

333658
BIBLIOTECA



INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY 08 MAY 2013
CAMPUS ESTADO DE MÉXICO



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY®**

**ANÁLISIS DE TÉCNICAS DE MITIGACIÓN DE
DESVANECIMIENTOS EN RADIOENLACES, EN EL MARCO
DE LAS COMUNICACIONES MÓVILES**

TESIS QUE PRESENTA

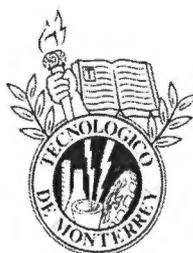
M. EN C. JAIME HUMBERTO PECH CARMONA

DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

DCI

NOVIEMBRE 2012

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY
CAMPUS ESTADO DE MÉXICO



**TECNOLOGICO
DE MONTERREY**®

**ANÁLISIS DE TÉCNICAS DE MITIGACIÓN DE
DESVANECIMIENTOS EN RADIOENLACES, EN EL MARCO
DE LAS COMUNICACIONES MÓVILES**

**TESIS QUE PARA OPTAR EL GRADO DE DOCTOR EN CIENCIAS DE LA
INGENIERÍA**

PRESENTA

M. EN C. JAIME HUMBERTO PECH CARMONA

Asesor: Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ
Asesor Externo: Dr. ALEJANDRO ARAGÓN ZAVALA

Comité de tesis:

Dr. PEDRO PONCE CRUZ	Presidente
Dr. ALEJANDRO ARAGÓN ZAVALA	Secretario
Dr. JOSÉ ANTONIO DELGADO PENIN	Vocal
Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ	Vocal

Atizapán de Zaragoza, Edo. de México a 23 de Noviembre de 2012.

Abstract

The emergence and development of new wireless technology has allowed establishing communication links with transmission rates increasing; however the radio-link is affected by fading that impact into link loss and generation of errors according to fading intensity. Over time it has resorted to some techniques to counter these effects, such as using more efficient modulations, coding schemes, power control and like them.
among others.

One strategy used to attend the phenomena mentioned, corresponding to implement adaptive algorithms that allow to communications systems adapt to link conditions, that with the objective to maintain the service quality of radio-link in admissible levels.

Adaptability corresponds to the ability of a system to be configured itself in order to counter the vulnerability or limitations of radio-link when specific conditions occur. Routinely, some telecommunications systems employ adaptability for fading mitigation based on power control; however high power consumption may be a consequence.

In this Thesis, adaptive techniques for fading mitigation were studied in mobile communications systems. Specifically, the study of the techniques of variable data rate and adaptive channel estimation were considered. The implementation of both techniques allowed to check the spectral efficiency obtained over an adaptive system of fading mitigation techniques in relation to a system that does not consider such adaptability.

In the development of the Thesis is showed a study of three channel estimation techniques based on pilot added, blind and semi-blind. As result, the semi-blind estimation obtained the higher quality of the *CSI*. Although through the channel estimation is working at a reception with less error due to equalization at the receiver, the implementation of a semi-blind adaptive estimation that depends on the channel conditions and the *CSI* involved the obtaining of a lower *BER* with the same conditions of *SNR*.

Inside the work, a combination of adaptive algorithms of *DRR* and semi-blind channel estimation was made. It improved the bit error rate giving a cumulative performance to that obtained from the two techniques independently.

The technique to obtain the *CSI* referred in this Thesis consisted obtaining the signal variations when it is propagated through channel with time-varying fading. This parameter consisted of measuring the variable component with respect to time of the symbols received and affected by the channel.

The results check that the variable component with respect to time of the received symbol has a direct association to the degree of signal distortion and it implies the best way to quantify the channel effects over the symbols transmitted by a high frequency transmission.

The results obtained of the experimentation generate a measurable benefit in the power required for the information transmission into adverse conditions involving lower wear in transmission equipment in addition to lower power consumption.

Resumen

El surgimiento y desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas ha permitido establecer enlaces de comunicación con tasas de transmisión cada vez mayores; no obstante el radioenlace es afectado por desvanecimientos que repercuten en pérdidas en el enlace y generación de errores. A lo largo del tiempo se ha recurrido a varias técnicas para contrarrestar estos efectos, tales como el uso de modulaciones más eficientes, esquemas de codificación, control de potencia, entre otras.

Una estrategia que se ha usado para contrarrestar los fenómenos mencionados, corresponde a implementar algoritmos adaptativos que permitan a los sistemas de comunicaciones adaptarse a las condiciones que el enlace presente, con el objetivo de mantener la calidad de servicio del radioenlace en valores aceptables.

La adaptabilidad corresponde a la capacidad que tiene un sistema para configurarse con la finalidad de contrarrestar la vulnerabilidad o limitaciones del radioenlace cuando se presentan condiciones específicas. De manera habitual, algunos sistemas de telecomunicaciones emplean la adaptabilidad para mitigación de desvanecimientos basada en el control de potencia, no obstante esto puede tener consecuencias en un mayor consumo de energía.

Por lo expresado, en esta Tesis se estudiaron técnicas adaptativas para la mitigación de desvanecimientos en sistemas de comunicaciones móviles. De manera específica se aborda el estudio de la técnica de tasa de transmisión variable y la estimación de canal adaptativa. La implementación de ambas técnicas permitió comprobar la eficiencia espectral obtenida en un sistema adaptativo de técnicas de mitigación de desvanecimientos en relación a un sistema que no considera tal adaptabilidad.

En el desarrollo de la Tesis se realiza un estudio de tres técnicas de estimación de canal, basada en pilotos agregados, ciega y semi-ciega de las cuales se percibió una estimación de mayor calidad para el último de los casos. Aunque a través de la estimación de canal se colabora en una recepción con menor error debido a la ecualización implicada en el receptor, la implementación de una estimación adaptativa semi-ciega que dependa de las condiciones del canal y de la *CSI*, implicó la obtención de menor *BER* en condiciones con la misma *SNR*.

Dentro del trabajo se realizó una combinación de algoritmos adaptativos de *DRR* y estimación de canal semi-ciega que permitieron mejorar la tasa de error de bit otorgando un rendimiento acumulativo al obtenido de ambas técnicas.

La técnica de obtención de la *CSI* empleada en la Tesis consistió en la obtención de las variaciones que sufre la señal al propagarse por canales con desvanecimiento variable en el tiempo. Este parámetro consistió en la medición de la componente variable con respecto al tiempo de los símbolos recibidos y afectados por el canal.

Se comprobó que la componente variable con respecto al tiempo de los símbolos recibidos tiene una relación directa con el grado de afectación de la señal y refleja la mejor forma de cuantificar los efectos del canal sobre los símbolos transmitidos para una transmisión de alta frecuencia.

Los resultados obtenidos de la experimentación generan un beneficio cuantificable en la potencia requerida para la transmisión de información en condiciones adversas implicando menor desgaste en equipos de transmisión además de menor consumo energético.

Contenido

Agradecimientos.....	ii
Abstract.....	iii
Resumen.....	v
Contenido.....	vii
Lista de figuras.....	xi
Lista de tablas.....	xvii
Lista de acrónimos y abreviaturas.....	xxi
1. Planteamiento del problema.....	1
1.1 Contexto.....	1
1.2. Objetivo general.....	2
1.3. Objetivos específicos.....	3
1.4. Justificación.....	3
1.5. Metodología.....	4
1.6. Alcances.....	5
2. Marco teórico.....	7
2.1. Antecedentes.....	7
2.2. Comportamiento del canal.....	13
2.2.1. Desvanecimiento por dispersión de tiempo de la señal.....	15
2.2.2. Desvanecimiento por comportamiento variante en el tiempo del canal.....	17
2.2.3. Caracterización del canal en banda ancha.....	19
2.3. Técnicas de mitigación de desvanecimiento.....	21

2.3.1.	Mitigación de desvanecimiento por reducción de tasa de transmisión.....	22
2.3.2.	Estimación de canal.....	25
3.	Metodología	33
3.1	Escenario	33
3.2	Modelo de canal conmutado en banda estrecha.....	34
3.3	Información del estado del canal	37
3.4	Control de tasa de transmisión de datos como técnica de mitigación de desvanecimientos	39
3.5	Modelo de canal en banda ancha	41
3.6	Estimación de canal.....	44
3.7.	Modelo de canal <i>LTE</i> en banda ancha conmutado	46
3.8.	Sistemas de transmisión	49
3.8.1.	Sistema 1	49
3.8.2.	Sistema 2.....	51
3.8.3.	Sistema 3.....	52
3.8.4.	Sistema 4.....	54
3.9.	Estadísticos de segundo orden.....	56
4.	Resultados	61
4.1.	Introducción.....	61
4.2.	Modelo de canal conmutado en banda estrecha	61
4.3.	Modelo de canal en banda ancha	63
4.4.	Modelo de canal en banda ancha conmutado	68
4.5	Sistemas de transmisión y prueba.....	70
4.5.1.	Sistema 1	70
4.5.2	Sistema 2	83

4.5.3. Sistema 3	88
4.5.4. Sistema 4	96
5. Conclusiones y trabajos a futuro	105
Bibliografía	111
A1. Anexo 1	117
A1.1 SNR con comportamiento senoidal y cadena <i>markoviana</i> de 2 estados	117
A1.2. SNR con comportamiento senoidal y cadena <i>markoviana</i> de 3 estados	122
A2. Anexo 2	129
A2.1. Evaluación de estimador de canal	129
A3. Anexo 3	135
A3.1. Simulación utilizando canal de banda ancha <i>ETU-LTE</i> con codificador convolucional 2/3	135

Lista de Figuras

Fig. 1: Trama <i>LTE</i> [14].....	12
Fig. 2: Manifestaciones de desvanecimiento de canal.	15
Fig. 3: Modelo de canal invariante en el tiempo como filtro transversal	20
Fig. 4: Elementos considerados en la metodología.....	33
Fig. 5: Representación gráfica de una cadena de <i>Markov</i> de dos estados.....	35
Fig. 6: Modelo de canal banda estrecha conmutado.	36
Fig. 7: Estructura de la máquina de estados finitos utilizada.	40
Fig. 8: Máquina de estados para la conmutación de tasa de transmisión.	40
Fig. 9: Representación del modelo de canal en banda ancha <i>COST 207</i> como filtro transversal.	42
Fig. 10: Representación del modelo de canal en banda ancha <i>LTE</i> como filtro transversal.	43
Fig. 11: Esquema del estimador basado en símbolos piloto.....	44
Fig. 12: Esquema del estimador ciego	45
Fig. 13: Esquema del estimador semi-ciego.....	46
Fig. 14: Cadena <i>Markoviana</i> que define la conmutación del canal <i>LTE</i>	48
Fig. 15: Representación gráfica del sistema 1.....	50
Fig. 16: Estructura general del sistema 2.....	51
Fig. 17: Estructura del sistema para estimación de canal.	53
Fig. 18: Estructura general del sistema 4.....	54
Fig. 19: Representación gráfica de un <i>LCR</i>	57
Fig. 20: Representación gráfica de un <i>AFD</i>	59
Fig. 21: Comportamiento de las condiciones buena y mala del canal conmutado.....	62

