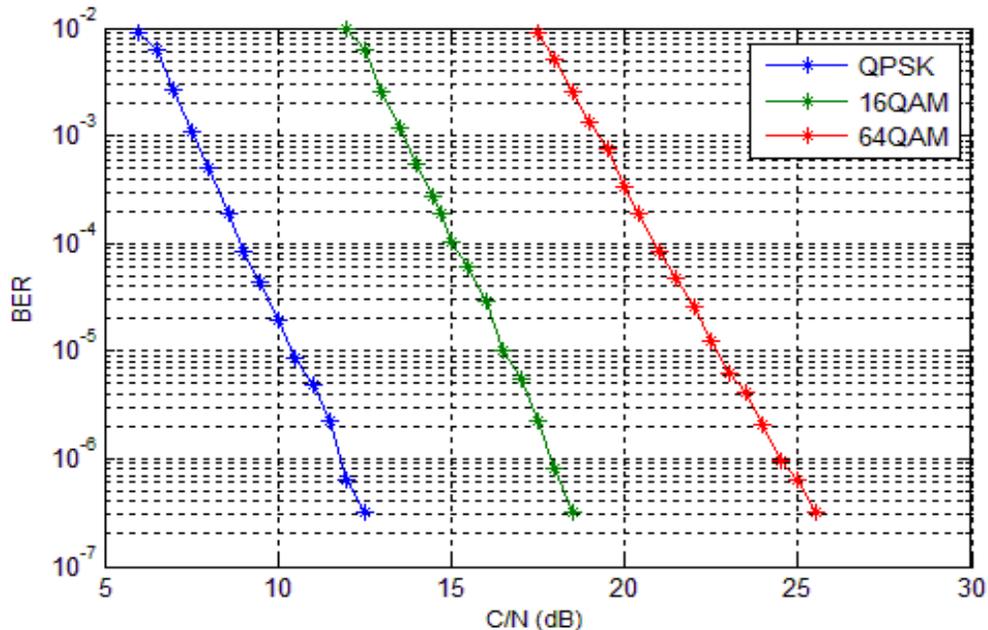
El modelo de canal P1 descrito en el capítulo 2, simula una recepción TDT portátil, en donde no existe un trayecto de línea de vista. Con el fin de obtener datos comparables entre los diferentes modelos de canal, se utilizó también la configuración base descrita en la tabla 3.1 y la misma variación de parámetros del nivel físico realizada para analizar el modelo de canal F1. Así mismo, se presentan los mismos tipos de figuras: BER vs C/N, respuesta al impulso del canal y diagramas de constelación.

La ausencia del trayecto de línea de vista, implica que la señal en el receptor se reconstruye a partir de componentes multitrayecto; esto incide negativamente en el desempeño del sistema, aumentando los requerimientos de C/N, con relación al modelo de canal F1, para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

#### **3.3.1 Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando el Modelo de Canal P1.**

En la figura 3.17, se observa el comportamiento de la BER frente a la variación de la relación C/N utilizando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM, en una transmisión no jerárquica; los demás parámetros del nivel físico del estándar son los

definidos en el modelo base (tabla 3.1). Según esta figura, la señal es más robusta frente al ruido y la propagación multirrayecto utilizando el esquema de modulación QPSK, puesto que se disminuyen los requerimientos de C/N para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), con relación a los esquemas 16QAM y 64QAM.



**Figura 3.17 BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando el modelo de canal P1 para los esquemas de modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM.**

El requerimiento de C/N en función a los esquemas de modulación de la figura 3.17, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) se muestra en la tabla 3.12.

**Tabla 3.12 Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando el modelo de canal P1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Esquema de Modulación	C/N (dB)
QPSK	8.6
16QAM	14.7
64QAM	20.4

La tabla 3.12 indica que existe una reducción de 6.1 dB en las condiciones de C/N de la señal modulada con QPSK respecto a 16QAM, y de 5.7 dB de la C/N en 16QAM respecto a 64QAM. En la tabla 3.13 se observa el incremento de C/N del sistema utilizando el modelo de canal P1 con relación al modelo de canal F1, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

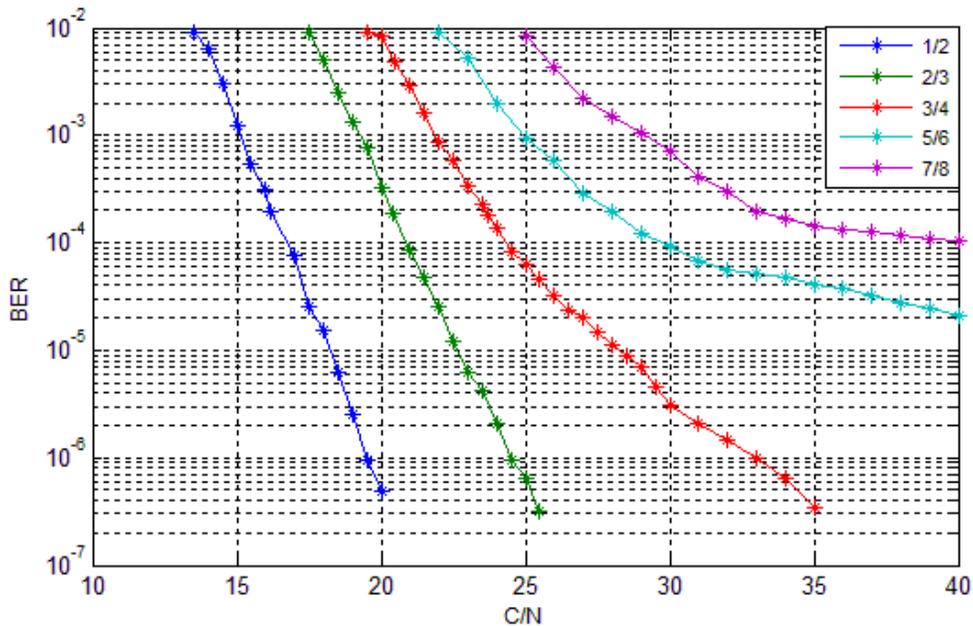
**Tabla 3.13 Diferencia entre los requerimientos de C/N utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1 empleando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM.**

Esquema de Modulación	Diferencia de C/N (dB)
QPSK	2.6
16QAM	2.5
64QAM	2.7

Según la tabla 3.13, al utilizar el modelo de canal P1, es decir, sin trayecto con línea de vista, es necesario incrementar, en promedio, el nivel de la relación C/N en 2.6 dB para los tres esquemas de modulación, respecto al modelo de canal F1.

### 3.3.2 Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutiva Utilizando el Modelo de Canal P1.

En la figura 3.18 se visualizan los resultados de medidas de la BER al variar la C/N del canal, en una transmisión no jerárquica, en donde se variaron todas las tasas de codificación dejando constantes los demás parámetros del modelo base.



**Figura 3.18 BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de la codificación convolutiva 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal P1.**

Como se observa en la figura 3.18, a pesar de la ausencia de línea de vista en este modelo de canal, todas las tasas de codificación alcanzaron una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$

(criterio de desempeño). Las tasas 1/2, 2/3 y 3/4 alcanzaron niveles de BER del orden de  $1 \times 10^{-7}$ , pero en el caso de las tasas 5/6 y 7/8, presentaron requerimientos de C/N elevados, esto produjo que para estas tasas, la medida de BER nunca disminuyera al orden  $1 \times 10^{-7}$ , es decir, con el máximo nivel de C/N del canal (40 dB), la BER mínima obtenida fue de  $2.1 \times 10^{-5}$  para la tasa 5/6, y  $1.06 \times 10^{-4}$  para la tasa 7/8.

Los requerimientos de C/N para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), para todas las tasas de codificación se muestran en la tabla 3.14.

**Tabla 3.14 Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando el modelo de canal P1, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Tasa de Codificación	C/N (dB)
1/2	16.2
2/3	20.4
3/4	23.7
5/6	28
7/8	33

Según la tabla 3.14, entre la mejor tasa de protección (1/2) y la más deficiente respecto al ruido y la propagación multitrayecto (7/8), existe una diferencia de 16.8 dB, la cual es mayor a la diferencia obtenida para el modelo F1. Utilizando una tasa de protección 7/8, el sistema presenta un bajo desempeño, debido a que requiere un nivel elevado de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ , además, para el valor máximo de C/N (40 dB) permitido por LabMU, se consigue una BER únicamente del orden de  $1 \times 10^{-4}$ .

La ausencia de línea de vista en este modelo de canal P1 con relación al modelo F1, produce un incremento de C/N para todas las tasas de codificación, este incremento se resume en la tabla 3.15.

**Tabla 3.15 Incrementos en los requerimientos de C/N de las tasas de codificación convolucional, utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1.**

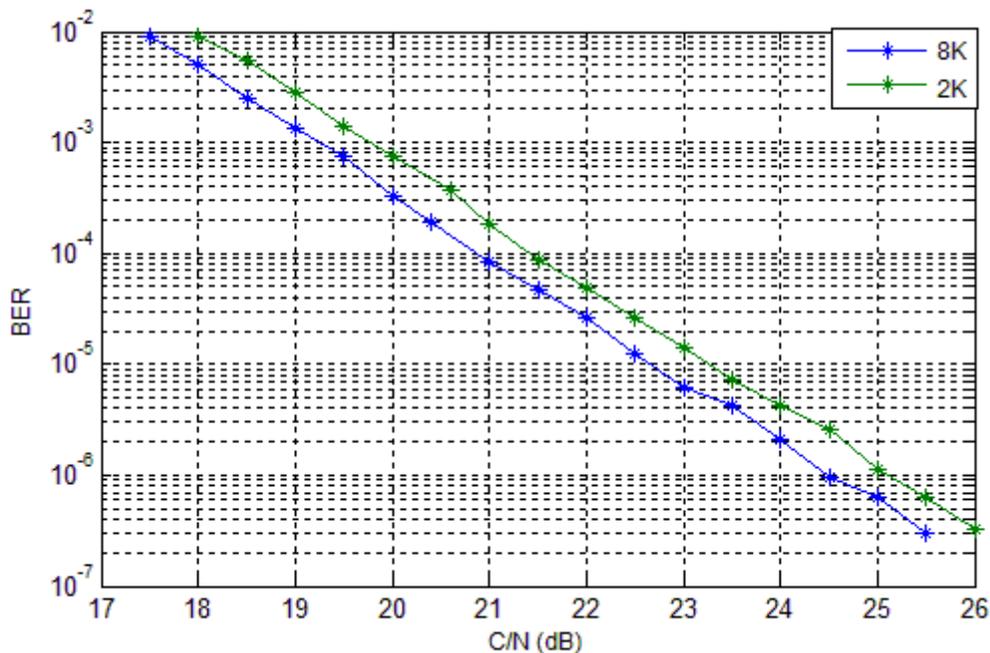
Tasa de Codificación	Incremento en la C/N (dB) de P1 con relación a F1
1/2	1.7
2/3	2.7
3/4	4.2
5/6	6.8
7/8	10.7

Como se puede apreciar en la tabla 3.15, el sistema al utilizar una tasa igual a 5/6 y 7/8 necesita mayor incremento de C/N, para obtener los mismos niveles de BER que los

alcanzados utilizando el modelo de canal F1. Esto se debe a disminución de los bits de redundancia para estas tasas.

### 3.3.3 Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando el Modelo de Canal P1.

En la figura 3.19 se visualizan los resultados de medidas de BER al variar la relación C/N, en una transmisión no jerárquica, en donde se variaron los modos de transmisión dejando constantes los demás parámetros del modelo base. En esta figura las curvas de desempeño son similares para los dos modos de transmisión, con un pequeño incremento en los requerimientos de C/N para el modo de transmisión 2K. Igualmente que en el modelo de canal F1, el gran número de portadoras piloto presentes en el modo 8K, incluyen favorablemente en el desempeño del sistema, es decir, el comportamiento del sistema es mejor cuanto mayor es el número de portadoras usadas.



**Figura 3.19 BER vs C/N para los modos de transmisión 2K y 8K utilizando el modelo de canal P1.**

Los requerimientos de C/N de los modos de transmisión para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) se muestran en la tabla 3.16.

**Tabla 3.16 Requerimientos de C/N en función de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal P1 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Modo de transmisión	C/N (dB)
2K	21
8K	20.4

Según la tabla 3.16, aunque el modo 8K requiere menor nivel de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), las prestaciones también son buenas para el modo 2K, puesto que solo necesita 0.6 dB más en el nivel de C/N respecto a 8K. Desde el punto de vista de los modos de transmisión, la diferencia del sistema utilizando el modelo de canal P1 respecto a F1, se muestra en la tabla 3.17.

**Tabla 3.17 Incrementos en los requerimientos de C/N de los modos de transmisión utilizando el modelo de canal P1 respecto al modelo de canal F1.**

Modo de transmisión	C/N (dB)
2K	2.9
8K	2.7

Según la tabla 3.17, al utilizar el modelo de canal P1, la ausencia de línea de vista, en promedio, aumenta el requerimiento de C/N en 2.8 dB para los dos modos de transmisión.

### 3.3.4 Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal P1.

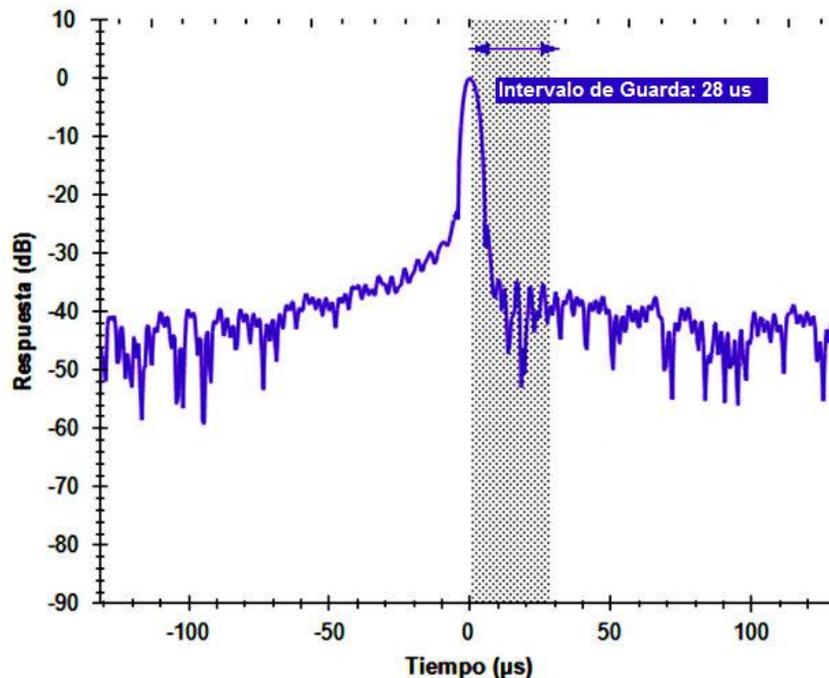
De acuerdo a las categorías de degradación descritas en la sección 1.3 del capítulo 1, se determina el tipo de desvanecimiento presente utilizando el modelo de canal P1.