Fig. 22: Comportamiento de las condiciones del canal conmutado de 3 estados	63
Fig. 23: Comportamiento de la magnitud compleja del canal <i>COST</i> 207 para 900MHz.....	64
Fig. 24: Series de tiempo de las trayectorias que integran el modelo del canal <i>COST</i> 207.....	64
Fig. 25: Comportamiento <i>Doppler</i> del modelo de canal <i>COST</i> 207.....	65
Fig. 26: Comportamiento de la magnitud compleja del canal <i>LTE</i> urbano para 1.7GHz	66
Fig. 27: Series de tiempo de los caminos que integran el modelo de canal <i>LTE</i> urbano	67
Fig. 28: Comportamiento <i>Doppler</i> del canal <i>LTE</i> urbano	67
Fig. 29: Comportamiento de la magnitud compleja del canal <i>LTE</i> conmutado para 1.7GHz.....	69
Fig. 30: Series de tiempo de los caminos que integran la señal del modelo de canal <i>LTE</i> conmutado	69
Fig. 31: Comportamiento de la tasa de transmisión al cambio de canal con una <i>SNR</i> constante de 13dB empleando un canal <i>Markoviano</i> de 2 estados.....	71
Fig. 32: Comportamiento de la tasa de transmisión al cambio del tipo de modelo de canal con un <i>SNR</i> de 13dB empleando un canal <i>Markoviano</i> de 3 estados.....	72
Fig. 33: <i>BER</i> para 7 tasas de operación con un canal <i>Markoviano</i> de 2 estados.....	73
Fig. 34: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo por <i>DRR</i>	74
Fig. 35: Dinámica de la potencia de <i>C.A.</i> de los símbolos recibidos.....	75
Fig. 36: Conmutación de la tasa de bits de acuerdo a la <i>CSI</i> registrada en las muestras recibidas.	76
Fig. 37: <i>BER</i> para 7 tasas de operación con un canal conmutado de dos estados.....	77
Fig. 38: Comportamiento dinámico de la potencia de <i>C.A.</i> de la señal recibida para un canal conmutado de 2 estados.....	79
Fig. 39: Conmutación de la tasa de bits de acuerdo a la varianza registrada en los símbolos recibidos.....	79
Fig. 40: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo del caso 3.....	80
Fig. 41: <i>BER</i> para 7 tasas de operación con un canal conmutado de dos estados en un caso 4.....	80
Fig. 42: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo caso 4.....	81

Fig. 43: Conmutación de tasa de acuerdo a la SNR dada para el caso 4.....	82
Fig. 44: Dinámica de la potencia de $C.A.$ de los símbolos recibidos para el caso 4.....	83
Fig. 45: Diagrama de dispersión para condiciones de SNR distintas.....	85
Fig. 46: BER para el sistema adaptativo sobre un canal $COST$ 207.....	85
Fig. 47: Conmutación de tasa respecto a la SNR utilizada para el Sistema 2.....	86
Fig. 48: Comportamiento dinámico de la potencia de $C.A.$ para el Sistema 2.....	87
Fig. 49: Comportamiento estable de la E_b/N_0 para el Sistema 2.....	88
Fig. 50: Diagrama de dispersión para símbolos recibidos del estimador de canal utilizando una SNR 10dB.....	89
Fig. 51: Diagrama de dispersión para símbolos recibidos del estimador de canal utilizando una SNR 34dB.....	90
Fig. 52: BER para estimaciones de canal del Sistema 3.....	91
Fig. 53: LCR para una SNR de 10dB en el Sistema 3.....	92
Fig. 54: AFD para una SNR de 10dB en el Sistema 3.....	92
Fig. 55: LCR para una SNR de 34dB del Sistema 3.....	93
Fig. 56: AFD para una SNR de 34dB del Sistema 3.....	94
Fig. 57: Comportamiento de la BER para las técnicas de estimación propuestas y un amplio rango de SNR	95
Fig. 58: Comportamiento de la BER para las técnicas de estimación propuestas, un amplio rango de SNR y codificador.....	96
Fig. 59: Conmutación de tasa de transmisión respecto al cambio de PDP del canal.....	97
Fig. 60: Comparativo de BER para un canal variable en el tiempo conmutable en tasa de transmisión con dos estimadores.....	98
Fig. 61: Ocurrencia de tasa de transmisión de acuerdo al ambiente del $Power Delay Profile$	100
Fig. 62: Comportamiento de la BER para los tres casos de experimentación del Sistema 4.....	100
Fig. 63: Comportamiento de la E_b/N_0 ante un umbral de operación.....	101

Fig. 64: Comportamiento comparativo del nivel de potencia de <i>C.A.</i> de los símbolos.....	102
Fig. 65: Comportamiento de los estadísticos de segundo orden <i>LCR</i> y <i>AFD</i> obtenidos para el caso A (imagen superior), caso B (central) y caso C (imagen inferior) para una <i>SNR</i> de 30dB.....	103
Fig. 66: Comportamiento de los estadísticos de segundo orden <i>LCR</i> y <i>AFD</i> obtenidos para el caso 1 (imagen superior), caso 2 (central) y caso 3 (imagen inferior) para una <i>SNR</i> de 0dB.	103
Fig. 67: Representación gráfica del canal <i>Markoviano</i> de dos estados utilizado en la simulación.	117
Fig. 68: Comportamiento senoidal de la <i>SNR</i> para fines de experimentación.....	118
Fig. 69: <i>BER</i> para siete tasas de operación con un canal <i>Markoviano</i>	119
Fig. 70: Comportamiento de la potencia de corriente alterna para el caso descrito.	119
Fig. 71: Conmutación de tasa de transmisión de datos del sistema simulado.....	120
Fig. 72: Conmutación de tasa de bits de acuerdo a la variación de la <i>SNR</i>	121
Fig. 73: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo.	121
Fig. 74: Canal <i>Markoviano</i> de tres estados utilizado en la simulación.	123
Fig. 75: <i>BER</i> para 7 tasas de operación con una canal <i>Markoviano</i> de tres estados.....	124
Fig. 76: Comportamiento de la potencia de <i>C.A.</i> registrada en el sistema de 3 estados.....	125
Fig. 77: Conmutación de tasa de acuerdo a la variación de la potencia de <i>C.A.</i> para la cadena <i>Markoviana</i> de 3 estados.....	125
Fig. 78: Conmutación de tasa de bits de acuerdo a variación de <i>SNR</i> con cadena de 3 estados..	126
Fig. 79: Comportamiento estable de la E_b/N_0 para el sistema adaptativo.	126
Fig. 80: Resultados de la estimación piloto de acuerdo a 4 técnicas de interpolación.	130
Fig. 81: Diagrama de dispersión de los símbolos ecualizados por tres tipos de interpolación.	131
Fig. 82: <i>BER</i> para diferentes técnicas de interpolación en la ecualización.	131
Fig. 83: Respuesta en frecuencia de las estimaciones ciegas <i>LS</i> y <i>MMSE</i>	133
Fig. 84: Resultados en el diagrama de dispersión empleando estimaciones ciegas.....	133
Fig. 85: <i>BER</i> para algoritmos de estimación ciega.	134

Fig. 86: <i>BER</i> para estimación de canal con codificador convolucional 2/3.	136
Fig. 87: <i>LCR</i> para una <i>SNR</i> de 10dB.....	137
Fig. 88: <i>AFD</i> para la <i>SNR</i> de 10dB.....	137
Fig. 89: <i>LCR</i> para una <i>SNR</i> de 34dB.....	138
Fig. 90: <i>AFD</i> para una <i>SNR</i> de 34dB.....	138

Lista de Tablas

Tabla 1: Comparativo de tasas de transmisión de datos entre <i>LTE</i> y estándares previos.....	8
Tabla 2: Características generales de <i>LTE</i>	9
Tabla 3: Bandas de frecuencia <i>LTE</i>	10
Tabla 4: Características específicas para <i>LTE</i> comercial.....	12
Tabla 5. Parámetros de la cadena de <i>Markov</i> del canal conmutado.....	36
Tabla 6. <i>Power Delay Profile</i> para <i>COST 207</i> en ambiente urbano.	42
Tabla 7: <i>Power Delay Profile</i> para <i>ETU-LTE</i> en ambiente urbano	43
Tabla 8: <i>Power Delay Profile</i> para modelos de canal <i>LTE</i> de acuerdo a Ergen [48].	47
Tabla 9: Parámetros utilizados en la experimentación del sistema 1.....	50
Tabla 10: Tasas de operación del <i>DRR</i> del sistema 1.....	50
Tabla 11: Parámetros específicos del sistema 2 con modelo de canal <i>COST 207</i>	52
Tabla 12: Espectro <i>Doppler</i> por cada camino de acuerdo al modelo de canal.....	52
Tabla 13: Parámetros del sistema <i>LTE</i> para estimación de canal.	53
Tabla 14: Parámetros de la experimentación para el sistema 4.....	55
Tabla 15: Tasas de transmisión utilizadas con el algoritmo <i>DRR</i> para el sistema 4.....	55
Tabla 16: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal <i>COST 207</i>	65
Tabla 17: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal <i>LTE</i> urbano	68
Tabla 18: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal <i>LTE</i> urbano	70
Tabla 19: Valores promedio de los parámetros cuando se lleva a cabo la adaptación de tasa de bits.....	74
Tabla 20: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema de canal conmutado de dos estados.....	76

Tabla 21: Valores promedio de los parámetros registrados en el receptor del sistema para cuando se lleva a cabo la adaptación de tasa de bits.....	77
Tabla 22: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema con canal conmutado de dos estados.....	78
Tabla 23: Valores promedio de los parámetros obtenidos en el caso 4.....	81
Tabla 24: Porcentaje de utilización de las tasas en el caso 4.....	82
Tabla 25: Tasas de bits utilizadas en el Sistema 2.....	84
Tabla 26: Valores promedio de los parámetros registrados en el sistema 2.....	86
Tabla 27: Porcentaje de operación de las tasas de datos para el Sistema 2.....	87
Tabla 28: Valores de dispersión obtenidos en la recepción de símbolos.....	90
Tabla 29: Correlación de estadísticos de segundo orden: <i>LCR</i> y <i>AFD</i> de las estimaciones para $SNR=10\text{dB}$	93
Tabla 30: Correlación de estadísticos de segundo orden: <i>LCR</i> y <i>AFD</i> de las estimaciones del canal cuando $SNR=34\text{dB}$	94
Tabla 31: Variación de tasa con SNR de 10dB para el Sistema 4.....	98
Tabla 32: Matrices de transición para ambientes del <i>Power Delay Profile</i> del Sistema 4.....	99
Tabla 33: Parámetros promedio de la relación E_b/N_0	101
Tabla 34: Parámetros promedio de la varianza de los símbolos.....	101
Tabla 35: Valores de correlación entre el <i>LCR</i> de cada ambiente <i>LTE</i> obtenidos en condiciones extremas para los tres casos estudiados.....	104
Tabla 36: Valores de correlación entre el <i>AFD</i> cada ambiente <i>LTE</i> obtenidos en condiciones extremas para los tres casos estudiados.....	104
Tabla 37: Parámetros registrados en el receptor del sistema adaptativo.....	122
Tabla 38: Porcentaje de utilización de las tasas de bit empleadas en el sistema.....	123
Tabla 39: Parámetros registrados en el receptor del sistema cuando se aplica la <i>DRR</i>	127
Tabla 40: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema adaptativo de 3 estados.....	128

Tabla 41: Parámetros para análisis de estimación basada en pilotos.....	130
Tabla 42: Parámetros del sistema de estimación ciega sin <i>AWGN</i>	132
Tabla 43: Correlación de estadísticos de segundo orden para las estimaciones con <i>SNR</i> de 10dB	136
Tabla 44: Correlación de estadísticos de segundo orden de las estimaciones para <i>SNR</i> de 34dB	139

LISTA DE ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

E_b/N_0	Relación de Energía de Bit con respecto a Densidad de Ruido
3GPP	Proyecto Asociación de 3ª Generación
AFD	Duración de Desvanecimiento Promedio
AMC	Modulación y Codificación Adaptativa
AWGN	Ruido Blanco <i>Gaussiano</i> Aditivo
BER	Tasa de Error de Bit.
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
CDF	Función de Distribución Acumulada
CoMP	Multipunto Coordinada
CP	Prefijo cíclico
CPICH	Canal Piloto Común
CSI	Información del Estado de Canal
DFT	Transformada Discreta de Fourier
DPCCH	Canal de Control Físico Dedicado
DPDCH	Canal de Datos Físico Dedicado
DRR	Reducción de Tasa de Transmisión de Datos.
EPA	Ambiente Peatonal Extendido
ETU	Ambiente Típico Urbano
E-UTRAN	Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionado
EVA	Ambiente Vehicular Extendido
FDD	Duplexión por División de Frecuencia
FDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia
FEC	Codificación de Control de Errores
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FMT	Técnica de Mitigación de Desvanecimientos
GPRS	Servicio General de Radio por Paquetes
GSM	Sistema Global de Comunicación Móvil
HAP	Plataforma de Gran Altitud

HSPA	Acceso por Paquetes de Alta Velocidad
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa
IMT-Advanced	Telecomunicaciones Internacionales Móviles –Avanzado
IP	Protocolo de Internet
ISI	Interferencia Intersímbolo
ITU	Unión Internacional de Comunicaciones
LCR	Tasa de Cruces de Nivel.
LMMSE	Error Cuadrático Medio Mínimo Lineal
LOS	Línea de Vista Directa.
LS	Mínimos Cuadrados.
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	Múltiples Entradas Múltiples Salidas
ML	Máxima Verosimilitud
MMSE	Error Cuadrático Medio Mínimo.
MUI	Interferencia Multiusuario
OFDM	Multiplexión por División de Tiempo Ortogonal
PDF	Función de Distribución de Probabilidad.
PDF	Perfil de Retardo de Potencia
QAM	Modulación por Amplitud en Cuadratura.
QPSK	Modulación por Cambio de Fase en Cuadratura
RMS	Valor Cuadrático Medio
RS	<i>Reed Solomon</i>
S3G	Super 3G
SF	Factor de ensanchamiento.
SNR	Relación Señal a Ruido
TDD	Duplexión por División de Tiempo.
TDL	<i>Tapped Delay Line</i>
UMMSE	Error Cuadrático Medio Mínimo Imparcial
WCDMA	Acceso Múltiple por División de Código en Banda Ancha

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 CONTEXTO

Nuevos estándares de telecomunicación permiten la implementación de sistemas de comunicación a través del uso de recursos de banda ancha para aplicaciones multimedia que brinden versatilidad y movilidad a los servicios mediante conexiones inalámbricas. Esto implica un incremento en los servicios disponibles a usuarios residenciales, industriales, académicos y prácticamente a cualquier persona que requiera comunicar algo. Aplicaciones simples de esta índole son la televisión por cable, la telefonía celular, servicios de teleconferencia, mandos controlados a distancia, telefonía satelital, comunicación aeronáutica, entre muchas otras.

El uso de los nuevos estándares demanda a los sistemas operar en rangos de frecuencia del espectro radioeléctrico no asignados a aplicaciones y que sean subastados por la Comisión de Telecomunicaciones local. Normalmente las bandas disponibles son de alta frecuencia de portadora lo que conlleva a trabajar con señales que presentan una longitud de onda muy pequeña.

Las señales radioeléctricas experimentan los fenómenos de reflexión, refracción y difracción cuando se propagan por un medio. Estos fenómenos se presentan ante variaciones climatológicas, tales como lluvia o nubosidades, o bien ante contaminación, tolvaneras, grandes cuerpos de agua, edificaciones, entre otros. Todos ellos constituyen variaciones lentas y rápidas las cuales son descritas y clasificadas por Sklar [1]. El grado de afectación de una señal ante los fenómenos mencionados tiene una relación inversa con la longitud de onda que tiene la señal lo cual repercute en un mayor debilitamiento en potencia o atenuación conforme la frecuencia de operación es mayor. Esta afectación a su vez refleja un índice de errores en los datos recibidos superior al presentado bajo condiciones de una línea de vista directa (*LOS*) entre la antena transmisora y la receptora.

De acuerdo a Sánchez-Salas [2] y a Pérez-Fontán [3] existen dos formas principales de representar la disminución de potencia de una señal cuando se propaga en un canal de transmisión, a través de un modelo determinista y de un modelo estocástico. El modelo determinista considera características del canal conocidas como obstáculos presentes en la *LOS*, la distancia entre antenas y la frecuencia de operación. Estos son empleados para estimar parámetros generales del sistema tales como la amplitud o atenuación de la señal. Sin embargo un modelo determinístico no considera condiciones de movilidad de usuario ni el efecto multicamino de la señal.

Por el contrario el modelo estocástico permite representar las características del medio a través de una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad (*PDF*) y momentos de orden p (m_p). Conceptos sobre variable aleatoria pueden encontrarse en Ross [4].

En la literatura se encuentran diversas técnicas para disminuir los efectos de la atenuación de una señal que se propaga por un canal, las cuales de manera general son agrupadas por Castanet [5] en tres rubros: Control de potencia en el canal de subida, Reducción en la tasa de transmisión de datos y Codificación Adaptativa.

El control de potencia en el canal de subida incrementa la potencia del transmisor directamente proporcional al aumento de la atenuación registrada en la señal recibida.

La reducción en la tasa de transmisión de datos (*DRR*) también llamada técnica de tasa de transmisión variable decreta la tasa de transmisión de datos de manera proporcional al incremento de la atenuación para mantener cuasi-constante la cantidad de errores recibidos y representados mediante la Tasa de error de bit (*BER*). Esta técnica trabaja con tasas de datos nominales en condiciones de baja atenuación y son decremadas proporcionalmente a la disminución de potencia registrada en la señal recibida.

La técnica de Codificación Adaptativa utiliza codificadores de línea con diferentes capacidades de corrección de errores operables a razón del grado de atenuación que se registre en la señal proveniente del canal. Esta técnica trabaja con un patrón nominal de baja capacidad de corrección de errores y poca complejidad computacional y conforme se incrementa la atenuación el codificador recurre a patrones de corrección con mayor capacidad pero que requieren de mayores recursos computacionales.

Aunque en la literatura se aprecian técnicas que disminuyen los efectos de atenuación de la señal transmitida por un canal, a nivel comercial los equipos de telecomunicaciones emplean el control de potencia en el canal de subida para mitigar este fenómeno. Esto impacta en el consumo de potencia así como en el tiempo de vida de los equipos.

1.2. OBJETIVO GENERAL

Analizar y evaluar esquemas adaptativos empleados como técnica para la mitigación de la atenuación en enlaces de comunicaciones móviles de cuarta generación a través de la simulación de un canal de banda ancha y un sistema de transmisión que incremente el rendimiento de la transferencia de información mediante una mayor eficiencia espectral, una menor tasa de error y un decremento en los tiempos de pérdida de enlace.

1.3. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para cumplir con el objetivo general es necesario cubrir los objetivos particulares siguientes:

- i. Diseñar un modelo de canal en banda ancha que simule la propagación de una señal con estándar de cuarta generación *LTE (Long Term Evolution)* para un ambiente urbano típico, vehicular y transeúnte.
- ii. Evaluar la implementación de la técnica de mitigación de atenuación por reducción de tasa de transmisión de datos en un sistema simulado de comunicación de cuarta generación adaptativo.
- iii. Evaluar estadísticamente las técnicas de estimación de canal en un sistema simulado de comunicación de cuarta generación en la obtención de una Información del Estado de Canal o *CSI (Channel State Information)*.
- iv. Identificar los beneficios de una *CSI* para la mitigación de la atenuación en las señales recibidas.
- v. Implementar un sistema simulado de comunicación de cuarta generación que combine el rendimiento de la técnica de reducción de tasa de transmisión y la ecualización generada por la estimación de canal.
- vi. Evaluar el rendimiento de los sistemas propuestos a través de la eficiencia espectral, la *BER*, la dispersión de los símbolos y a través de estadísticos de segundo orden.

A su vez se espera que el trabajo propuesto pueda en trabajos futuros ser implementado en equipos de comunicación comerciales.

1.4. JUSTIFICACIÓN

En la actualidad las empresas de telecomunicaciones requieren mitigar la atenuación de sus enlaces de comunicación a través del uso eficiente de los recursos debido a la creciente demanda en el número de usuarios y de servicios de banda ancha. Sistemas de comunicación operables comercialmente cuentan con mitigación de atenuación a través de la variación de potencia, lo cual repercute en una disminución en la cantidad de errores en la recepción de datos pero presentan el inconveniente de operar a mayores potencias y disminuir el tiempo de vida de los equipos.

Por lo anterior existe un área de oportunidad en el diseño e implementación de algoritmos que mitiguen la atenuación en enlaces inalámbricos y por ende mantengan una calidad en los servicios que un proveedor ofrece.

Un trabajo orientado al análisis de técnicas que permitan mitigar la atenuación de la señal transmitida cuando se propaga por un canal inalámbrico requiere de un modelado de las condiciones de operación del sistema, principalmente cuando éste se desarrolla a nivel de simulación. La importancia del manejo de un modelo de canal adecuado a las condiciones de transmisión implica que se conoce el comportamiento estadístico que éste asumirá para contrarrestarlo.