- Categoría de degradación con base en la dispersión de retardo.**  
 La duración del retardo de exceso máximo del modelo de canal P1 (sección 2.2.2.1) es el mismo que el obtenido para F1, es decir  $\tau_{max} = 3.2 \mu s$ , este valor es mucho menor al tiempo de símbolo más crítico ( $T_{sym} = 231 \mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo cual el modelo de canal P1, al igual que el modelo F1, es no selectivo en el dominio del tiempo (canal plano).
- Categoría de degradación con base en el ancho de banda de coherencia.**  
 El ancho de banda de coherencia del modelo de canal P1 (sección 2.2.2.2) es  $B_c = 178,89 \text{ KHz}$ , este valor es mucho mayor al ancho de banda del símbolo COFDM ( $B \approx 1/T_{sym} = 1/231 \mu s = 4.329 \text{ KHz}$ ), por lo cual el modelo de canal P1 no es selectivo en el dominio de la frecuencia.

### 3.3.5 Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando el Modelo de Canal P1.

Para analizar la incidencia del intervalo de guarda utilizando el modelo de canal P1 (descripción dada en la sección 1.4.1 del capítulo 1) y la existencia de ISI en el sistema COFDM, es necesario analizar el PDP de P1. Según la tabla 2.4, el retardo máximo presente en el canal P1, igual que en el modelo F1, es de  $3.2 \mu s$ , el cual es menor a la duración del intervalo de guarda mínimo  $1/32$  ( $28 \mu s$ ) para el modo de transmisión 8K, por lo cual no se produce ISI en el sistema COFDM. Las implicaciones se pueden apreciar en

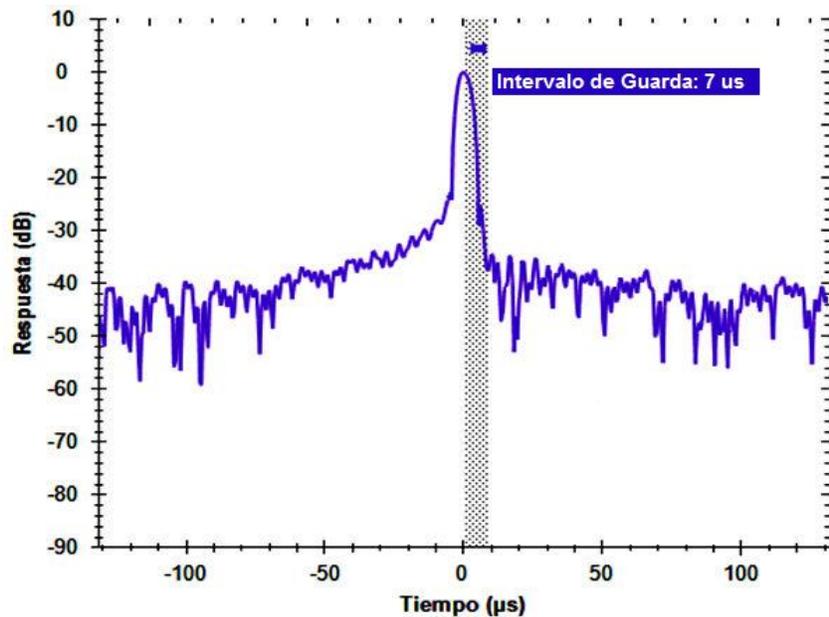
la figura 3.20, que corresponde a la respuesta al impulso del canal P1, utilizando la configuración descrita en el modelo base y el intervalo de guarda más crítico (1/32).



**Figura 3.20 Respuesta al impulso del canal P1 para un intervalo de guarda de 1/32 (28 µs) y el modo de transmisión 8K.**

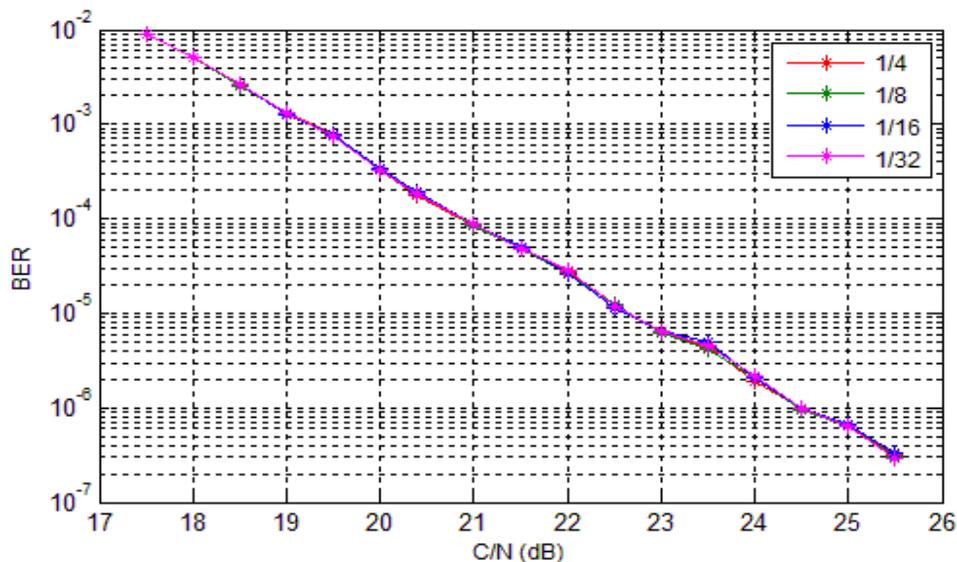
Al igual que el modelo de canal F1, el modelo P1 presenta trayectos con duraciones de retardos muy cercanos (dentro del rango 0 a 3.2 µs), lo que dificulta su visualización de forma individual en la figura 3.20, es decir, el analizador RF de LabMU los visualiza conjuntamente como un solo impulso con duración de 3.2 µs. En esta figura se puede observar que todos los trayectos de la señal están dentro de la zona punteada, correspondiente al intervalo de guarda 1/32 (28 µs), por lo cual no existe ISI entre símbolos COFDM. Al garantizar la no presencia de ISI utilizando el caso más crítico de intervalo de guarda (más pequeño en duración), los restantes intervalos, de mayor duración, también disminuyen la probabilidad de ISI en el sistema. Debido al margen dinámico de la figura 3.20 (-40 dB), los impulsos por debajo de este valor corresponden a ruido.

En la figura 3.21 se visualiza la respuesta al impulso de canal P1 utilizando el intervalo de guarda 1/32 con el modo de transmisión 2K. En esta figura, a pesar de utilizar el intervalo de guarda más crítico (7 µs), todos los trayectos de la señal llegan al receptor sin producir ISI, es decir, se encuentran dentro de la zona punteada correspondiente a la duración del intervalo de guarda.



**Figura 3.21 Respuesta al impulso del canal P1 para un intervalo de guarda de 1/32 (7 μs) y el modo de transmisión 2K.**

Una vez determinado que no existe ISI en el sistema en ningún modo de transmisión utilizando el intervalo de guarda más crítico, se procede a analizar la influencia del intervalo de guarda en la BER del sistema. En la figura 3.22, se observa el comportamiento de la BER con variaciones de C/N, cuando se varían los intervalos de guarda del sistema, en una transmisión no jerárquica; los demás parámetros físicos son los definidos en el modelo base.

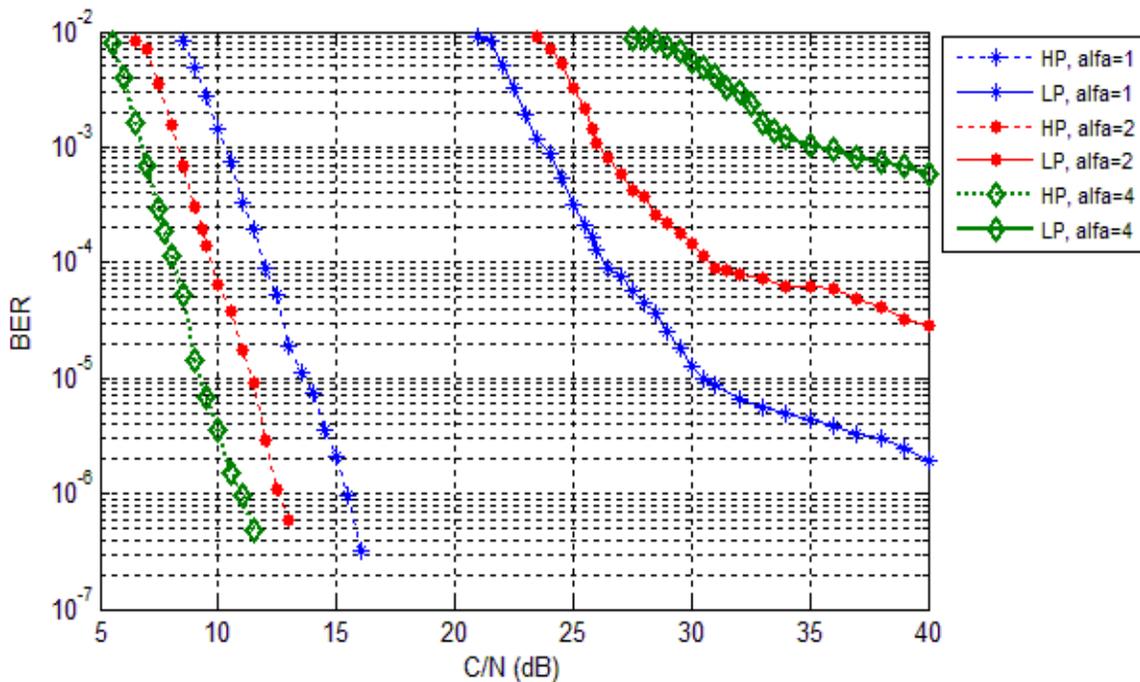


**Figura 3.22 BER vs C/N del sistema DVB-T para los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 utilizando el modelo de canal P1.**

Debido a que todos los intervalos de guarda superan el máximo retardo de P1, el desempeño del sistema no es afectado, esto se puede observar en la figura 3.22, en donde, el desempeño es igual para todos los intervalos de guarda.

### 3.3.6 Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando el Modelo de Canal P1.

Para analizar esta incidencia utilizando el modelo de canal P1, se utilizó la misma configuración de parámetros del nivel físico para una transmisión jerárquica (tabla 3.8) del modelo de canal F1. En la figura 3.23, se observa la comparación de los dos flujos de transporte (HP y LP) para diferentes valores del parámetro alfa (1, 2 y 4), cuando se varía la relación C/N del canal.



**Figura 3.23 BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica con  $\alpha = 1, 2$  y  $4$ , utilizando el modelo de canal P1.**

En la figura 3.23 se puede apreciar que, similar a la transmisión jerárquica utilizando el modelo de canal F1, al aumentar el factor alfa, se consigue mejorar el grado de protección del flujo HP, a pesar, del empeoramiento del desempeño del sistema para el flujo LP. El sistema únicamente alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  para valores de  $\alpha=1$  y  $\alpha=2$ ; en el caso de modulación no uniforme con  $\alpha=4$ , a pesar de que el sistema con el flujo HP presenta el mejor desempeño, con el flujo LP no se alcanzó una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

Los requerimientos de C/N en función de los flujos de información para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ , se muestran en la tabla 3.18.

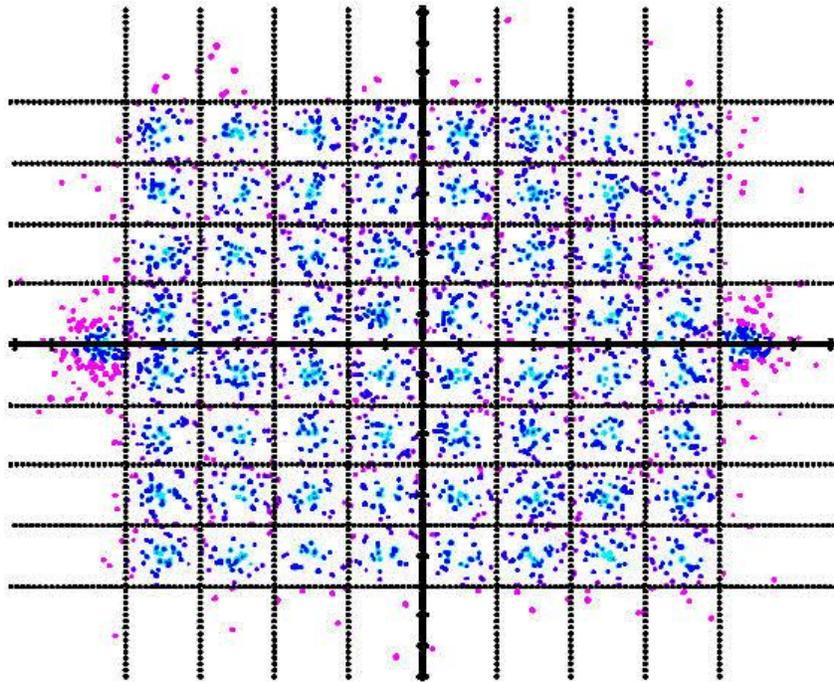
**Tabla 3.18 Requerimientos de C/N en función de los flujos de transporte utilizando el modelo de canal P1, variando el parámetro alfa, para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Flujo de Transporte	Alfa	C/N (dB)
HP	1	11.5
	2	9.3
	4	7.7
LP	1	25.8
	2	29.5
	4	No presenta