Los algoritmos que disminuyan los efectos atenuantes del canal hacia la señal que se propaga por él deben operar con el modelo de canal del estándar utilizado para identificar analíticamente las condiciones requeridas en su implementación.

Lo anterior conlleva el diseño de nuevos sistemas de comunicación inalámbrica que otorgue al usuario condiciones de transmisión que le permita una recepción continua de datos a una máxima tasa de transmisión independientemente de la atenuación presentada en el canal de transmisión repercutiendo en menor cantidad de errores de transmisión y mayor eficiencia espectral.

1.5. METODOLOGÍA

Las etapas consideradas en el desarrollo de este trabajo de tesis son las siguientes:

- i. Estado del arte sobre modelado de canal.
- ii. Simulación y análisis de un modelo de canal que represente condiciones variantes en el tiempo.
- iii. Diseño de una cadena de *Markov* para la conmutación de las condiciones del modelo de canal.
- iv. Estado del arte sobre técnicas para obtención de *CSI* sin información de control.
- v. Identificación de los requerimientos para la obtención de información del estado del canal (*CSI*) de los símbolos recibidos.
- vi. Estado del arte en las técnicas de mitigación de la atenuación en enlaces inalámbricos.
- vii. Simulación y análisis de la técnica de mitigación de atenuación por reducción de tasa de transmisión.
- viii. Diseño y simulación de una máquina de estados para la conmutación de tasas de transmisión de datos.
- ix. Simulación y análisis de un modelo de canal en banda ancha que represente condiciones variantes en el tiempo empleando el estándar *LTE*.
- x. Diseño de una cadena de *Markov* para la conmutación de del modelo de canal en banda ancha para tres ambientes: Urbano típico, Vehicular y Transeúnte (*pedestrian*).
- xi. Estado del arte en técnicas de estimación de canal histórico y basado en protocolos de últimas generaciones.

- xii. Simulación y análisis de los tres tipos generales de técnicas de estimación de canal: pilotos agregados, técnica ciega y semi-ciega.
- xiii. Análisis y valoración de la *CSI* obtenida de la estimación de canal y su relación con la atenuación en las señales propagadas por un canal inalámbrico.
- xiv. Implementación de un sistema simulado que combine la estimación de canal con la reducción de tasa de transmisión de datos.

1.6. ALCANCES

La mitigación de la atenuación en enlaces de comunicaciones inalámbricas implica la implementación de esquemas particulares a los sistemas y a los protocolos que emplean. Por ello, en este trabajo de tesis se acotan los alcances de la investigación.

Los algoritmos propuestos en la metodología serán evaluados a nivel de simulación a través de MATLAB.

El estándar que se manejará en el desarrollo de la tesis corresponde a *LTE* tanto en el modelado de canal como en las técnicas exploradas.

El análisis de técnicas de mitigación de atenuación se centrará en la técnica de *DRR*.

El análisis de las técnicas de estimación de canal consistirá en la simulación y prueba de un algoritmo de pilotos agregados, un algoritmo de técnica ciega basado en Error Cuadrático Medio Mínimo (*Minimum Mean Square Error* por sus siglas en inglés *MMSE*) y en Mínimos Cuadrados (*Least Squares* por sus siglas en inglés *LS*) y un algoritmo semi-ciego basado en los dos anteriores. Se dispone para cada estimación de un ecualizador de canal.

La implementación del sistema que combina *DRR* y estimación se acota al manejo de un algoritmo semi-ciego en serie con el algoritmo *DRR*.

La evaluación de los sistemas propuestos será realizada a través de dispersión de símbolos, *BER* y los estadísticos de segundo orden: Tasa de cruces de nivel (*Level Crossing Rate* por sus siglas en inglés *LCR*) y Duración de desvanecimiento promedio (*Average Fading Duration* por sus siglas en inglés *AFD*).

La variabilidad de ambientes del modelo de canal es realizado a través de una cadena *Markoviana* de 2 y 3 estados.

2. MARCO TEÓRICO

Hoy en día, las tecnologías de comunicaciones móviles han evolucionado a través del soporte a nuevos servicios y tasas de transmisión más altas que permitan mayor transferencia de información con la menor cantidad de errores. El canal de transmisión inalámbrico presenta un comportamiento aleatorio el cual requiere de un modelo que represente sus características de forma estadística. Uno de los nuevos estándares de comunicación es *LTE* el cual tiene un esquema de comunicación móvil con características de cuarta generación. Dentro de este Capítulo se realiza una exploración teórica de las características principales de este estándar, así como de los mecanismos necesarios de implementarse en un sistema de esta índole que propicie una propagación de información con menor cantidad de errores que estándares de tercera generación y previos. Además dentro del mismo Capítulo se consideran elementos para la obtención de la *CSI* y los algoritmos necesarios para disminuir los efectos de atenuación y dispersión provocados en la señal transmitida por el canal de transmisión. Dentro de estos se encuentran las técnicas de mitigación de desvanecimiento y las técnicas de estimación de canal.

2.1. ANTECEDENTES

Un organismo encargado de regular la evolución de las tecnologías de comunicaciones es la *3GPP (3rd Generation Partnership Project)* la cual, de acuerdo a *3GPP Scope* [6], desde su creación en 1998 ha propiciado el desarrollo y difusión de las tecnologías de tercera generación a nivel mundial. La *3GPP* es responsable de la evolución de los estándares *GSM (Global System for Mobile Communication)*, *UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)* y *LTE (Long Term Evolution)*.

De acuerdo a Toskala [7], *LTE* fue descrito por primera ocasión dentro del *release 8* publicado en 2009. En el *release 9* es en su mayoría un *release* de mantenimiento que incluye características y correcciones del primer *release* de *LTE* aumentando la velocidad del canal de bajada (*downlink – DL*) y el canal de subida (*uplink – UL*) definiendo un valor pico de 82Mbps y de 20Mbps respectivamente. Además en el *release 9* se incluyen nuevos algoritmos de cifrado con respecto a la versión anterior. Para el *release 10*, la *3GPP* realizó la evolución de *LTE* a *LTE-Advanced* incrementando la tasa de transmisión a través de anchos de banda asimétricos y superiores al de *LTE release 9*, esto sin exceder los 100MHz para los anchos de banda del canal de bajada y el canal de subida. Además emplea un esquema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) de 8X8 para el canal de bajada y de 4X4 para el canal de subida. De acuerdo a Meyer [8] *LTE-Advanced* supera o al menos iguala los requerimientos *IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications-Advanced)* de la *ITU-R (International Communication Union)* que consiste en telefonía móvil *4G* y servicios de internet. Meyer argumenta que para lograr mejores

resultados se implementa transmisión y recepción multipunto coordinada (*CoMP*) lo que reduce la interferencia co-canal en células vecinas.

En términos generales, *LTE* presenta características particulares que los diferencian de otros protocolos. De acuerdo a Toufik [9] y al informe TR 25.913 de *3GPP* [10], las características de *LTE* más representativas son:

- Tiempo de establecimiento de la conexión menor que en tecnologías previas siendo de acuerdo a Peñuelas 2011 [11] 10ms para *LTE*, menor a 50ms para *HSPA+* (*High Speed Packet Access Plus*) y de 150ms para *WCDMA* (*Wideband Code Division Multiple Access*).
- Menor tiempo de latencia que en tecnologías previas.
- Tasas de transmisión superiores a las empleadas en protocolos previos. Esto se observa en la Tabla 1 de Ferran [12].
- Mejorar la tasa de datos a los usuarios en el límite de la celda los cuales son afectados por interferencia inter-celular.
- Costo reducido por bit implementando mejoras en la eficiencia espectral.
- Gran flexibilidad en el uso del espectro y bandas nuevas y pre-existentes.
- Arquitectura de red simplificada ya que maneja a través de paquetes de datos únicos diferentes tipos de información.
- Consumo de potencia menor para terminales móviles con respecto a terminales que utilizan otras tecnologías.
- El acceso de radio *LTE* es optimizado para tráfico conmutado de paquetes con alta tasa de transmisión de datos y baja latencia.

Tabla 1: Comparativo de tasas de transmisión de datos entre *LTE* y estándares previos

Sistema de Comunicación	Velocidad de transmisión de datos en el canal de bajada
<i>GSM (Global System for Mobile)</i>	9.6Kbps
<i>GPRS (General Packet Radio Service)</i>	21.4Kbps
<i>HSPA</i>	14.4Mbps
<i>HSPA+</i>	28Mbps
<i>LTE</i>	100Mbps

Algunas características técnicas generales de *LTE* son mostradas en la Tabla 2.

Tabla 2: Características generales de *LTE*

Parámetro	Características
Tasa de datos pico	100Mbps para <i>DL</i> 50Mbps para <i>UL</i>
Rendimiento promedio de usuario por MHz comparado a <i>HSPA Release 6</i>	3 a 4 veces más para <i>DL</i> 2 a 3 veces más para <i>UL</i>
Eficiencia espectral en bit/s/Hz/cell comparado a <i>HSPA Release 6</i>	3 a 4 veces más para <i>DL</i> 2 a 3 veces más para <i>UL</i>
Movilidad	0-15Km/h (optimizado para este rango) 15-120Km/h (alto rendimiento garantizado) 120-350Km/h (conectividad mantenida)
Anchos de banda soportados	1.25-20MHz
Asignación de ancho de banda	Soporta operación <i>FDD (Frequency Division Duplex)</i> y <i>TDD (Time Division Duplex)</i>
Latencia	5ms latencia de usuario-plano en capa <i>IP (Internet Protocol)</i> 100ms latencia control-plano de estado <i>idle</i> a activo
Número de usuarios por célula	Por lo menos 200 con ancho de banda de 5MHz Por lo menos 400 en anchos de banda superiores a 5MHz

De acuerdo a Kaiser y Fasel en [13], *LTE* es también referido como una red *E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access)* o *S3G (Super 3G)* y cuyas especificaciones definen una nueva interface física para incrementar la tasa de transmisión datos de la radio móvil celular con respecto a *HSPA*. La diferencia clave que argumentan Kaiser y Fasel [13] consiste en un canal de bajada *OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* y un canal de subida *FDMA (Frequency Division Multiple Access)* de portadora simple con tasas de transmisión de 100Mbps y 50Mbps respectivamente para el *release 8*. Estas mejoras se deben a la calendarización dependiente del canal y la adaptación de tasa que emplea, también en el dominio de la frecuencia a la multiplexión espacial con *MIMO (Multiple Input Multiple Output)* y a anchos de banda de canal de hasta 20MHz.

Por otra parte Rodríguez-García [14] realiza un concentrado de características de *LTE* los cuales son referenciados en Meyer [8] y Castanet et.al. [5]. Entre sus principales elementos se consideran las bandas de frecuencia en los cuales *LTE* puede operar de acuerdo a la región geográfica en la que se trabaje. Estas bandas de frecuencia se aprecian en la Tabla 3 de Rodríguez-García [14].

LTE incrementa la eficiencia espectral con respecto a tecnologías *HSPA*, *GSM* y *WCDMA* además de que el ancho de banda que utiliza puede ser de 1.25MHz, 2.5MHz, 5MHz, 10MHz y 20MHz. Debido a que la conexión de *LTE* es *IP* de extremo a extremo se requiere conmutación

de paquetes *IP* para la transferencia de datos. Con respecto a la multiplexión, *LTE* trabaja con *OFDM* y cuyas características generales son de acuerdo a Rodríguez-García [14]:

Tabla 3: Bandas de frecuencia *LTE*

Banda	Rango <i>UL</i> (MHz)	Rango <i>DL</i> (MHz)	Modo	Región
1	1920-1980	2110-2170	<i>FDD</i>	Europa, Asia
2	1850-1910	1930-1990	<i>FDD</i>	Américas (Asia)
3	1710-1785	1805-1880	<i>FDD</i>	Europa, Asia (Américas)
4	1710-1755	2110-2155	<i>FDD</i>	Américas
5	824-849	869-894	<i>FDD</i>	Américas
6	830-840	875-885	<i>FDD</i>	Japón
7	2500-2570	2620-2690	<i>FDD</i>	Europa, Asia
8	880-915	925-960	<i>FDD</i>	Europa, Asia
9	1749.9-1784.9	1844.9-1879.9	<i>FDD</i>	Japón
10	1710-1770	2110-2170	<i>FDD</i>	Américas
11	1427.9-1452.9	1475.9-1500.9	<i>FDD</i>	Japón
12	698-716	728-746	<i>FDD</i>	Américas
13	777-787	746-756	<i>FDD</i>	Américas
14	788-798	758-768	<i>FDD</i>	Américas
...				
17	704-716	734-746	<i>FDD</i>	-
...				
33	1900-1920	1900-1920	<i>TDD</i>	Europa, Asia (no Japón)
34	2010-2025	2010-2025	<i>TDD</i>	Europa, Asia
35	1850-1910	1850-1910	<i>TDD</i>	-
36	1930-1990	1930-1990	<i>TDD</i>	-
37	1910-1930	1910-1930	<i>TDD</i>	-
38	2570-2620	2570-2620	<i>TDD</i>	Europa
39	1880-1920	1880-1920	<i>TDD</i>	China
40	2300-2400	2300-2400	<i>TDD</i>	Europa, Asia

- Espaciado de subportadora: $\Delta f = 15 \text{ KHz}$.
- Duración del símbolo *OFDM*: $T_u = \frac{1}{\Delta f} \approx 66.7 \mu\text{s}$.
- El ancho de banda de una señal *OFDM* es: $BW = N_c \Delta f$, donde N_c es el número de subportadoras.
- Puede implementarse digitalmente a través de la *IDFT* (*Inverse Discrete Fourier Transform*) en el transmisor y la *DFT* (*Discret Fourier Transform*) en el receptor.

- El tamaño de la ventana de *FFT* (*Fast Fourier Transform*) debe ser $N_{FFT} = 2^n$ donde n es cualquier entero.
- La tasa de muestreo es: $f_s = \Delta f N_{FFT} = 15000 * N_{FFT}$ por lo tanto el tamaño de la *FFT* debe elegirse satisfaciendo el teorema de muestreo.

OFDM es resistente a la dispersión de retardo multicamino debido a la implementación del Prefijo Cíclico (*CP*), el cual consiste en separar los símbolos *OFDM* utilizados por un intervalo de guarda. Este *CP* es la copia del final del símbolo *OFDM* insertado al inicio. Es importante considerar que dicho elemento debe ser seleccionado ligeramente más grande que la dispersión de retardo esperado en el canal de radio. Existen dos tipos de prefijo cíclico dependiendo de la longitud que este presenta: *CP* normal que corresponde al modo de operación esperado para *LTE* y cuyo tamaño ha sido puesto en $\sim 4.7\mu s$. Soporta variaciones alrededor de 1.4Km con una pérdida de capacidad de 6.6% y *CP* extendido, diseñado para proveer robustez al efecto multicamino en células grandes y para usos con mensajes en *broadcast* multi-célula. Otorga protección por arriba de 10Km de dispersión de retardo con una pérdida de capacidad del 20%.

Comercialmente, *LTE* opera en las bandas de 700MHz, 1.7GHz, 2.1GHz y 2.5GHz con tasa pico para el canal de bajada con 2 canales *MIMO* de 100Mbps en canal de 20MHz y para el canal de subida con un canal *TX* (transmisión) de 50Mbps en canal de 20MHz. Las configuraciones *MIMO* recomendadas son para canal de bajada: 4T2R, 2T2R, 1T2R, 1T1R y para el canal de subida: 1T2R y 1T1R donde $nTmR$ considera n antenas transmisoras y m antenas receptoras. Otras características se aprecian en la Tabla 4.

Debido a la naturaleza del trabajo desarrollado en la tesis, es de importancia considerar aspectos característicos en la capa física de *LTE*. Estos recursos físicos se encuentran organizados en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo.

Los recursos de radio *LTE* son organizados en un *grid* bidimensional tiempo-frecuencia en el cual la unidad más grande de tiempo es 10ms, tiempo que constituye la trama de radio (*radio frame*). Esta es dividida en 10 subtramas de 1ms y cada una de ellas es dividida en dos *slots* de 0.5ms que comprenden cada uno 7 símbolos *OFDM* para operación *CP* normal o bien 6 símbolos *OFDM* para el caso de *CP* extendido. La representación gráfica que Rodríguez-García [14] propone se muestra en la Fig. 1 y en la cual se aprecian los puntos descritos arriba.

Con respecto a lo que argumenta Rodríguez-García [14], una terminal móvil *LTE* necesita un estimador del canal complejo por cada subportadora. Una forma de estimar el canal en transmisión *OFDM* es insertar símbolos de referencia conocidos llamadas señales de referencia de canal de bajada de celda específica, éstas son transmitidas en cada subtrama del canal de bajada abarcando todo el ancho de banda de la célula para dicho canal. Para estimar el canal sobre el *grid* tiempo-frecuencia completo y con la finalidad de reducir el ruido en las estimaciones de canal, la terminal móvil debe llevar a cabo la interpolación/promedio (*interpolation/averaging*) a través de múltiples símbolos de referencia.

Tabla 4: Características específicas para LTE comercial.

Parámetro	Características
Eficiencia espectral	<i>DL</i> : 5 bits/s/Hz <i>UL</i> : 2.5 bits/s/Hz
Rendimiento de usuario	<i>DL</i> promedio: 1.6 – 2.1 bits/s/Hz <i>UL</i> promedio: 0.66 – 1.0 bit/s/Hz <i>DL</i> borde celda: 0.04 – 0.06 bits/s/Hz <i>UL</i> borde celda: 0.02 – 0.03 bits/s/Hz
Latencia	Plano de control: <50-100ms Plano de usuario: < 5ms.
Movilidad	Optimizado para bajas velocidades (<15Km/h) Alto rendimiento a velocidades superiores a 120Km/h Mantiene enlaces a velocidades superiores a 350Km/h (500Km/h para ciertas frecuencias)
Cobertura	Rendimiento completo arriba de 5 Km. Ligera degradación de los 5 – 30 Km Operación superior a 100 Km no es impedida por el estándar.

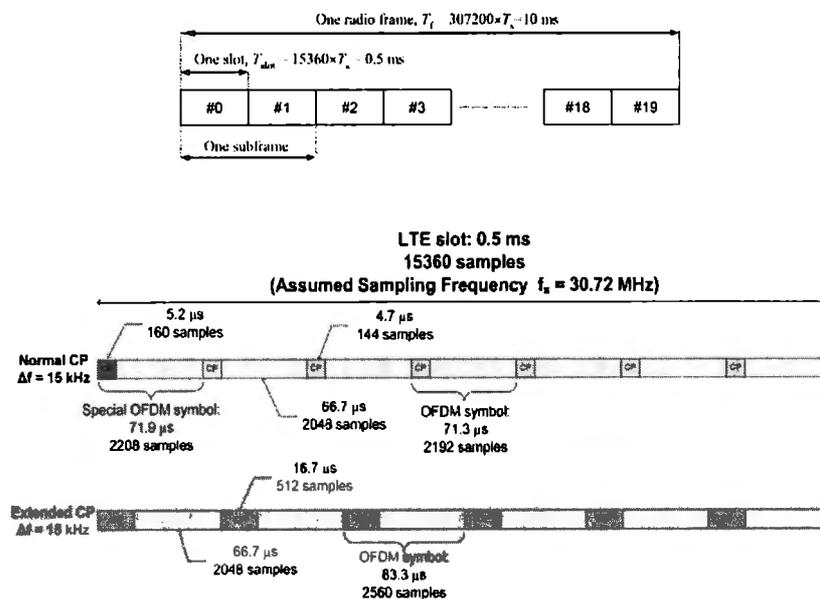


Fig. 1: Trama LTE [14]

Además, *LTE* considera una adaptación del enlace de acuerdo a variaciones en la calidad del enlace de radio consistiendo en un ajuste dinámico de la tasa de transmisión de datos. Este se basa en el control mediante un ajuste en el esquema de modulación y la tasa de codificación del canal es decir a través de una Modulación y codificación Adaptativa (*AMC*). Los esquemas de modulación para el canal de subida y el canal de bajada utilizados son: *QPSK* (2 bits), *16QAM* (4 bits) y *64QAM* (6 bits). Con respecto a la codificación de canal, esta es realizada a través de Turbo-códigos con tasa nominal de 1/3.

2.2. COMPORTAMIENTO DEL CANAL

En el análisis de un proceso de comunicación se requiere de la construcción de un modelo de canal para el conocimiento de sus características y la identificación de su comportamiento ante la transmisión de datos. Este modelo puede ser a través de un criterio determinista o bien mediante un criterio estocástico.

A través de un modelo estocástico las características del medio son representadas a través de una variable aleatoria con una distribución, una media y una varianza dados. De acuerdo a Ferrán y Lema-Rosas [15], lo anterior se debe a que de la misma forma que el ruido, un canal de transmisión es considerado un fenómeno con características aleatorias al cual no se le puede especificar el voltaje instantáneo en función del tiempo, por lo que requiere asumirse que sigue una distribución estadística conocida. Funciones comunes de densidad de probabilidad (*PDF*) empleadas para modelar un canal de comunicaciones son la distribución Normal o *Gaussiana*, la distribución *Rayleigh* y la distribución *Rician*. De acuerdo a Rappaport [16], el tipo de distribución considerada en el modelo dependerá del tipo de ruido que afecta a la información que se propaga por el canal o bien a la potencia de su señal de línea de vista directa y sus multicaminos.