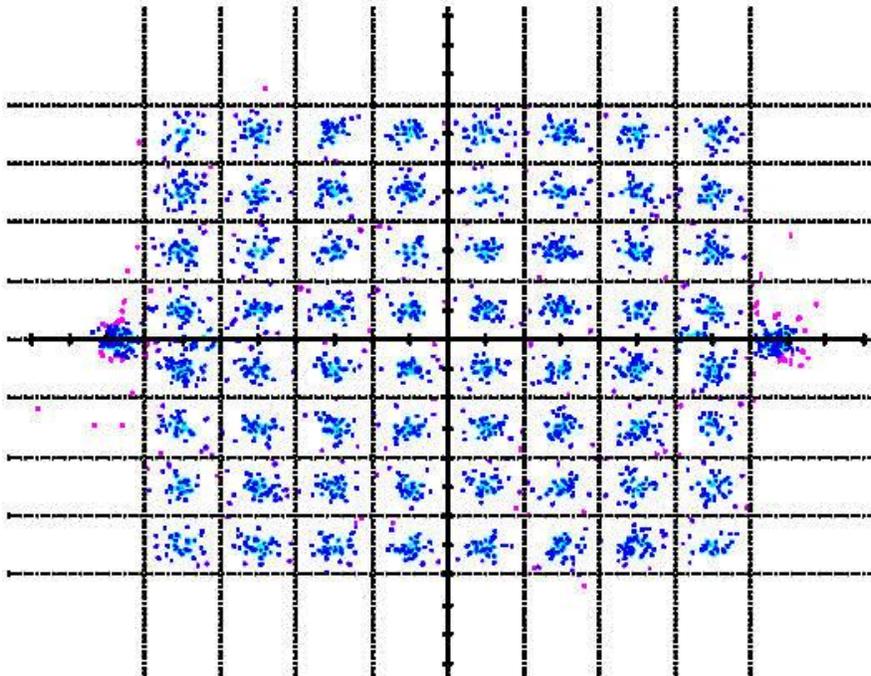
Comparando las tablas de requerimientos de C/N de F1 y P1, para una transmisión jerárquica, se observa que al utilizar el modelo de canal con ausencia de línea de vista, la modulación no uniforme con  $\alpha=4$ , afecta en gran medida el flujo de transporte LP, puesto que la mínima BER obtenida fue de  $5.87 \times 10^{-4}$ , sin alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

### **3.3.7 Impacto del Ruido y Propagación Multitrayecto en el Diagrama de Constelación Utilizando el Modelo de Canal P1.**

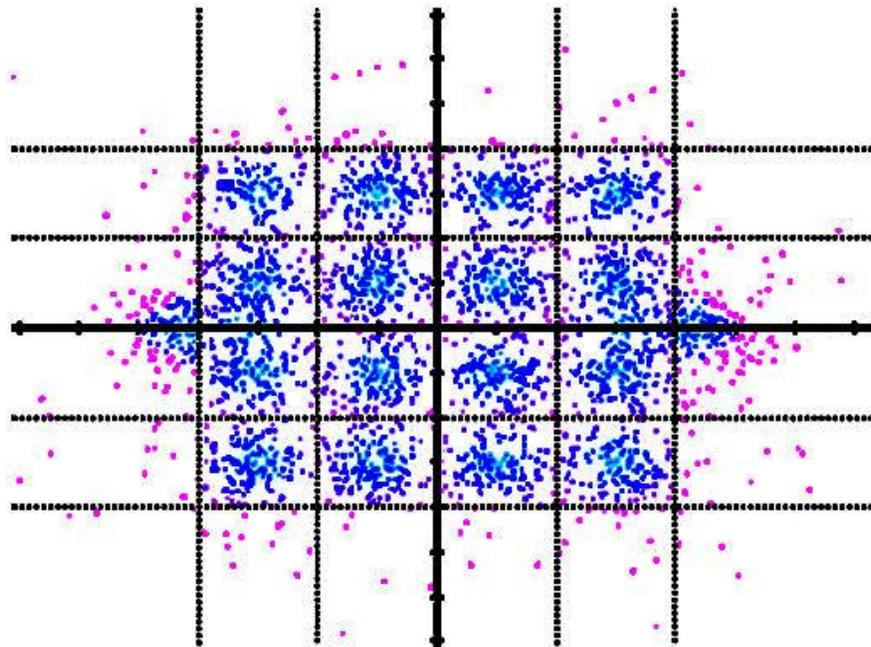
Para analizar el impacto del modelo de canal P1 en el diagrama de constelación, se utilizó el parámetro MER, el cual determina la precisión de los puntos de la constelación. En las figuras 3.24, 3.26 y 3.28, se presentan los diagramas de las constelaciones utilizados, los cuales, a pesar que el sistema alcanzó una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (cumple con el criterio de desempeño), presentan dispersión (puntos color rojo). Por lo cual se incremento la relación C/N del canal para obtener un valor apropiado de MER (figuras 3.25, 3.27, 3.29), en donde los puntos son muy compactos alrededor de las coordenadas de referencia y el sistema presenta una BER menor a  $1 \times 10^{-7}$ .



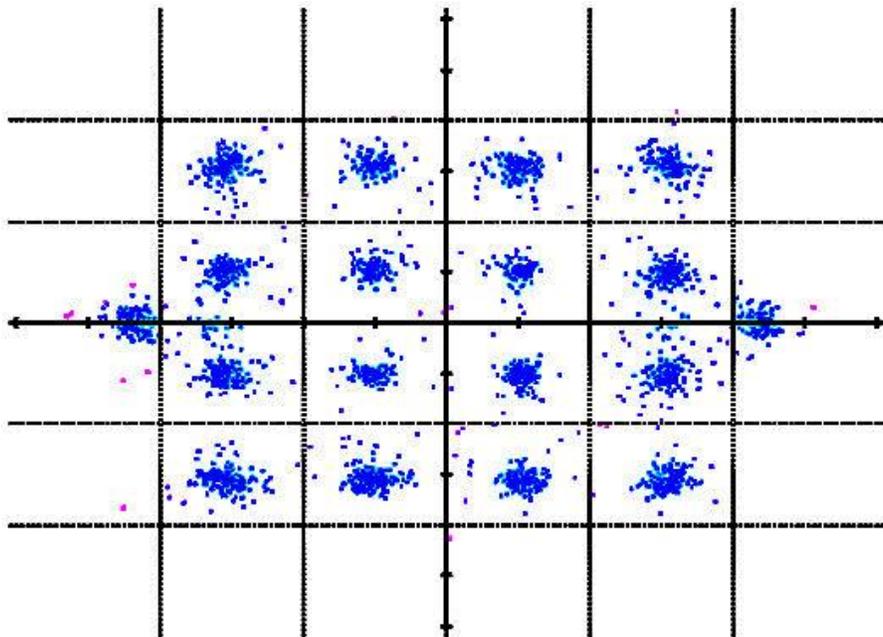
*Figura 3.24 Diagrama de constelación 64QAM ( $C/N=20.4$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.*



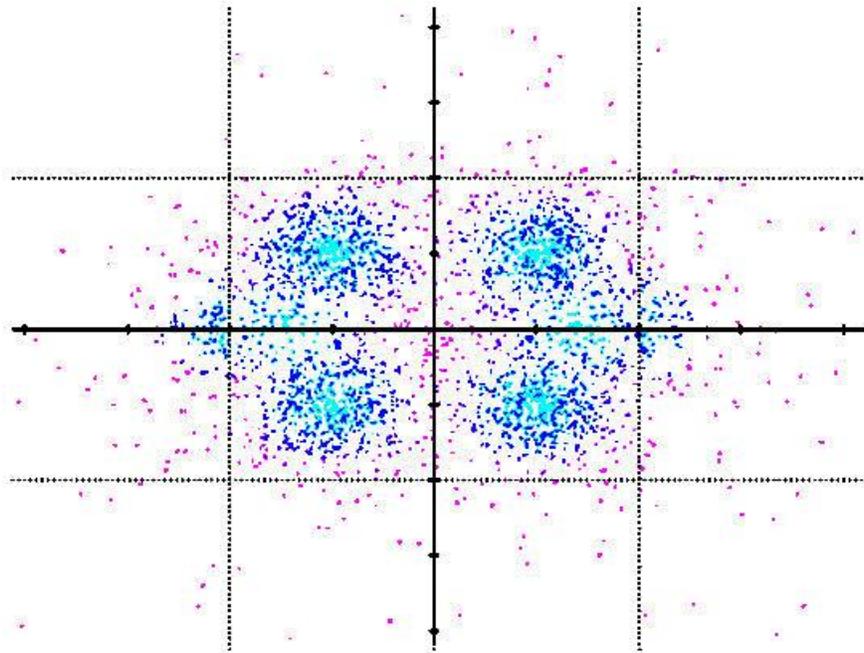
*Figura 3.25 Diagrama de constelación 64QAM ( $C/N=32$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.*



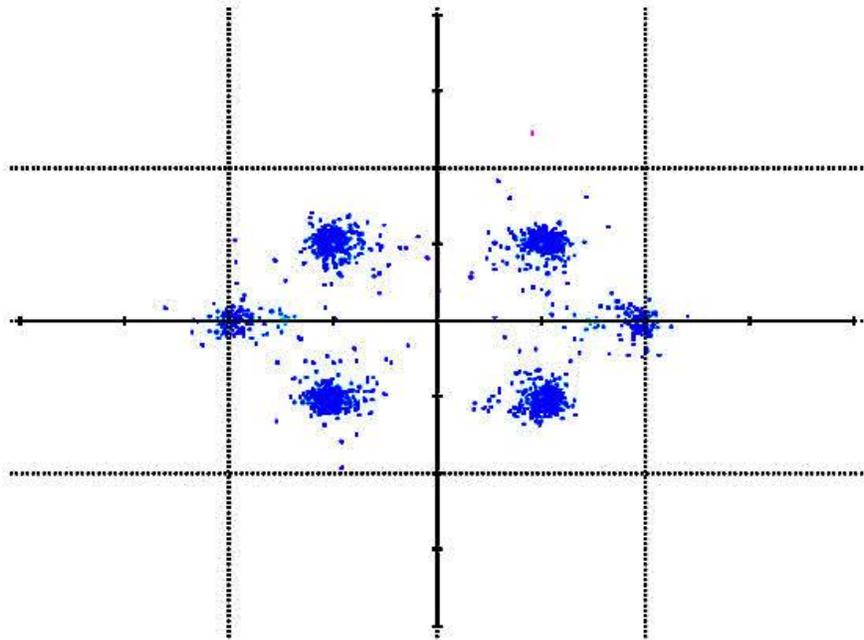
*Figura 3.26 Diagrama de constelación 16QAM ( $C/N=14.7$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.*



*Figura 3.27 Diagrama de constelación 16QAM ( $C/N=31$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.*



**Figura 3.28** Diagrama de constelación QPSK ( $C/N=8.6$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.



**Figura 3.29** Diagrama de constelación QPSK ( $C/N=32$  dB) en el receptor utilizando el modelo de canal P1.

Los valores de la MER cuando el sistema presenta una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  y los valores óptimos de MER se resumen en la tabla 3.19.

**Tabla 3.19 Valores de MER mínimos (BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ) y óptimos para las constelaciones QPSK, 16QAM y 64QAM utilizando el modelo de canal P1.**

Esquema de Modulación	Valores de MER cuando el sistema alcanza una BER igual a $2 \times 10^{-4}$		Valores de MER óptimos	
	MER(dB)	C/N(dB)	MER(dB)	C/N(dB)
QPSK	9	8.6	12	32
16QAM	11	14.7	17	31
64QAM	15	20.4	18	32

Según la tabla 3.19, para que los diagramas de constelaciones en el criterio de desempeño (BER del sistema igual a  $2 \times 10^{-4}$ ) alcancen una MER óptima, es necesario en promedio incrementar en 17.1 dB el valor de C/N, lo que produce valores de BER menores a  $1 \times 10^{-7}$ .

Realizando un análisis comparativo entre las tablas 3.10 y 3.19, a pesar que el sistema utilizando los dos modelos de canal presenta la misma BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ , se observa que la ausencia del trayecto de línea de vista (modelo P1), reduce en promedio 5.6 dB el nivel de la MER y exige mayores incrementos en el nivel de C/N para alcanzar una MER óptima.

### **3.4 COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS CON LOS ESPECIFICADOS EN LA NORMA ETSI EN 300 744.**

En esta sección se realiza una comparación de los resultados del desempeño del sistema DVB-T implementado con LabMU y los valores teóricos presentados en la norma ETSI EN 300 744. En la tabla 3.20 se presentan los valores de C/N necesarios para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ , utilizando el modo de transmisión 8K. Además, se muestra la diferencia, en valor absoluto, de la C/N teórica (ETSI) y la obtenida en LabMU.