Un modelo estocástico consiste de una colección de variables aleatorias de la forma mostrada en (1) donde por cada $t \in T$, $X(t)$ es una variable aleatoria [4].

$$P = \{X(t), t \in T\} \quad (1)$$

El índice t de la expresión (1) se interpreta como el tiempo y a $X(t)$ como el estado del proceso en el tiempo t . El conjunto T es llamado el conjunto de índices del proceso siendo un conjunto contable si refiere a proceso de tiempo discreto o bien si T corresponde a un intervalo del eje real se refiere a un proceso de tiempo continuo. En nuestro caso, la aplicación mostrada en el documento refiere a un proceso discreto.

Con el objeto de identificar los parámetros de una variable aleatoria, es necesario definir el momento de orden p (m_p) de la forma mostrada en (2).

$$m_p = E[x^p] = \int_{-\infty}^{\infty} x^p f_X(x) \quad (2)$$

Donde: $m_0=1$, $m_1 = E(X) = m_X$ y $m_2 = E(X^2)$. De los anteriores, $E(X)$ es conocido como la media de la variable aleatoria y de manera explícita se expresa como en (3).

$$E(X) = \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) \quad (3)$$

Un segundo tipo de momento es el denominado momento centrado μ_p que matemáticamente se define como en (4).

$$\mu_p = E[(x - E(X))^p] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_X)^p f_X(x) \quad (4)$$

De (4), se puede considerar que $\mu_0=1$, $\mu_1=0$ y $\mu_2 = \sigma_X^2$ siendo ésta última denominada la componente variable con respecto al tiempo o varianza de X .

Por otra parte, y tomando en consideración que la tecnología empleada en el trabajo de tesis corresponde a *LTE*, es necesario recurrir a un modelo de canal apropiado en la definición de sus características. El modelo de canal depende directamente de las condiciones del medio en el que se propaguen las señales así como por las condiciones de movilidad del usuario, por lo cual las manifestaciones de desvanecimiento serán variables para su análisis y representación. Existen dos tipos de efectos de desvanecimiento que caracterizan las comunicaciones móviles de acuerdo a Sklar [17], el efecto a gran escala y el efecto a pequeña escala.

El desvanecimiento a gran escala representa la atenuación promedio de potencia de la señal o *path-loss* ocasionado por el movimiento sobre grandes áreas. Este fenómeno es afectado por contornos prominentes del terreno entre la antena transmisora y la receptora. Al efecto ocasionado por este tipo de obstáculos se le llama sombra. La estimación de los efectos del desvanecimiento a gran escala es una función de la distancia de separación entre las antenas de transmisión y recepción.

El desvanecimiento a pequeña escala consiste en los cambios radicales en la amplitud y la fase de la señal que se experimentan debido a cambios menores a media longitud de onda en la distancia entre la antena de transmisión y la de recepción.

La clasificación a las manifestaciones descritas son concentradas en la Fig. 2 las cuales corresponden a una categorización propuesta por Sklar [17].

Por otra parte, el desvanecimiento a pequeña escala se representa por dos mecanismos: dispersión de tiempo de la señal y comportamiento variante en el tiempo del canal. Para aplicaciones de radio móvil el canal es variante en el tiempo ya que el movimiento entre el transmisor y receptor genera cambios en la propagación de la señal. Este tipo de desvanecimiento suele también llamarse desvanecimiento con distribución *Rayleigh* ya que existen una cantidad considerable de caminos reflectivos, pero sin línea de vista. En caso de contar con un camino de propagación en línea de vista el desvanecimiento es denominado con distribución *Rician*.

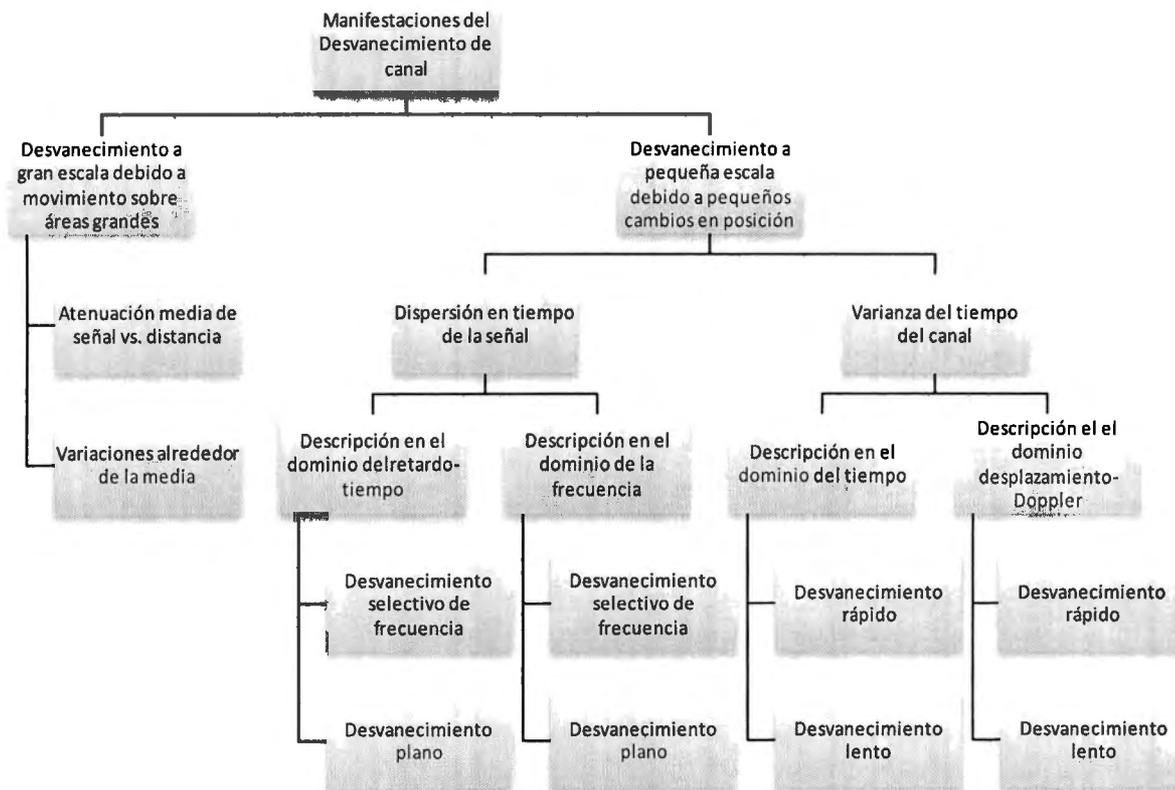


Fig. 2: Manifestaciones de desvanecimiento de canal.

2.2.1. DESVANECIMIENTO POR DISPERSIÓN DE TIEMPO DE LA SEÑAL

El desvanecimiento por dispersión de tiempo de la señal es modelado considerando una dispersión no correlada estacionaria donde las variaciones de la señal llegan con diferentes

retardos no correlados. Para un canal móvil con éstas características existen cuatro funciones que lo representan:

1. *Power Delay Profile* (Perfil de retardo de potencia).
2. Espectro *Doppler* de potencia.
3. Función de correlación frecuencia-espacio de la cual se obtiene el ancho de banda de coherencia.
4. Función de correlación tiempo-espacio de la cual se obtiene el tiempo de coherencia.

Para una transmisión simple, Rappaport [16] considera que el tiempo T_m entre el primero y el último componente recibido representa el exceso de retardo máximo durante el cual la señal multicamino decae en potencia hasta un valor de umbral de 10 a 20dB por debajo del elemento con mayor potencia. La relación entre el exceso de retardo máximo (T_m) y el tiempo de símbolo T_s puede ser visto en término de dos diferentes categorías de degradación.

- Un canal se dice que presenta desvanecimiento selectivo en frecuencia si $T_m > T_s$ es decir que los caminos recibidos se extienden más allá de la duración del símbolo lo cual propicia la generación de Interferencia Intersímbolo (*ISI*).
- Un canal presenta desvanecimiento plano si $T_m < T_s$ lo que significa que todos los componentes del multicamino llegan en un tiempo menor al tiempo de símbolo. Este canal, no induce *ISI*.

El ancho de banda de coherencia f_0 es una medición estadística del rango de frecuencias sobre el cual el canal deja pasar todos los componentes espectrales con aproximadamente la misma ganancia y fase lineal teniendo un fuerte potencial de correlación de amplitud.

La definición formal que Rappaport [16] realiza para un ancho de banda de coherencia en la cual la función de transferencia compleja del canal tiene una autocorrelación mayor a 0.9 es la mostrada en la ecuación (5).

$$f_0 \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (5)$$

Donde σ_τ es el desplazamiento de retardo *rms* (*root-mean-square*) y está definido por (6).

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (6)$$

Siendo $\bar{\tau}$ el exceso de retardo medio definido por (7) y $\bar{\tau}^2$ el segundo momento del *power delay profile* definido por (8).

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (7)$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (8)$$

Donde $P(\tau_k)$ corresponde a la potencia adimensional del k -ésimo camino del filtro transversal y τ_k es el retardo presentado en el k -ésimo camino.

Desde el punto de vista del ancho de banda de coherencia, el canal es selectivo en frecuencia si:

- a) $f_0 < 1/T_s \approx W$ donde W es el ancho de banda de la señal.

Por el contrario, un desvanecimiento plano ocurre si:

- b) $f_0 > 1/T_s \approx W$.

Es importante mencionar que el ancho de banda de coherencia establece un límite a la tasa de transmisión lo cual puede utilizarse como mitigación de desvanecimiento sin incorporar ecualización en el receptor y que implica una justificación primordial para este trabajo de tesis.

2.2.2. DESVANECIMIENTO POR COMPORTAMIENTO VARIANTE EN EL TIEMPO DEL CANAL

Para aplicaciones de radio móvil el canal es variante en el tiempo debido al movimiento entre el transmisor y el receptor, lo que significa que se presentarán cambios en la propagación de los caminos. Dada la naturaleza del canal variante en el tiempo el desvanecimiento puede verse como una de las dos categorías de degradación:

1. *Fast fading* (Desvanecimiento rápido). Este se presenta cuando $T_0 < T_s$, siendo T_0 el tiempo de coherencia del canal.
2. *Slow fading* (Desvanecimiento lento). Este se aprecia cuando la condición $T_0 > T_s$. La degradación primaria en un canal con desvanecimiento lento es la pérdida de *SNR* (*Signal Noise Ratio*), tal y como lo presenta un canal con desvanecimiento plano.