**Tabla 3.20 Diferencia entre los resultados de C/N simulados en LabMU y los valores teóricos definidos en la norma ETSI EN 300 744, para transmisión no jerárquica (modulación uniforme  $\alpha = 1$ ).**

ESQUEMA DE MODULACIÓN	TASA DE CODIFICACIÓN	Modelo de Canal F1			Modelo de Canal P1		
		C/N TEÓRICO (dB)	C/N SIMULADO (dB)	DIFERENCIA (dB)	C/N TEÓRICO (dB)	C/N SIMULADO (dB)	DIFERENCIA (dB)
<b>QPSK</b>	<b>1/2</b>	3.5	4	0.5	5.9	5.4	0.5
<b>QPSK</b>	<b>2/3</b>	5.3	6	0.7	9.6	8.6	1
<b>QPSK</b>	<b>3/4</b>	6.3	7	0.7	12.4	11.3	1.1
<b>QPSK</b>	<b>5/6</b>	7.3	8	0,7	15.6	14.2	1.4
<b>QPSK</b>	<b>7/8</b>	7.9	8.9	1	17.5	16.4	1.1
<b>16-QAM</b>							
<b>16-QAM</b>	<b>1/2</b>	9.8	9.9	0.1	11.8	11.3	0.5
<b>16-QAM</b>	<b>2/3</b>	12.1	12.2	0.1	15.3	14.7	0.6
<b>16-QAM</b>	<b>3/4</b>	13.4	13.5	0.1	18.1	17.3	0.8
<b>16-QAM</b>	<b>5/6</b>	14.8	14.9	0.1	21.3	20.9	0.4
<b>16-QAM</b>	<b>7/8</b>	15.7	15.8	0.1	23.6	24.1	0.5
<b>64-QAM</b>							
<b>64-QAM</b>	<b>1/2</b>	14.3	14.5	0.2	16.4	16.2	0.2
<b>64-QAM</b>	<b>2/3</b>	17.3	17.7	0.4	20.3	20.4	0.1
<b>64-QAM</b>	<b>3/4</b>	18.9	19.5	0.6	23.0	23.7	0.7
<b>64-QAM</b>	<b>5/6</b>	20.4	21.2	0.8	26.2	28	1.8
<b>64-QAM</b>	<b>7/8</b>	21.3	22.3	1	28.6	33	4.4

Según la tabla 3.20, la diferencia entre los valores de C/N teórico y simulado son menores a 0.7 dB para las tasas 1/2, 2/3 y 3/4, esto se debe a la mayor protección en dichas tasas, lo que se reflejó en una mayor estabilidad en los valores presentados por el analizador RF de LabMU<sup>48</sup>. La mayor diferencia con los datos de la norma ETSI, ocurrió para las mayores tasas de codificación, como es el caso de la tasa 7/8 y el esquema de modulación 64QAM, en donde se obtuvo la mayor diferencia (4.4 dB).

La diferencia entre los valores teóricos y simulados para la transmisión jerárquica se presentan en la tabla 3.21, en donde, se puede observar que para valores de  $\alpha=1$  y  $\alpha=2$ , los resultados de C/N del flujo de alta prioridad (HP) obtenidos con LabMU, son muy aproximados a la norma ETSI. El flujo información de baja prioridad (LP) presentó mayores diferencias entre los valores de C/N teóricos y simulados (menores a 3.6 dB). Para una transmisión jerárquica con  $\alpha=4$ , la norma ETSI no incluye valores de C/N, justificando un bajo desempeño del sistema.

<sup>48</sup> Los valor de BER presentados por el analizador RF experimentaban bajas variaciones.

**Tabla 3.21 Diferencia entre los resultados de C/N simulados en LabMU y los valores teóricos definidos en la norma ETSI EN 300 744, para transmisión jerárquica.**

ESQUEMA DE MODULACIÓN	$\alpha$	TASA DE CODIFICACIÓN	Modelo de Canal F1		Diferencia (dB)	Modelo de Canal P1		Diferencia (dB)
			C/N TEÓRICO (dB)	C/N SIMULADO (dB)		C/N TEÓRICO (dB)	C/N SIMULADO (dB)	
QPSK (HP)	1	1/2	9.1	9.4	0.3	11.8	11.5	0.3
64-QAM (LP)		3/4	19.7	20.3	0.6	24.4	25.8	1.4
QPSK (HP)	2	1/2	7.1	7.3	0.2	9.4	9.3	0.1
64-QAM (LP)		3/4	21.2	22.3	1.1	25.9	29.5	3.6
QPSK (HP)	4	1/2	NP <sup>49</sup>	6	NP	NP	7.7	NP
64-QAM (LP)		3/4	NP	26.2	NP	NP	NP	NP

### 3.5 MODELOS DE CANAL PARA RECEPCIÓN EN UN ESCENARIO TÍPICO URBANO (TU60) Y UN ESCENARIO MONTAÑOSO (HT80)

El modelo de canal típico urbano (TU60), representa una propagación de la señal DVB-T en un escenario urbano, donde el receptor tiene una velocidad de 60 Km/h; este modelo de canal carece de línea de vista, ya que considera un escenario con múltiples edificaciones. El modelo de canal terreno montañoso (HT80), representa las condiciones de propagación más adversas (mayores retardos, menores niveles de potencia relativa y mayor velocidad del receptor), por lo cual requiere la presencia de un trayecto directo (línea de vista). A continuación, se presenta el análisis de los resultados conjuntamente para TU60 y HT80.

#### 3.5.1 Incidencias de los Esquemas de Modulación Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80.

Las incidencias de los esquemas de modulación en los modelos de canal TU60 y HT80 para una transmisión no jerárquica y una configuración del nivel físico de acuerdo al modelo base (tabla 3.1), se pueden observar en las figuras 3.30 y 3.31 respectivamente. En estas figuras se puede apreciar que el desempeño del sistema utilizando los diferentes esquemas de modulación, es menor al utilizar el modelo de canal HT80, es decir, se necesita mayor requerimiento de C/N para alcanzar el mismo valor de BER que el obtenido al utilizar el modelo de canal TU60; esto debido a que el modelo de canal TU60 a pesar de no tener línea de vista, tiene menores retardos y mayores niveles de potencia relativa. De acuerdo al comportamiento observado se puede decir que, cuanto más denso

<sup>49</sup> NP: No presenta dato debido al bajo desempeño del sistema.

es el esquema de modulación utilizado, tanto para TU60 y HT80, más difícil será para el receptor, demodular la señal DVB-T.

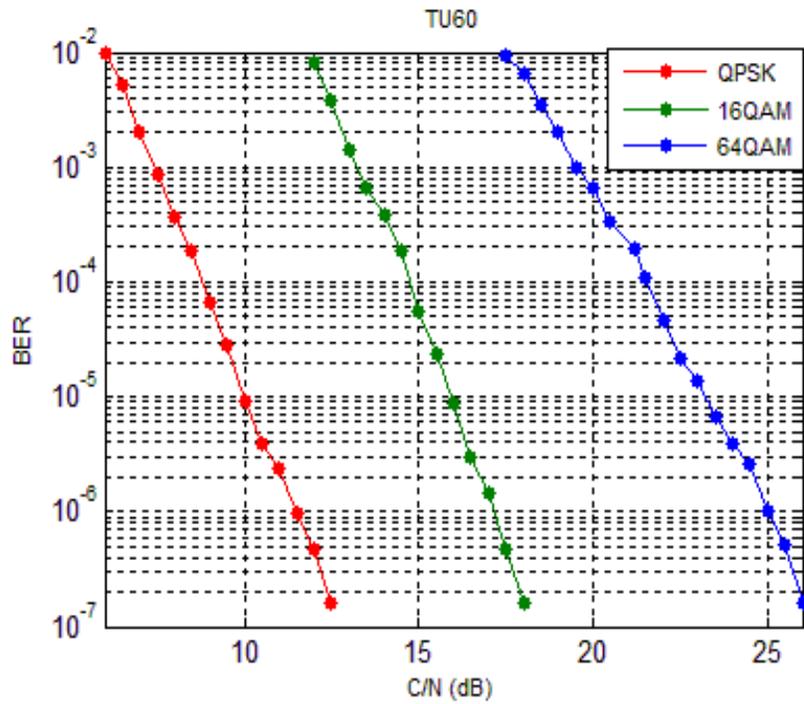


Figura 3.30 BER vs C/N del sistema DVB-T para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal TU60.

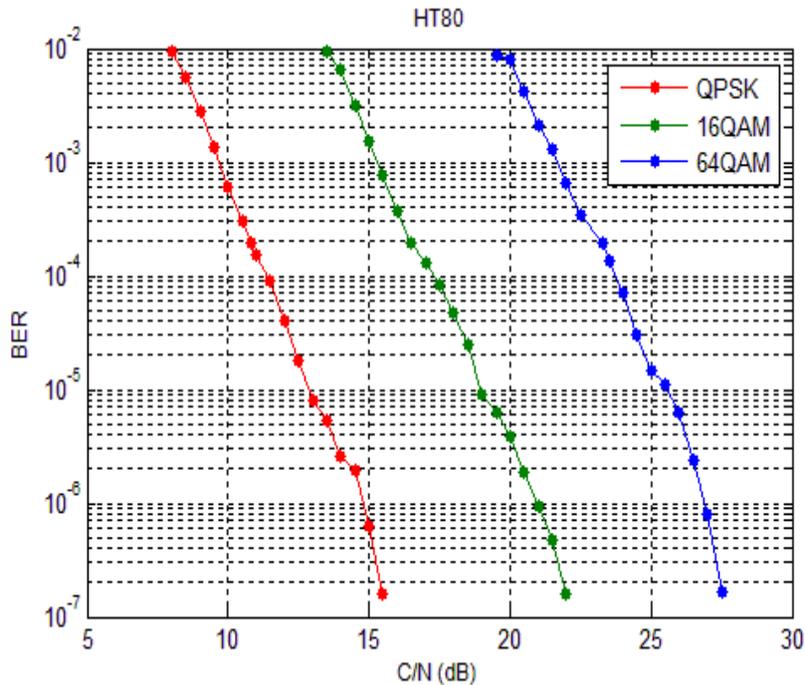


Figura 3.31 BER vs C/N del sistema DVB-T para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, utilizando el modelo de canal HT80.

Los requerimientos para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) en los canales TU60 y HT80, se muestran en la tabla 3.22.

**Tabla 3.22 Requerimientos de C/N en función de los esquemas de modulación utilizando los modelo de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

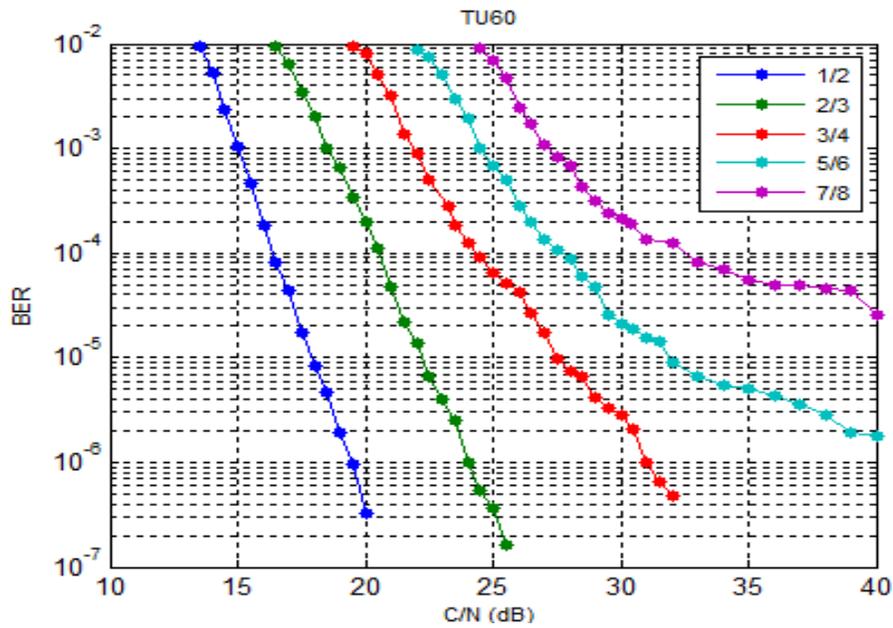
	TU60	HT80
Esquema de Modulación	C/N (dB)	C/N (dB)
QPSK	8.5	10.8
16QAM	14.5	16.5
64QAM	21.2	23.3

Al utilizar los modelos de canal TU60 y HT80, el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  con todos los esquemas de modulación. Según la tabla 3.22, el modelo de canal HT80 requiere con respecto a TU60, un aumento en los requerimientos de C/N de 2.3, 2 y 2.1 dB para QPSK, 16QAM y 64QAM, respectivamente; esto se debe a que el receptor DVB-T enfrenta en el canal de transmisión de HT80, mayores retardos, menores niveles de potencia relativa y mayor desplazamiento Doppler por incremento en la velocidad del receptor.

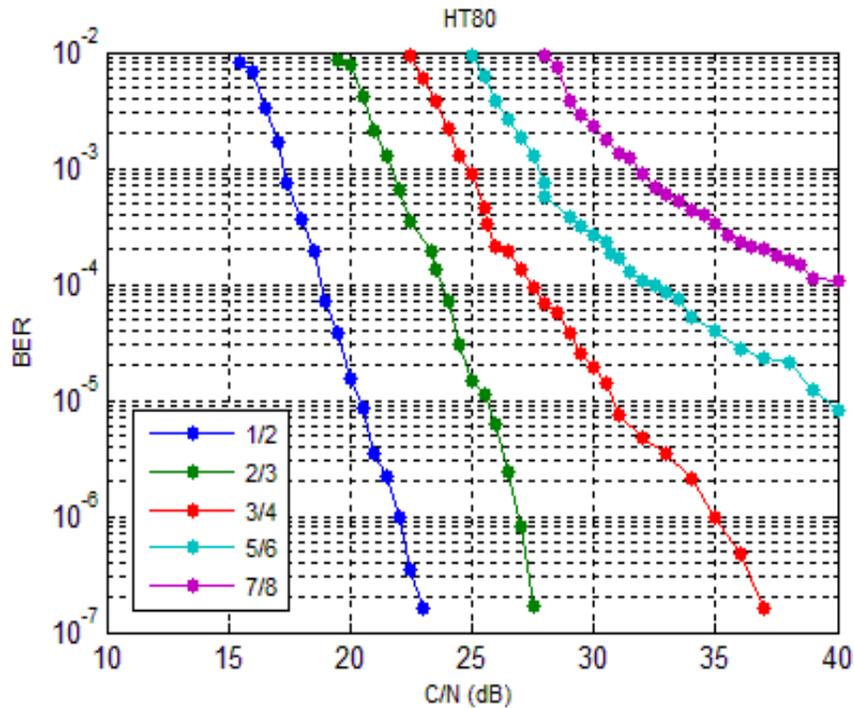
### **3.5.2 Incidencias de las Tasas de la Codificación Convolutional para los Modelos de Canal TU60 y HT80.**

Las incidencias de las tasas de la codificación convolutional en el sistema utilizando los modelos de canal TU60 y HT80, para una transmisión no jerárquica en donde se configuró el nivel físico del sistema de acuerdo al modelo base, y se evaluaron todas las tasas de codificación. El modelo de canal HT80 requieren mayor nivel de protección en la señal DVB-T, debido a que presentan condiciones de propagación más severas que el modelo de canal TU60.

Las implicaciones de las diferentes tasas de codificación para TU60 y HT80 se muestran en las figuras 3.32 y 3.33.