Por otra parte, una señal recibida por un usuario que se mueve a cierta velocidad experimenta un cambio de frecuencia central. Este cambio en frecuencia es conocido como cambio o efecto *Doppler*, y está relacionado con la velocidad del móvil y el ángulo de llegada de la señal recibida. Según Pérez-Fontán [18], cuando la señal recibida es la suma de diferentes contribuciones que siguen caminos diferentes, cada contribución llega al receptor con un ángulo de llegada arbitrario, por lo que se experimenta un cambio en frecuencia. Por esta razón, los niveles de la señal recibida varían ampliamente en el tiempo. El espectro de potencia *Doppler* del canal permite conocer el desplazamiento espectral de una senoidal transmitida en el dominio del desplazamiento *Doppler*. La densidad espectral de potencia *Doppler* está dada por la expresión (9).

$$S(v) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{v-f_c}{f_d}\right)^2}} \quad (9)$$

Donde v es la velocidad del móvil, f_d es el desplazamiento *Doppler* y f_c es la frecuencia de la señal portadora. De acuerdo a Pérez-Fontán [18] el desplazamiento *Doppler* se considera como la tasa de desvanecimiento del canal, además de que el tiempo de coherencia y el desplazamiento *Doppler* están relacionados de forma que si el tiempo de coherencia corresponde al tiempo en el cual la respuesta impulsiva del canal a una senoidal presenta una correlación mayor a 0.5 éste estaría definido como en (10).

$$f_0 T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (10)$$

Donde el desplazamiento *Doppler* máximo está dado por la expresión (11).

$$f_d = f_{d,e} + f_{d,u} = [v_e + v_u] \frac{f_c}{c} \quad (11)$$

Siendo v_e la velocidad de la estación base (en caso de estación base fija, este término será cero) y v_u que corresponde a la velocidad de la estación móvil o usuario. El término $f_{d,e}$ considera el desplazamiento *Doppler* únicamente tomando en cuenta el movimiento de la estación base, y $f_{d,u}$ consiste en el desplazamiento *Doppler* al tomar en cuenta solo al movimiento del usuario. El parámetro c corresponde a la velocidad de la luz en el vacío.

Pérez-Fontán [18] expresan tres tipos de espectros *Doppler* condicionados al exceso de retardo máximo. Estos son:

- Espectro clásico. Usado para exceso de retardo máximo no mayor a 500ns. Su expresión es la considerada en (9). Su comportamiento corresponde al espectro *Doppler* propuesto por Clark/Jakes [19] y que está dado por la expresión (12).

$$S(f) = \begin{cases} k[1 - (f/f_m)^2]^{-1/2} & |f| \leq f_m = V/\lambda \\ 0 & \text{Cualquier otra cosa} \end{cases} \quad (12)$$

Donde $S(f)$ es la densidad espectral y k es una constante. Este espectro se vuelve infinito a $\pm f_m$ que corresponde al máximo desplazamiento *Doppler*.

- Espectro *Gaussiano* 1. Está dado por la suma de dos funciones *Gaussianas* y está asociado para un exceso de retardo máximo entre 500ns y 2 μ s. Su expresión matemática se muestra en (13).

$$S(\tau_i, f) = G(A, -0.8f_m, 0.05f_m) + G(A_1, 0.4f_m, 0.1f_m) \quad (13)$$

Donde f_m es el desplazamiento en frecuencia *Doppler*, A se considera como un factor de normalización del filtro *Doppler* y A_1 es 10dB menor a A . Los términos de (13) se pueden obtener con ayuda de la expresión (14).

$$G(A, f_1, f_2) = A \exp\left(-\frac{(f - f_1)^2}{2f_2^2}\right) \quad (14)$$

Donde: f_1 y f_2 corresponde a las frecuencias de operación del término en cuestión del filtro.

- Espectro *Gaussiano* 2. Está dado por la suma de dos *Gaussianas* y asociado con retardos en los caminos mayores a 2 μ s. Su expresión está dada por (15).

$$S(\tau_i, f) = G(B, -0.7, 0.1f_m) + G(B_1, 0.4f_m, 0.15f_m) \quad (15)$$

Donde B_1 es 15dB menor a B y tienen la misma función que A_1 y A para el Espectro *Gaussiano* 1.

2.2.3. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL EN BANDA ANCHA

Como se argumentó en las secciones anteriores, un canal de radio comunicación móvil debe caracterizarse con la finalidad de conocer su comportamiento y por ende conocer como contrarrestar las variaciones generadas por el medio en la señal transmitida. De manera general Parsons [20] argumenta que es posible representar las condiciones de un canal mediante una distribución *Rayleigh* o *Rician* las cuales modelan las condiciones en banda estrecha. Lo anterior es válido cuando las condiciones del mismo canal no reflejan una alta variación de ganancia en la señal o bien cuando el número de multicaminos tiende a 1, en caso opuesto y en los cuales el

tiempo de símbolo es mucho menor que los retardos de los caminos propagados, es necesario modelar el comportamiento del canal en condiciones de banda ancha y en donde los modelos para tal efecto sean mas cercanos a un comportamiento real.

Una forma de representar un canal de banda ancha variante en el tiempo es mediante el modelo del filtro Transversal o *Tapped Delay Line* [18,20,21]. En éste se requiere una tasa de muestreo $f_{ss} > 2(W + f_d)$. Este modelo se plantea en el tiempo discreto y se asume como un filtro *FIR* transversal con caminos variantes en el tiempo espaciados un factor Δ_τ que debe ser igual al periodo de muestreo. Este modelo se aprecia en la Fig. 3, donde τ_n corresponde a un factor de retardo que representa el espectro *Doppler* respectivo, $\tilde{r}_n(t)$ corresponde a un complejo normalizado con distribución *Rician* y $\sqrt{P_n}$ corresponde a la potencia compartida al camino n .

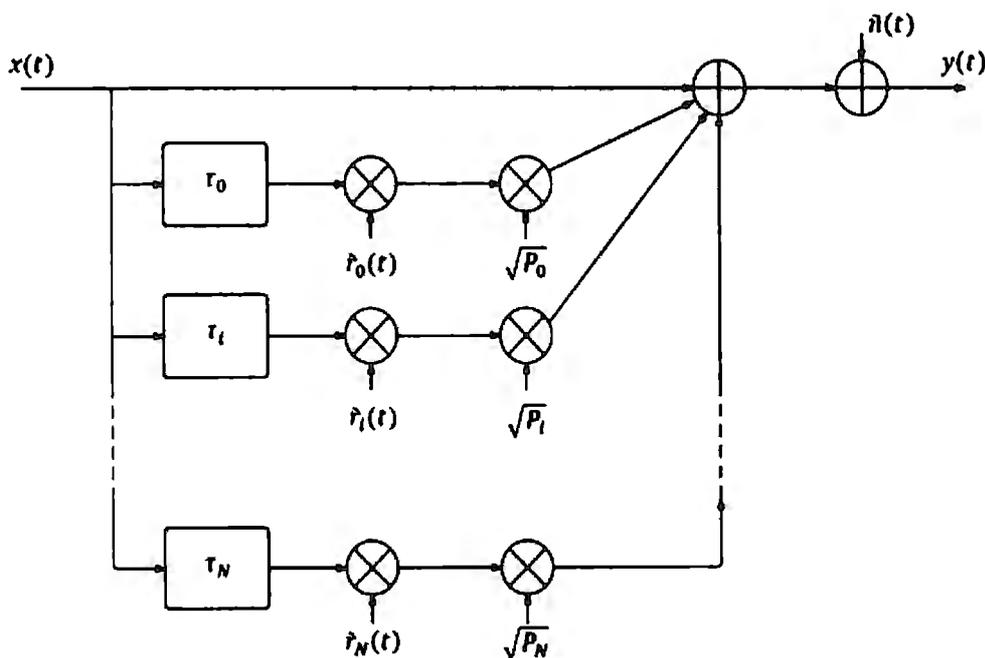


Fig. 3: Modelo de canal invariante en el tiempo como filtro transversal

Los coeficientes del filtro Transversal son complejos, no correlados y distribuidos de forma *Gaussiana*. El canal es modelado en términos de una distribución de potencia-retardos $p(\tau)$ y una distribución condicionada *Doppler* para cada retardo específico $p(v|\tau)$. La función de densidad de probabilidad que rige al modelo se muestra en (16).

$$p(\tau, v) = p(\tau)p(v|\tau) \quad (16)$$

Donde $p(\tau)$ es la función de distribución de probabilidad potencia-retardo, y $p(v|\tau)$ es la función de distribución de probabilidad del efecto *Doppler* dada la potencia-retardo.

333658 BIBLIOTECA



El modelo de la Fig. 3 incluye el comportamiento de ruido *Gaussiano* aditivo, el cual es representado como $\tilde{n}(t)$ después de sumar los comportamientos de cada camino.

2.3. TÉCNICAS DE MITIGACIÓN DE DESVANECIMIENTO

Cuando un sistema de transmisión emplea un medio inalámbrico como canal de transmisión es inevitable que la señal propagada a través de este llegue a su destino sin distorsión y atenuación alguna. Lo anterior se denomina desvanecimiento y como se comentó en las secciones anteriores, este debe ser identificado plenamente con la finalidad de implementar procedimientos de mitigación que garantice la recepción de datos con *BER* menores a las presentadas en sistemas convencionales (sin mitigación) así como la reducción de los tiempos de desconexión entre emisor y receptor ocasionados por la atenuación de señal. Pech-Carmona [22] menciona que las técnicas de mitigación de desvanecimiento utilizadas en comunicaciones inalámbricas móviles o satelitales son requeridas para aprovechar al máximo los anchos de banda amplia de los canales que por ende propician un incremento de la velocidad de transferencia. Esta mitigación de desvanecimiento ha sido explorada a lo largo del tiempo y con diferentes tecnologías, lo cual ha permitido clasificarlas de acuerdo a condiciones generales. Castanet [5] propone una clasificación general donde toma en cuenta tres tipos principales de técnicas de mitigación de desvanecimiento. Estas son:

1. Control de potencia en el canal de subida.
2. Reducción en la tasa de transmisión de datos.
3. Codificación Adaptativa.

De forma similar, Dissanayake [23] considera una clasificación de técnicas de mitigación de desvanecimiento general tomando en cuenta aquellas más utilizadas en comunicaciones satelitales. Estas son:

1. Control de potencia en el canal de subida.
2. Diversidad.
3. Conformación del haz de la antena.

Por su parte, Aroumont [24] menciona que un rubro de gran índole en el tema de optimización del sistema es la obtención de la *CSI* en tiempo real y la implementación de mecanismos de adaptabilidad a su debido tiempo. Adicional a las técnicas descritas arriba, Aroumont [24] considera como *CSI* la estimación de la *SNR* basada en la medición de la *BER*, relación de potencia de portadora a ruido y la energía de bit con respecto a la densidad de ruido.

Con respecto a Kim [25], se propone una categorización de técnicas de mitigación de desvanecimiento que complementan las clasificaciones previas. Estas son:

1. Codificación de control de errores (*FEC – Forward Error Correcting*).
2. Diversidad Espacial.
3. Modulación adaptativa.
4. Control de potencia.
5. Control de tasa.

De estas se aprecia que la técnica de control de tasa corresponde a la de reducción de tasa de transmisión de datos mencionada por autores previos.

Para Kim y Proakis [25,26] la diversidad suele combinarse con otras técnicas de mitigación con la finalidad de reducir la cantidad de errores presentes cuando se emplea una única técnica de mitigación. Por otro lado, argumentan que cuando el transmisor es previsto con la *CSI*, técnicas adaptativas de control de potencia y control de tasa pueden utilizarse para combatir el desvanecimiento.