**Figura 3.32** BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal TU60.



**Figura 3.33** BER vs C/N del sistema DVB-T para las tasas de codificación convolucional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, utilizando el modelo de canal HT80.

Los requerimientos de C/N del sistema para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) en los modelos de canal TU60 y HT80 se resumen en la tabla 3.23

**Tabla 3.23 Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación convolucional utilizando los modelos de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

	TU60	HT80
Tasa de Codificación	C/N (dB)	C/N (dB)
1/2	16	18.5
2/3	21.2	23.3
3/4	23.3	26.5
5/6	26.5	30.7
7/8	30.4	37

Según la tabla 3.23, al utilizar el modelo de canal HT80, las tasas de menor codificación 5/6 (mismo valor de C/N de la tasa 7/8 utilizando TU60) y 7/8 tienen valores de C/N elevados, estas condiciones no les permite ser eficientes en un escenario montañoso. Al utilizar el modelo de canal TU60, cada tasa de codificación requiere en promedio 3.6 dB menos en la relación C/N, a medida que se aumenta la información de redundancia. Para el modelo de canal HT80 no se obtuvo una diferencia uniforme de los requerimientos de C/N entre las tasas de codificación.

El modelo de canal HT80, simula el peor escenario de propagación, produciendo un incremento en los requerimientos de C/N, con relación al modelo TU60; este incremento se resume en la tabla 3.24.

**Tabla 3.24 Incrementos de los requerimientos de C/N utilizando el modelo HT80 con relación al modelo de canal TU60, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

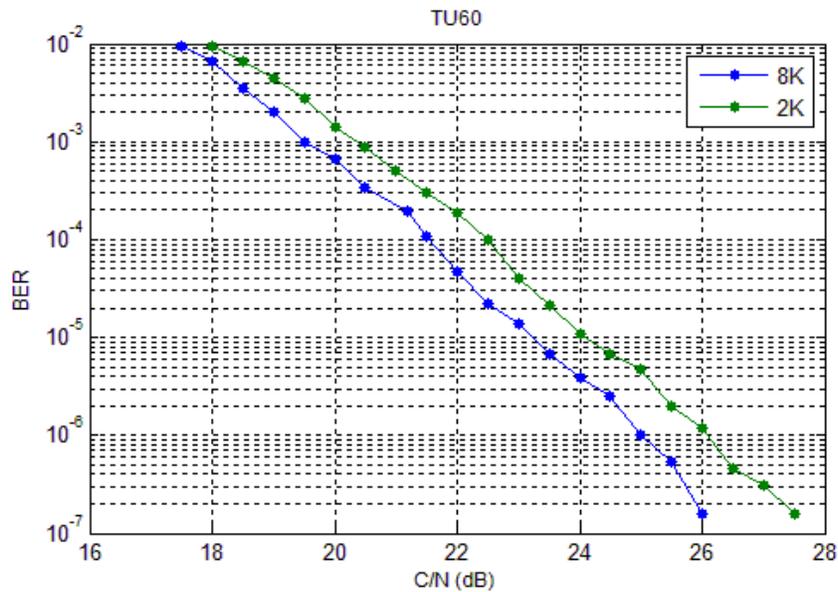
Tasa de Codificación	Incremento en la C/N (dB) de HT80 con relación a TU60
1/2	2.5
2/3	2.1
3/4	3.2
5/6	4.2
7/8	6.6

Como se puede apreciar en la tabla 3.24, las tasas 5/6 y 7/8 necesitan mayores valores de C/N, para obtener los mismos valores de BER que los alcanzados con el modelo de canal TU60.

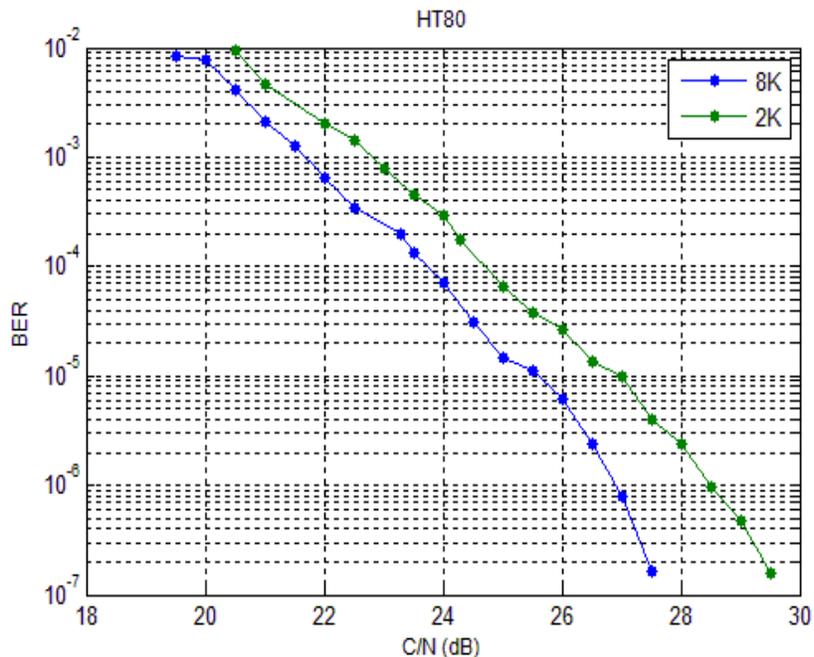
### 3.5.3 Incidencias de los Modos de Transmisión Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80.

Configurando el nivel físico del sistema de acuerdo al modelo base en una transmisión no jerárquica y variando los modos de transmisión, se pudo comprobar que, al igual que en los modelos de canal P1 y F1, el sistema presentó menores requerimientos de C/N al

utilizar el modo de transmisión 8K que el modo 2K, debido al gran número de portadoras piloto presentes en el modo 8K, lo cual influyó favorablemente en el desempeño del sistema, estas implicaciones se pueden observar en las figuras 3.34 y 3.35.



**Figura 3.34 BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K, utilizando el modelo de canal TU60.**



**Figura 3.35 BER vs C/N del sistema DVB-T para los modos de transmisión 2K y 8K, utilizando el modelo de canal HT80.**

Los requerimientos de C/N para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  de las figuras 3.34 y 3.35, se resumen en la tabla 3.25

**Tabla 3.25 Requerimientos de C/N en función de las tasas de codificación utilizando los modelos de canal TU60 y HT80 cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

	TU60	HT80
Modo de transmisión	C/N (dB)	C/N (dB)
2K	22	24.3
8K	21.2	23.3

Según la tabla 3.25, en un escenario típico urbano, el modo 2K necesita en los requerimientos de C/N, un incremento de 0.8 dB más que el modo 8K para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño), este incremento es mayor al utilizar el modelo de canal HT80, es decir, el modo 2K necesita 1 dB de más, para alcanzar el mismo valor de BER.

### 3.5.4 Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal TU60.

De acuerdo a las categorías de degradación descritas en la sección 1.3 del capítulo 1, se determinan los tipos de desvanecimientos presentes utilizando el modelo de canal TU60.

- **Categoría de degradación con base en la dispersión de retardo.**

La duración del retardo de exceso máximo del modelo de canal TU60 (sección 2.3.1.1) es  $\tau_{max} = 5 \mu s$ , este valor es mucho menor al tiempo de símbolo COFDM más crítico ( $T_{sym} = 231 \mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo cual el modelo TU60, al igual que los modelos de canal F1 y P1, no es selectivo en el dominio del tiempo (plano).

- **Categoría de degradación con base en el ancho de banda de coherencia.**

El ancho de banda de coherencia del modelo de canal TU60 (sección 2.3.1.2) es  $B_c = 188.5 \text{ KHz}$ , este valor es mucho mayor al ancho de banda del símbolo COFDM ( $B \approx 1/T_{sym} = 1/231 \mu s = 4.329 \text{ KHz}$ ), por lo cual este modelo de canal, no es selectivo en el dominio de la frecuencia.

- **Categoría de degradación con base en el tiempo de coherencia.**

El tiempo de coherencia del modelo de canal TU60 (sección 2.3.1.3) es  $T_c = 15.89 \text{ ms}$ , este valor es mucho mayor al tiempo de símbolo COFDM más crítico ( $T_{sym} = 231 \mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo tanto, el modelo TU60 presenta desvanecimiento lento y no es selectivo en el dominio del tiempo.

### 3.5.5 Categorías de Degradación Aplicadas al Modelo de Canal HT80.

De acuerdo a las categorías de degradación descritas en la sección 1.3 del capítulo 1, se determinan los tipos de desvanecimientos al utilizar el modelo de canal HT80.

- **Categoría de degradación con base en la dispersión de retardo.**

La duración del retardo de exceso máximo del modelo de canal HT80 (sección 2.3.2.1) es  $\tau_{max} = 17.2 \mu s$ , este valor es mucho menor al tiempo de símbolo COFDM más crítico ( $T_{sym} = 231 \mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo cual el modelo HT80 no es selectivo en el dominio del tiempo.

- **Categoría de degradación con base en el ancho de banda de coherencia.**

El ancho de banda de coherencia del modelo de canal HT80 (sección 2.3.2.2) es  $B_c = 39.92 KHz$ , este valor es mucho mayor al ancho de banda del símbolo COFDM ( $B \approx 1/T_{sym} = 1/231 \mu s = 4.329 KHz$ ), por lo cual el modelo de canal HT80, no es selectivo en el dominio de la frecuencia.

- **Categoría de degradación con base en el tiempo de coherencia.**

El tiempo de coherencia del modelo de canal HT80 (sección 2.3.2.3) es  $T_c = 11.92 ms$ , este valor es mucho mayor al tiempo de símbolo COFDM más crítico ( $T_{sym} = 231 \mu s$ ) presente en la tabla 3.7, por lo tanto, el modelo HT80 presenta desvanecimiento lento y no es selectivo en el dominio del tiempo.

### 3.5.6 Incidencias de los Intervalos de Guarda Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80.

Las figuras 3.36 y 3.37 muestran la respuesta al impulso del canal para los modelos de canal TU60 y HT80 respectivamente, utilizando el modo de transmisión 8K y el intervalo de guarda más crítico (1/32), los demás parámetros del nivel físico corresponden a los definidos en el modelo base. Todas las señales multitrayecto del modelo de canal TU60 están representadas en un único impulso de la figura 3.36, esto se debe a la proximidad de todos los retardos. El modelo de canal HT80 posee retardos mayores, esto se evidencia en la figura 3.37, en donde se puede observar la representación de dos impulsos. Si se compara el PDP del modelo HT80 (tabla 2.11) con el eje de tiempo de la figura 3.37, se puede deducir que el primer impulso contiene los cuatro primeros trayectos (menores a  $0.6 \mu s$ ), y el segundo impulso contiene a los restantes ( $15 \mu s$  y  $17.2 \mu s$ ).

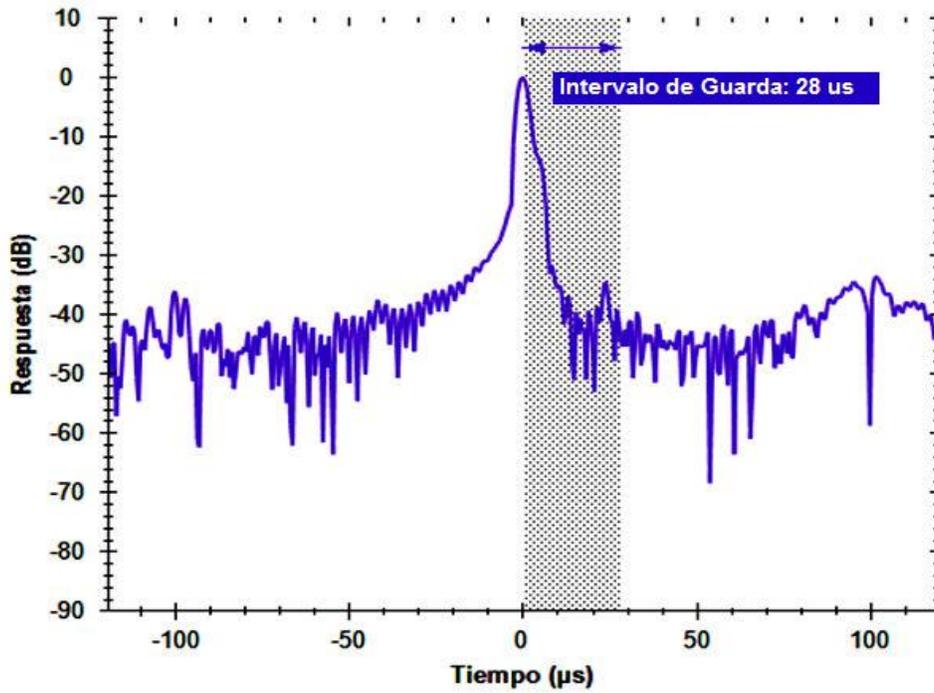


Figura 3.36 Respuesta al impulso del canal TU60 en el modo 8K para un intervalo de guarda de 1/32 (28  $\mu$ s).

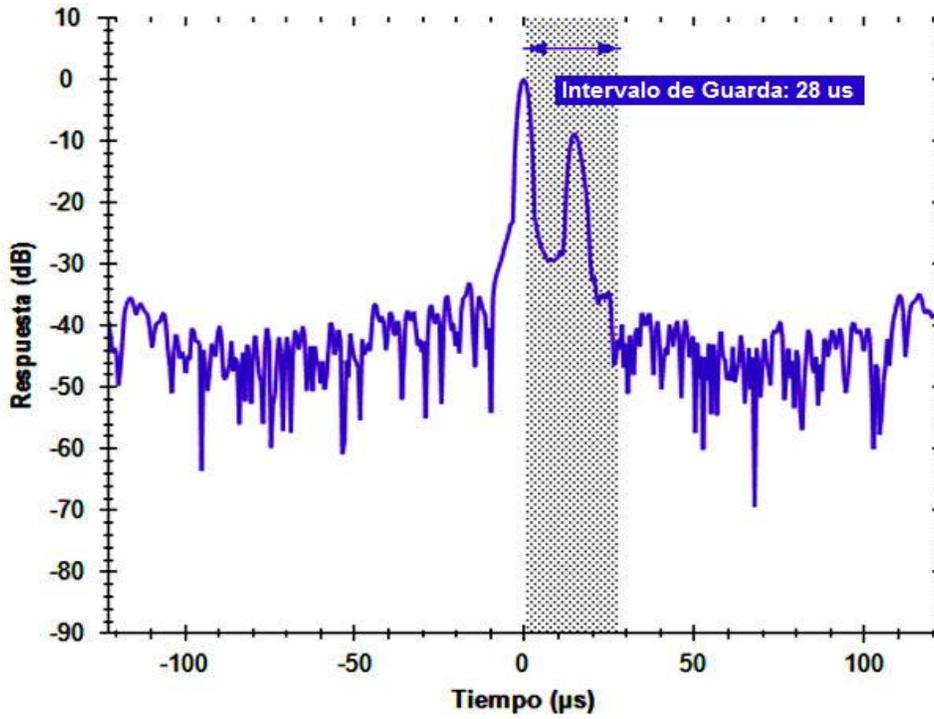
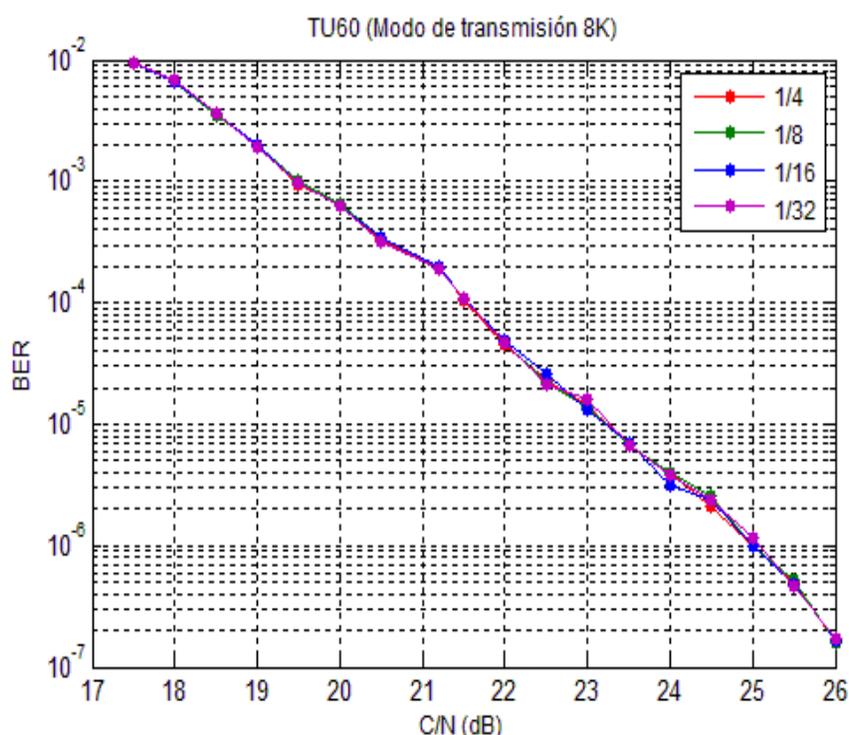
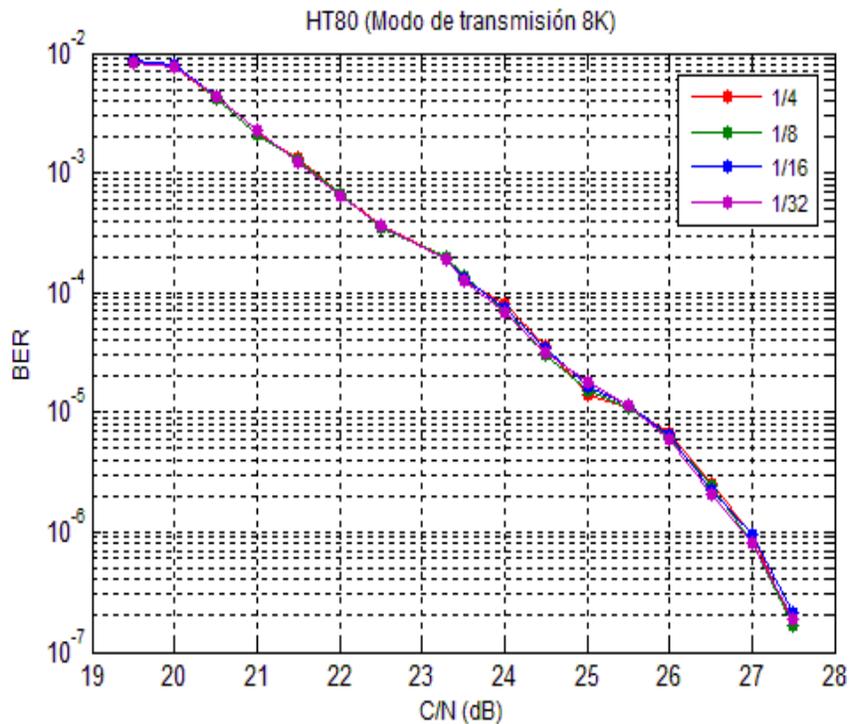


Figura 3.37 Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 8K para un intervalo de guarda de 1/32 (28  $\mu$ s).

Según las figuras 3.36 y 3.37, todos los trayectos de la señal de los modelos de canal TU60 y HT80, se encuentran dentro de la duración del intervalo de guarda 1/32 (zona punteada), lo cual indica, que no presentan ISI. En este sentido, los restantes intervalos de guarda, por tener mayor duración, tampoco presentan dicha interferencia. Esto se puede verificar en las figuras 3.38 y 3.39, en donde se simuló una transmisión no jerárquica con el modo 8K, variando los intervalos de guarda y dejando constantes los demás parámetros del nivel físico de acuerdo con la configuración del modelo base. Según estas figuras, la variación de los intervalos de guarda, para TU60 y HT80, no influye en la BER del sistema.



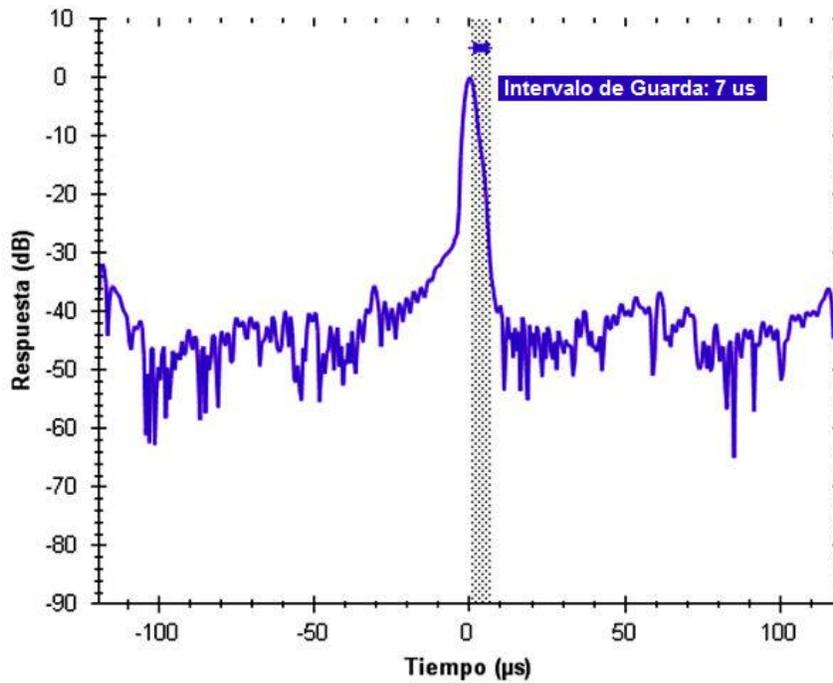
**Figura 3.38 BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo 8K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal TU60.**



**Figura 3.39 BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo 8K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal HT80.**

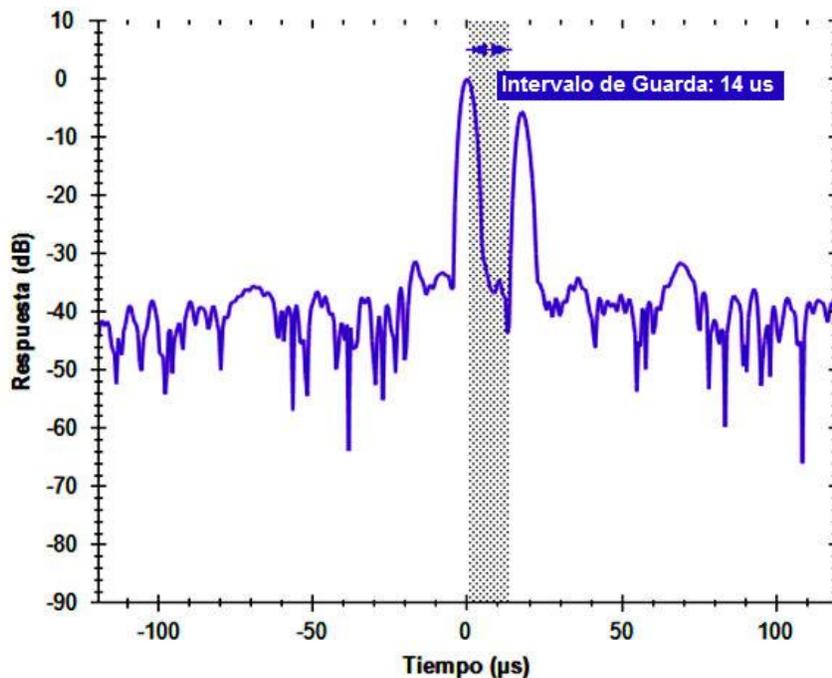
Utilizando el modo de transmisión 8K y el modelo de canal TU60, para que el sistema DVB-T alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño) necesita un requerimiento de C/N igual a 21.2 dB, para todos los intervalos de guarda; para el mismo modo de transmisión, al utilizar el modelo de canal HT80, los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 requieren un valor de C/N igual a 23.3 dB, para lograr la misma BER.

Si se cambia el modo de transmisión a 2K, el intervalo de guarda más crítico (1/32) tiene una duración de 7  $\mu$ s. El sistema al utilizar dicho modo y el modelo de canal TU60, no presenta ISI entre símbolos COFDM, debido a que el mayor retardo (5  $\mu$ s) del modelo TU60 no supera el intervalo mas crítico del modo 2K (7  $\mu$ s). Esto se puede observar en la figura 3.40, en donde, todos los trayectos de la señal están dentro de la duración del intervalo de guarda; como es de esperarse, los intervalos de guarda mayores, por tener mayor duración no influyen en la BER del sistema.

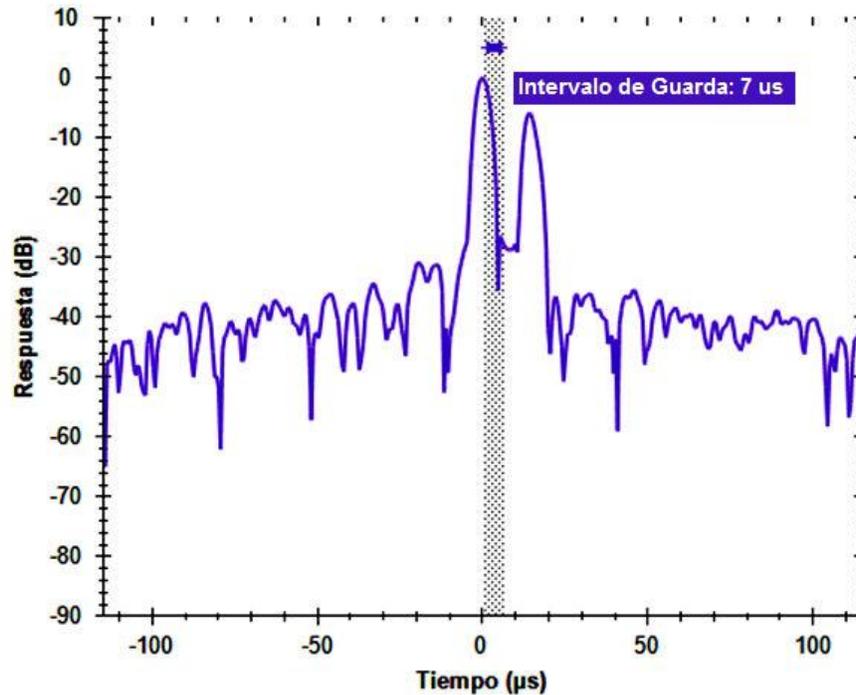


**Figura 3.40** Respuesta al impulso del modelo de canal TU60 en el modo 2K para un intervalo de guarda de  $1/32$  ( $7 \mu s$ ).

En las figuras 3.41 y 3.42 se presenta la respuesta al impulso utilizando el modelo de canal HT80 para el modo de transmisión 2K y los intervalos de guarda  $1/16$  y  $1/32$ .



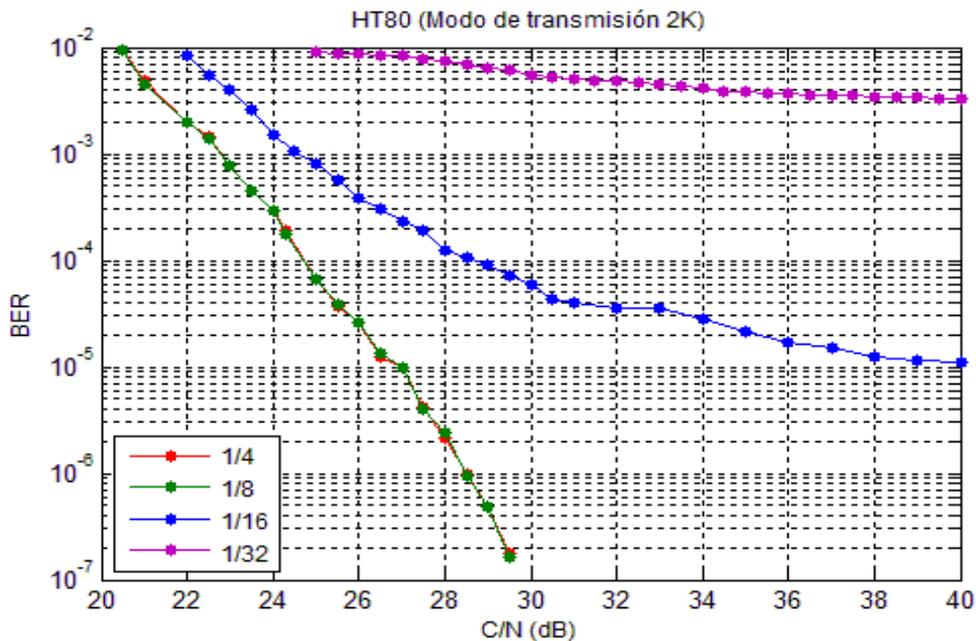
**Figura 3.41** Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 2K para un intervalo de guarda de  $1/16$  ( $14 \mu s$ ).



**Figura 3.42** Respuesta al impulso del canal HT80 en el modo 2K para un intervalo de guarda de 1/32 (7  $\mu$ s).

En la figura 3.41 se puede apreciar que la duración del intervalo de guarda 1/16 (14  $\mu$ s) no cubre la totalidad de los múltiples trayectos, dejando por fuera el impulso que representa a los trayectos 5 y 6 del modelo de canal HT80 (tabla 2.11), las cuales tienen retardos 15  $\mu$ s y 17.2  $\mu$ s, respectivamente; por consiguiente, para este intervalo de guarda, el modelo de canal HT80 presenta ISI entre símbolos COFDM. De la misma manera, en la figura 3.42, se puede apreciar que al utilizar el intervalo de guarda más crítico (1/32), este modelo de canal, también presenta ISI.

La influencia de todos los intervalos de guarda utilizando el modelo de canal HT80 y el modo de transmisión 2K, se visualiza en la figura 3.43.



**Figura 3.43 BER vs C/N del sistema DVB-T para el modo de transmisión 2K y los intervalos de guarda 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32, utilizando el modelo de canal HT8.**

En la figura 3.43 se puede apreciar que al utilizar el modelo de canal HT80, los intervalos de guarda 1/16 y 1/32 influyen negativamente en la BER del sistema, siendo el intervalo 1/32, el que degrada en mayor nivel el desempeño del sistema, pues nunca alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño). Las implicaciones en la BER del sistema se pueden apreciar en la tabla 3.26, en ella se presentan los requerimientos de C/N necesarios para lograr una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  para cada intervalo de guarda en el modo de transmisión 2K.

**Tabla 3.26 Requerimientos de C/N en función de los intervalos de guarda utilizando el modelo de canal HT80 y el modo de transmisión 2K, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

Intervalo de guarda	C/N (dB)
1/4	24.3
1/8	24.3
1/16	27.5
1/32	NP

### 3.5.7 Incidencia de la Transmisión Jerárquica Utilizando los Modelos de Canal TU60 y HT80.

En las figuras 3.44 y 3.45 se presentan los resultados de la transmisión jerárquica en los modelos de canal TU60 y HT80, utilizando la configuración del nivel físico descrita en la

tabla 3.8. En estas figuras se puede observar que al aumentar el factor alfa, se mejoran los requerimientos de C/N del flujo HP, pero se empeoran los del flujo LP para los dos modelos de canal.

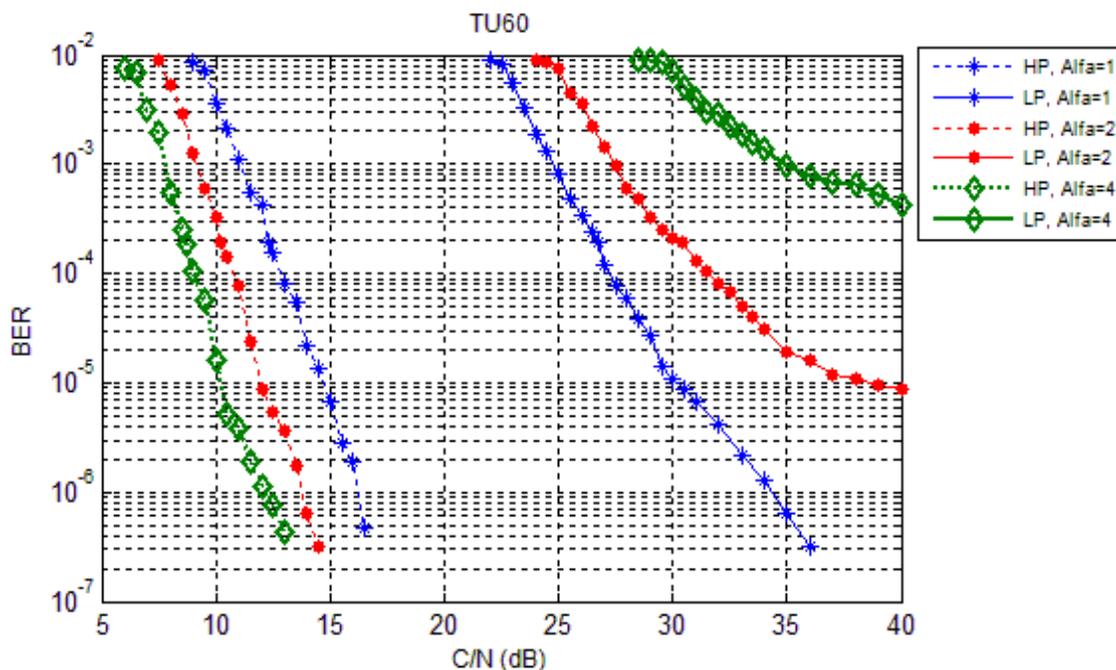


Figura 3.44 BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica, con  $\alpha = 1, 2$  y  $4$ , utilizando el modelo de canal TU60.

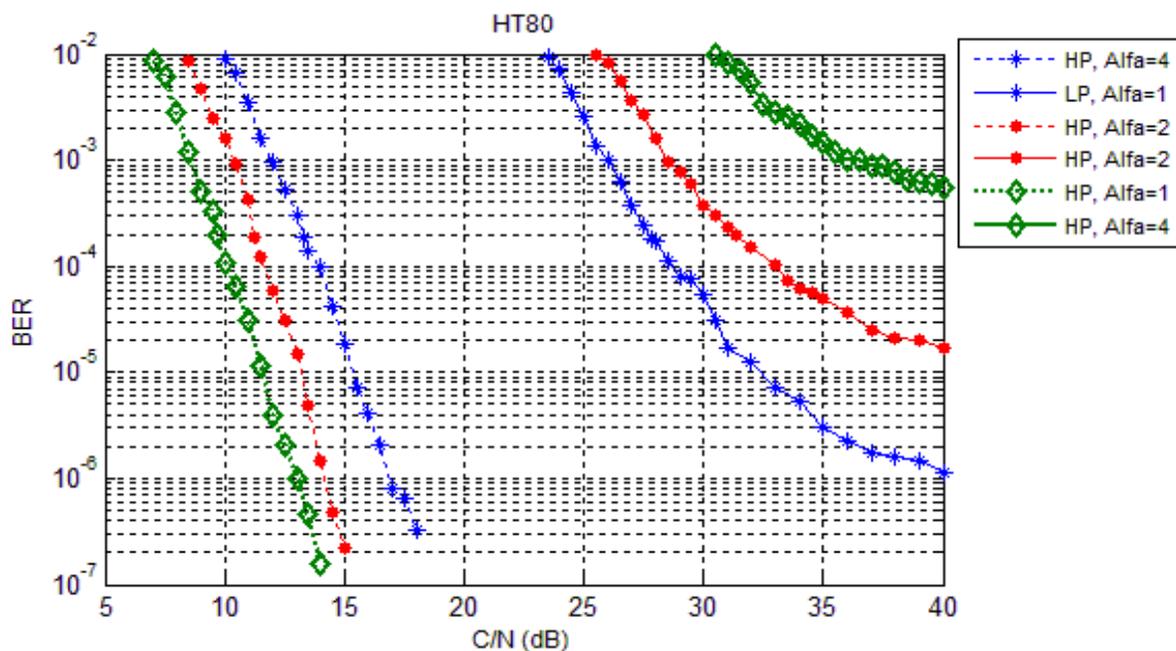


Figura 3.45 BER vs C/N del sistema DVB-T para una transmisión jerárquica, con  $\alpha = 1, 2$  y  $4$ , utilizando el modelo de canal HT80.

En la tabla 3.27 se resumen los requerimientos de C/N en los modelos de canal TU60 y HT80, para la transmisión jerárquica.

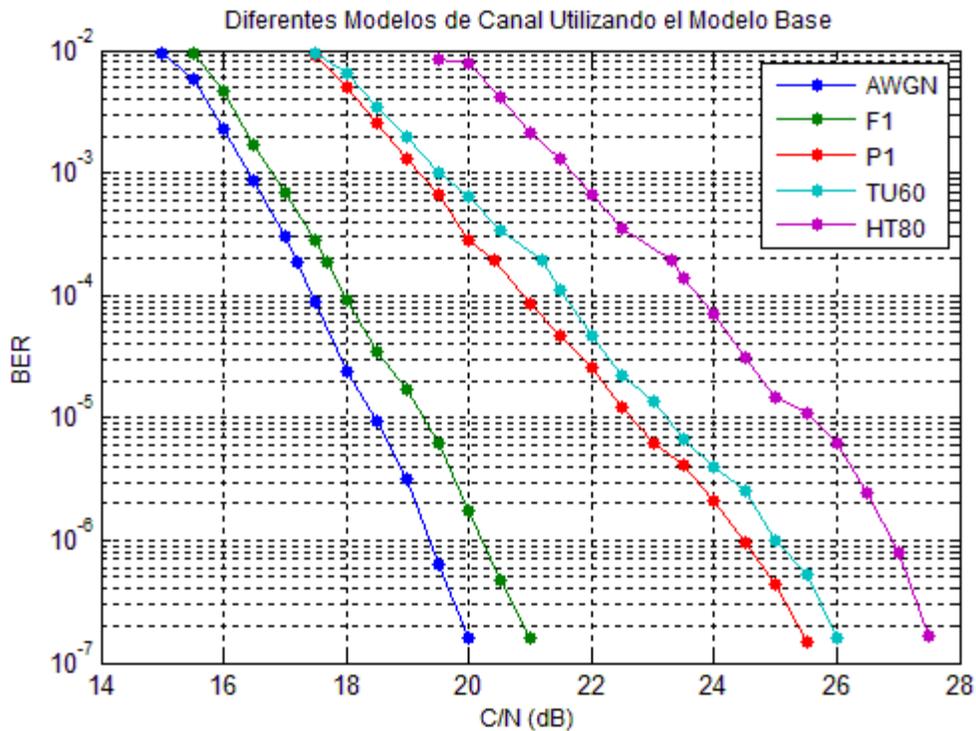
**Tabla 3.27 Requerimientos de C/N cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  para los flujos de transporte HP y LP, utilizando los modelos de canal TU60 y HT80, variando el parámetro alfa.**

Flujo de Transporte	Alfa	TU60	HT80
		C/N (dB)	C/N (dB)
HP	1	12.3	13.4
	2	10.2	11.2
	4	8.8	9.7
LP	1	26.7	27.8
	2	30.4	31.4
	4	NP	NP

Según la tabla 3.27, los flujos HP y LP, utilizando el modelo HT80, requieren incrementar en 1 dB el nivel de C/N respecto al modelo de canal TU60. Al aumentar el factor alfa en los modelos TU60 y HT80, existe un mejoramiento en promedio de 1.75 dB para el flujo de transporte HP, y un empeoramiento del flujo LP de 3.65 dB, con excepción del caso en que  $\alpha = 4$ , en donde para los dos modelos de canal, utilizando el flujo LP, no se alcanzó nunca una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .

### 3.6 COMPARACIÓN DE LOS MODELOS DE CANAL UTILIZANDO EL MODELO BASE.

En la figura 3.46, se visualiza el desempeño a nivel físico del sistema DVB-T (tabla 3.1) con todos los modelos de canal multitrayecto anteriormente utilizados. Además, se incluye el modelo de canal con presencia de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*), para comparar el desempeño del sistema sin propagación multitrayecto.



**Figura 3.46 BER vs C/N del sistema DVB-T utilizando los modelos de canal AWGN, F1, P1, TU60 y HT80 y el nivel físico de acuerdo al modelo base.**

En la figura 3.46, se puede apreciar que el nivel físico del estándar DVB-T (según el modelo base), como es de esperarse, presenta el mejor desempeño utilizando el modelo de canal AWGN, esto se debe a que se necesita un menor nivel de C/N (17.2 dB para que el sistema alcance una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ), debido a que no influye en recepción la propagación multitrayecto. Al utilizar el modelo de canal F1, el sistema DVB-T presenta un desempeño similar (17.7 dB) al obtenido con el modelo de canal AWGN, esto se debe a la existencia del trayecto de línea de vista en F1. El sistema DVB-T, presentó el menor desempeño al utilizar el modelo de canal HT80, pues se simuló el escenario más hostil de propagación (escenario montañoso), por lo cual en estas condiciones el sistema DVB-T necesita el valor más alto de C/N (23.3 dB<sup>50</sup>) para lograr una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ . El modelo de canal que representa un escenario urbano (TU60), a pesar de simular un receptor en movimiento, el sistema DVB-T obtuvo un desempeño (21.2 dB) similar al obtenido con el modelo de recepción portable P1 (20.4 dB), esto se debe a que estos modelos de canal son similares en retardos relativos y simulan un enlace sin línea de vista.

<sup>50</sup> En el modelo de canal HT80, el requerimiento de C/N igual a 23.3 dB es práctico debido a que no excede el valor máximo de C/N presente en la norma ETSI EN 300 744.

Como se puede apreciar en la tabla 3.28, la propagación multitrayecto presente en el modelo de canal F1, afectó negativamente la relación C/N del sistema, en solo 0.5 dB con relación al canal con presencia únicamente de ruido AWGN, lo cual indica las ventajas de la existencia de un enlace con línea de vista. Caso contrario, la ausencia de línea de vista en el modelo de canal P1, afectó negativamente los requerimientos de C/N del sistema en 2.7 dB. La movilidad del receptor que fue simulada al utilizar el modelo de canal TU60, aumentó los requerimientos de C/N en solo 0.8 dB, con relación a P1, esto da información acerca del buen desempeño del sistema DVB-T en velocidades permitidas en un escenario urbano. El modelo de canal que simuló terreno montañoso HT80, a pesar de necesitar línea de vista, afectó negativamente la relación C/N del sistema en 2.1 dB con relación al modelo de canal P1.

**Tabla 3.28 Diferencias de C/N entre los modelos de canal utilizados, cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ .**

	<b>Incremento en C/N (dB)</b>
<b>F1 respecto a AWGN</b>	0.5
<b>P1 respecto a F1</b>	2.7
<b>TU60 respecto a P1</b>	0.8
<b>HT80 respecto a TU60</b>	2.1

## CAPITULO 4

### CONCLUSIONES

1. La aplicación y adaptación de la Metodología de Simulación de Equipos de Telecomunicaciones es importante porque permitió definir de forma clara los objetivos, las etapas y los alcances de la simulación. Además, permitió reducir la complejidad de la evaluación y el análisis del sistema utilizando las ventajas ofrecidas por LabMU.
2. LabMU es un laboratorio potente para la generación de señales DVB-T, porque brinda los bloques funcionales necesarios para cubrir una cadena completa de transmisión y recepción de TDT. Además, LabMU es una herramienta que permitió el análisis del desempeño a nivel físico del estándar DVB-T de una manera más cercana a la norma ETSI EN 300744, al permitir configurar los diferentes parámetros técnicos en el modulador MO-170 y simular el comportamiento de la señal DVB-T en diferentes modelos de canal.
3. El modelo de simulación implementado en LabMU y la utilización de los modelos de canal F1, P1, TU60 y HT80 ofrecieron un mayor entendimiento del sistema DVB-T en cualquier escenario.
4. Se observó correctamente en las curvas de BER vs C/N y en los diagramas de constelación, que a medida que la relación C/N aumenta, las condiciones del canal mejoran y la cantidad de bits erróneos disminuyen considerablemente. Este comportamiento es una regla para todos los escenarios pero se requieren de distintos valores de C/N para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño).
5. A medida que se realizaron las pruebas de la influencia de cada uno de los modelos de canal multitrayecto en el diagrama de constelación del sistema, se apreció que el valor del parámetro MER aumenta a medida que aumenta la relación C/N del canal, permitiendo una correcta demodulación de los datos y un diagrama de constelación menos afectado por el ruido y la propagación multitrayecto.
6. La respuesta al impulso del canal permitió determinar la existencia de ISI entre símbolos COFDM, cuando el retardo de exceso máximo del canal excede la duración del intervalo de guarda del sistema. Esta interferencia fue más significativa al utilizar el modelo de canal HT80, por tener grandes retardos en sus trayectos respecto los demás modelos de canal utilizados.

7. La señal DVB-T es más robusta en su desempeño frente a las condiciones presentes en el canal, al utilizar el esquema de modulación QPSK comparada con la señal modulada mediante los esquemas 16QAM y 64QAM, debido a que en los modelos de canal F1, P1, TU60 y HT80, el sistema DVB-T con el esquema QPSK necesita menores valores de C/N respecto a los esquemas QAM para alcanzar una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  (criterio de desempeño). Esto implica que el sistema operando con un esquema de modulación de mayor número de bits por símbolo de modulación, disminuye su desempeño al ser más sensible a las condiciones presentes en el canal como ruido y propagación multitrayecto.
8. En todos los modelos de canal, el sistema DVB-T es menos afectado utilizando el modo de transmisión 8K comparado con su desempeño en el modo de transmisión 2K. Esto implica que el número mayor de portadoras piloto utilizadas para la sincronización en tiempo y frecuencia del modo 8K (cuatro veces más que en el modo 2K), favorece el desempeño del sistema DVB-T en un escenario con presencia de propagación multitrayecto.
9. En una transmisión no jerárquica, el sistema DVB-T utilizando el esquema de modulación 64QAM y las tasas de codificación 5/6 y 7/8, necesita mayores valores de C/N respecto a las tasas 1/2, 2/3 y 3/4. El sistema con las tasas 5/6 y 7/8, a pesar de cumplir con una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  en todos los modelos de canal, nunca alcanzó una BER del orden  $1 \times 10^{-7}$  para los modelos de canal P1, TU60 y HT80. Esto implica que al utilizar las mayores tasas de codificación se afecta el desempeño del sistema en un escenario con propagación multitrayecto, debido a la disminución de la información de redundancia que facilita la detección y corrección de errores en el receptor.
10. Los tiempos de guarda permitidos por el esquema de transmisión COFDM establecieron periodos de símbolos mayores al retardo de exceso máximo presente en todos los modelos de canal utilizados, esto implica no existencia de desvanecimiento selectivo en frecuencia en ninguno de ellos. Así mismo, el ancho de banda de coherencia, en todos los modelos de canal fue mucho mayor que el ancho de banda del símbolo COFDM, lo que confirmó la ausencia del desvanecimiento selectivo en frecuencia.
11. A medida que se realizaron las pruebas variando cada uno de los intervalos de guarda en los modelos de canal multitrayecto, se apreció que solo es necesario analizar el intervalo más crítico (menor duración) utilizando la respuesta al impulso del canal, para determinar la existencia de ISI. En este sentido, sí no se presenta ISI, el sistema tiene curvas iguales de desempeño de BER vs C/N, frente a variación de intervalos de guarda, si se mantienen constantes los demás parámetros del nivel físico.
12. El sistema DVB-T con una configuración de nivel físico de acuerdo al modelo base no presentó ISI en ningún escenario utilizado; al cambiar a un modo de transmisión 2K e intervalos de guarda 1/16 y 1/32, únicamente presentó dicha interferencia utilizando el modelo de canal HT80, esto implica que el modo de

transmisión 2K no es recomendable para modelos de canal con presencia de grandes retardos en sus trayectos de propagación.

13. En una transmisión jerárquica, al aumentar el factor alfa, los puntos adyacentes de distintos cuadrantes en el diagrama de constelación se alejan, pero en un mismo cuadrante la distancia entre puntos disminuye. Debido a que los dos flujos de información se transmiten simultáneamente (HP integrado en LP), el alejamiento de puntos entre cuadrantes favorece la interpretación de la constelación del esquema de modulación QPSK utilizada por el flujo HP, esto produce una disminución en los valores de C/N de este flujo para obtener una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ . Por el contrario, al disminuir la distancia entre puntos del mismo cuadrante, se aumentan los requerimientos de C/N del flujo LP, debido a que se dificulta la interpretación de su esquema de modulación 64QAM.
14. El sistema DVB-T para una transmisión jerárquica con alfa igual a 4 y una configuración a nivel físico de acuerdo a la tabla 4.8, presentó un muy bajo desempeño, puesto que no alcanzó una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  en los modelos de canal P1, TU60 y HT80.
15. Para cada esquema de modulación existe un valor de MER que corresponde a una medida de BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ ; es decir, para valores inferiores a este nivel de MER, se obtienen diagramas de constelación con alto ruido y medidas de BER elevadas. En la tabla 4.1 se resumen estos niveles de MER.

**Tabla 0.1 Valores de MER cuando el sistema alcanza una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$  para los modelos de canal F1, P1, TU60 y HT80.**

	MER (dB)			
	F1	P1	TU60	HT80
<b>QPSK</b>	12	9	8	6
<b>16QAM</b>	13	11	10	7
<b>64QAM</b>	16	15	15	13

16. El sistema DVB-T configurado a nivel físico según el modelo base, presenta el mejor desempeño utilizando el modelo de canal con línea de vista F1, debido a que los requerimientos de C/N son muy cercanos a los obtenidos utilizando el modelo de canal AWGN. A pesar del aumento en los valores de C/N debido a la ausencia de línea de vista en los modelos de canal P1 y TU60, el sistema alcanzó una BER igual a  $2 \times 10^{-4}$ , lo que garantiza una buena sintonización de la señal DVB-T.
17. La movilidad del receptor que fue simulada al utilizar el modelo de canal típico urbano TU60, no incrementó de forma significativa los valores de C/N con relación al modelo de canal P1, esto da información acerca del buen desempeño del sistema DVB-T en velocidades permitidas en un escenario urbano. El modelo de canal que simuló un terreno montañoso HT80 (80 Km/h), a pesar de tener línea de vista, produjo en el sistema el incremento más significativo de C/N, esto se debe a que este modelo presenta las peores condiciones de propagación.

#### **4.1 TRABAJOS FUTUROS**

**Se proponen los siguientes trabajos futuros:**

1. Evaluación y análisis del desempeño a nivel físico de la siguiente generación de televisión digital terrestre utilizando el estándar DVB-T2.
2. Evaluación y análisis del desempeño a nivel físico del estándar DVB-H, y realizar la comparación y el análisis del desempeño de ésta con los resultados obtenidos en el presente trabajo de grado.
3. Análisis de los servicios interactivos existentes del estándar DVB-T y proponer servicios potenciales para TDT en Colombia, utilizando la plataforma común MHP (*Multimedia Home Platform*).

#### **4.3 RECOMENDACIONES.**

**Se proponen las siguientes recomendaciones:**

1. Es necesario e importante actualizar la versión del servidor LabMU que permita la utilización del ancho de banda definido para Colombia (6 MHz).
2. Utilizando el modelo de simulación y la herramienta LabMU, implementar otros modelos de canal apropiados para velocidades altas del receptor, y analizar el desempeño a nivel físico del sistema DVB-T.
3. Es importante fortalecer las relaciones de cooperación entre el Sena Seccional Cauca y la Facultad de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, con el objetivo de que un mayor número de estudiantes puedan realizar procesos investigativos y prácticas utilizando los equipos del laboratorio de telecomunicaciones del SENA. Las áreas de interés pueden ser DVB-IPTV y recepción de televisión satelital.

## BIBLIOGRAFIA

- [1]. European Telecommunications Standards Institute, "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," *European Telecommunications Standards Institute*, ETSI EN 300 744. [En línea]. Disponible: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300700\\_300799/300744/01.06.01\\_60/en\\_300744v010601p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300700_300799/300744/01.06.01_60/en_300744v010601p.pdf). [Consultado: Abril 15, 2010].
- [2]. M. Codero, "Características Básicas de los Canales Inalámbricos, Técnicas de estimación de Canal en la Capa Física Wireless MAN-OFDM de la norma IEEE 802.16e," Trabajo de grado, Universidad de Sevilla, Sevilla, España, 2009. [En línea]. Disponible: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11764/fichero/Carpeta3%252FCap%EDtuio2.pdf>. [Consultado: Mayo 13, 2010].
- [3]. J. Córdova, "Evaluación del Rendimiento de la Técnica Multi-Antena (MIMO) En Sistemas Inalámbricos OFDM mediante el desarrollo de un Simulador," Trabajo de grado, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Ecuador, 2009.
- [4]. H. Romo, *Fundamentos de Radiopropagación para una Onda Terrestre y Línea de Vista*, Popayán: Universidad del Cauca, 2000.
- [5]. S. Bernard, *Digital communications: Fundamentals and Applications*, 2da ed. California: Prentice Hall, 1997, pp. 949, 953-956, 958-963.
- [6]. A. Alamri y S. Alshareef. "WiMAX's technology for LOS and NLOS environments," *Wimax Forum*, 2008. [En línea]. Disponible: <http://www.wimaxforum.org/technology/downloads/WiMAXNLOSgeneral-versionaug04.pdf>. [Consultado: Abril 19, 2010].
- [7]. R. Freeman, *Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz)*. Nueva York: John Wiley and Sons, 1987.
- [8]. S. Saunders y A. Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, 2da ed. Inglaterra: John Wiley and Sons, 2007, pp. 211, 246-250.
- [9]. A. García, "Sistemas MIMO Como Alternativa Para El Control del Efecto Multitrayectoria y de la Interferencia Co-Canal en Sistemas de Radio Móvil Satelital y Terrestre," Trabajo de Grado, Universidad Industrial de Santander,

- Colombia, 2004. [En línea]. Disponible: [www.icesi.edu.co/esn/contenido/pdfs/agarcia\\_mimo.pdf](http://www.icesi.edu.co/esn/contenido/pdfs/agarcia_mimo.pdf) [Consultado: Mayo 2, 2010].
- [10]. F. Casado, "Estudio de los Efectos del Movimiento en Señales OFDM," Trabajo de Grado, Universidad Autónoma de Barcelona, España, 2008. [En línea]. Disponible: [www.recercat.net/bitstream/2072/13150/1/PFC+Felix+Casado+Andres.pdf](http://www.recercat.net/bitstream/2072/13150/1/PFC+Felix+Casado+Andres.pdf). [Consultado: Mayo 10, 2010].
- [11]. M. Codero, "Fundamentos de OFDM, Técnicas de estimación de Canal en la Capa Física Wireless MAN-OFDM de la norma IEEE 802.16e," Universidad de Sevilla, España, 2009. [En línea]. Disponible: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11764/fichero/Carpeta4%252FCap%EDTuIo3.pdf> [Consultado: Mayo 20, 2010].
- [12]. COST 207, "Digital Land Mobile Radio Communications". Office for Official Publications of the European Communities, Final Report. Luxembourg. 1989.
- [13]. M. Brooks y A. Matte, "DVB-T Reception Issues in a Mobile Environment". *Broadcast papers*. [En línea]. Disponible: <http://www.broadcastpapers.com/whitepapers/IBCNTLReceptionMobile.pdf?CFID=21017952&CFTOKEN=d47f98276599cb0a-BB34FE99-CA8C-FEA3-8238D8497C480AE4> .
- [14]. H. Sizon, *Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications*. Springer, 2005. [En línea]. Disponible: <http://www.springerlink.com/content/978-3-540-40758-4#section=514126&page=1&locus=4>.
- [15]. M. Patzold, *Mobile Fading Channels*, 1ra ed. John Wiley and Sons, 2002. [En línea]. Disponible: Google Libros. [Consultado: Noviembre 5, 2010]
- [16]. Comisión Nacional de Televisión, "República de Colombia, Televisión Digital Terrestre," *Comisión Nacional de Televisión*, 2008. [En línea]. Disponible: [http://www.cntv.org.co/cntv\\_bop/tdt/documentos/estudios\\_tdt.pdf](http://www.cntv.org.co/cntv_bop/tdt/documentos/estudios_tdt.pdf). [Consultado: Noviembre 15, 2010].