2.3.1. MITIGACIÓN DE DESVANECIMIENTO POR REDUCCIÓN DE TASA DE TRANSMISIÓN

El control de tasa de transmisión como técnica de mitigación de desvanecimiento corresponde a una de las modalidades no utilizadas de manera comercial y escasamente propuestas en trabajos de investigación o desarrollo tecnológico pero que otorga beneficios adecuados al momento de implementarla en sistemas de transmisión.

De acuerdo a Kim [25] la técnica de control de tasa mantiene una E_b/N_0 (*Bit Energy with respect to Noise Density Ratio*) constante en el receptor adaptando la tasa de datos en relación al desvanecimiento producido en la señal al propagarse por el canal inalámbrico. El objetivo de la técnica de acuerdo a Kim es mantener una potencia de transmisión fija bajo condiciones de canal con poca distorsión y atenuación tal como en condiciones de una línea de vista apropiada y condiciones climatológicas favorables. Una vez que las condiciones mencionadas se tornan abruptas se realiza un ajuste a la tasa de datos dada.

De manera más específica, la técnica de control de tasa o de tasa de transmisión variable consiste en disminuir la tasa de transmisión de datos para mantener constante la *BER*. Formalmente y de acuerdo a la descripción hecha por Castanet [5], la técnica se denomina de Reducción de Tasa de Transmisión de Datos (*DRR -Data Rate Reduction*).

La metodología de la técnica consiste en ajustar la tasa de transmisión de datos de los usuarios de acuerdo a las condiciones de propagación del canal de manera que la tasa de transmisión de datos principal y máxima del sistema sea utilizada cuando el grado de degradación de la señal recibida sea mínimo y se haya cumplido la calidad en el servicio. Durante todo el proceso se obtiene la *CSI* que informa el estado de canal de transmisión y si esta representa condiciones de baja calidad en el servicio o un incremento en la *BER*, las tasa de transmisión de datos deberá reducirse proporcionalmente al desvanecimiento registrado en la *CSI*.

La mitigación de desvanecimiento se realiza debido a la existencia de una relación directa de la tasa de transmisión de datos con respecto a la frecuencia de la señal transmitida tal como se aprecia en la ecuación (17) la cual se incluye en Halsall [27].

$$R = \frac{\log_2 M}{T_s} \quad (17)$$

Donde R corresponde a la tasa de transmisión, M corresponde a los niveles de señalización y T_s al periodo de la señal, siendo ésta $T_s = 1/f_s$ con f_s igual a la frecuencia de la señal.

La justificación de la técnica radica en la propia naturaleza de la información y su comportamiento ante el canal de transmisión. Los puntos considerados son ancho de banda limitado, ruido, atenuación y la distorsión por retardo. Con respecto al ancho de banda limitado del canal, se puede asegurar que cuando una señal de datos binaria se transmite por él, solo se recibirán las componentes de frecuencia que están dentro del ancho de banda asignado por lo cual mientras menos elementos armónicos sean recibidos, la señal presentará mayor distorsión con respecto a la señal original. La respuesta en el tiempo de la señal recibida con una mayor cantidad de elementos de frecuencia resulta en una representación más cercana a la señal original transmitida pero requiere de un mayor ancho de banda para su propagación. Además, un mayor número de armónicos incluidos en un ancho de banda fijo requerirá un decremento en la tasa de transmisión.

Respecto al ruido, también presenta un comportamiento variable con respecto a la tasa de transmisión de datos ya que para conseguir una recepción con baja cantidad de errores (*BER* pequeña), es necesario conocer el nivel de señal mínimo requerido con respecto a la densidad del ruido. La relación directa de la tasa de transmisión con respecto a la potencia y en su caso con la energía requerida por cada bit se justifica en la expresión (18) como la E_b/N_0 .

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) + 10 \log_{10} BW - 10 \log_{10} R \quad (18)$$

Donde $10 \log_{10} (S/N)$ corresponde a la relación señal a ruido (*SNR*), BW al ancho de banda del canal y R a la tasa de transmisión. De esta expresión se observa claramente que con objeto de mantener constante la relación E_b/N_0 debido al cambio en la *SNR*, es posible disminuir la tasa de transmisión para mantener una relación apropiada con la densidad de ruido presente. Por el

contrario con mejores condiciones de canal, la R puede actuar de manera inversa aprovechando al máximo dichas condiciones para operar a una tasa de transmisión máxima.

Debido a que la propagación de la señal se realiza por un medio con pérdidas la atenuación de la señal aumenta con respecto a la distancia. Además, la atenuación tiene una relación directa con la frecuencia y dado que una señal se comprende de un elemento fundamental y n elementos armónicos, éstos serán atenuados en forma variable, generando distorsión. Un canal que muestra un comportamiento como el descrito se le conoce como canal selectivo de frecuencia. En forma específica, este factor se puede cuantificar a través de modelos de canal empíricos como el *Path-loss* o el Okumura-Hata los cuales pueden ser consultados en Sklar [1].

Cuando una señal senoidal se propaga a lo largo de un canal y este tiene un comportamiento selectivo de frecuencia, la propagación de esta será variable con respecto a sus elementos que la constituyen. En consecuencia cuando se transmite una señal digital, sus componentes de frecuencia llegan al receptor con retardos variables produciendo una distorsión. Estas componentes de frecuencia constituyen los diferentes caminos de propagación de la señal. La magnitud de dicha distorsión aumenta conforme se eleva la tasa de los bits transmitidos generando *ISI* tal como lo describe Halsall [27]. Por ello, para disminuir la distorsión generada en la señal por la *ISI* se aplica un ajuste en la tasa de transmisión de datos con el objeto de disminuir los elementos de frecuencia que la constituyen.

En Kim [25] es posible apreciar una comparación de varias de las técnicas de mitigación de desvanecimiento con respecto a la mínima E_b/N_0 necesaria para una comunicación libre de errores. Consideran como factores de decisión de entre otros, la relación mínima E_b/N_0 como una función de la probabilidad de interrupción y la tasa de datos promedio máxima como una función de la probabilidad de que el enlace de comunicación se corte. Para el primer caso, en Kim [25] se concluyó que el control de potencia con diversidad provee una ganancia en potencia de 5.4 a 7.1 dB sobre código *RS* (*Reed Solomon*), sin embargo la técnica de control de tasa de transmisión provee una ganancia en potencia de 8.4 dB sobre código *RS*. Para el segundo criterio de comparación encontraron que el control de potencia con diversidad provee un incremento de tasa de un factor de 3.5 a 5.2 sobre códigos *RS*, de la misma forma que en el caso anterior, el control por tasa de transmisión brinda un incremento en la tasa de transmisión de datos promedio de un factor de 6.9 sobre un código *RS*.

Adicional a lo expuesto, Kim en [25] describe algunos factores que podrían introducir degradaciones en el proceso de mitigación de desvanecimiento de las técnicas experimentadas; entre éstos argumenta que la implementación de un control de potencia requiere de un hardware complejo para la compensación del desvanecimiento de manera precisa. De la misma forma, el control de tasa requiere el manejo de la misma tasa de transmisión de datos para el transmisor y el receptor además de requerir que los datos de entrada almacenados tengan una baja ganancia promedio de potencia de canal. Por su parte, el empleo de técnicas de *FEC* requiere un entrelazador grande para hacer el comportamiento estadístico de cada símbolo código independiente y lograr su capacidad de corrección de errores.

Los datos previos brindan un área de oportunidad para la presente investigación ya que justifica la mitigación del desvanecimiento utilizando un control de tasa de transmisión.

2.3.2. ESTIMACIÓN DE CANAL

Canales de banda ancha con desvanecimiento multicamino degradan la calidad de sistemas de portadora simple como resultado de la *ISI* en la señal recibida. Con la finalidad de eliminar este efecto, Mohamed [29] argumenta que los receptores suelen utilizar una ecualización adaptativa y debido a que desconocen el grado de desvanecimiento del canal, el sistema requiere de la obtención de una *CSI*. Esto se logra a través de la estimación.

Cabe mencionarse que aunque las técnicas de estimación de canal no son consideradas formalmente como un tipo de técnica de mitigación de desvanecimiento, es posible hacer uso de ellas con la finalidad de disminuir los efectos del desvanecimiento a través de una disminución en los errores presentes en la recepción dado un *CSI* de mayor calidad tal como se comprueba en Pech-Carmona [28].

De acuerdo a Mohamed [29], las técnicas de estimación de canal pueden incluir métodos por filtro de *Kalman*, métodos basados en *Maximum Likelihood (ML)* y otros algoritmos de estimación tipo ciega (*blind*). *Freescale* y Bastug [30,31] clasifican las técnicas de estimación de canal de manera general e independiente a la tecnología en tres categorías:

1. Estimación de canal con datos agregados. Emplea en su transmisión símbolos pilotos conocidos con la finalidad que en la recepción a través de éstos se genere una estimación del canal de transmisión.
2. Estimación de canal ciega. No se basa en símbolos piloto o decisiones de símbolo, sino que obtiene información del canal a través de la correlación de símbolos de datos.
3. Estimación de canal semi-ciega (*semi-blind*). Refiere a la utilización de una técnica ciega de estimación en conjunto con una técnica de estimación por datos agregados, lo que genera como resultado una estimación del *CSI* del canal con mayor calidad respecto a las dos técnicas anteriores y que produce una menor *BER* en la recepción de símbolos.

Las técnicas de estimación de canal pueden clasificarse de acuerdo a la tecnología empleada en el sistema de comunicación. En la actualidad tecnologías de comunicación *3G* y *4G* realizan de manera planificada la estimación dentro de sus equipos. Estas tecnologías son *HSDPA*, *WCDMA* y *LTE* las cuales al tener el mismo orden evolutivo recurren a términos y algoritmos de tecnologías previas. Por ello, consideraremos algunas características de estimación para *HSDPA*, *WCDMA* y *LTE*.

De acuerdo a Bastug [31] el procedimiento de estimación de tres pasos basados en pilotos generalizados es el siguiente:

1. Estimaciones de mínimos cuadrados (*LS-Least squares*) de los canales comunes y dedicados, obteniendo \hat{h}_c y \hat{h}_d . Estos corresponden a la estimación de canal común y de canal dedicado respectivamente. Las estimaciones son generadas en base al conocimiento *a priori* de los chip piloto comunes y dedicados.
2. Para cada k –ésimo elemento de \hat{h}_c y \hat{h}_d , $k \in \{0, \dots, MN - 1\}$, donde M consiste en el número de muestras por chip y N el número de periodos de chip de la dispersión de retardo. Una estimación fina $\hat{h}_{d,k}$ es construida tomando en cuenta las estimaciones *LS* $\hat{h}_{c,k}$ y $\hat{h}_{d,k}$ para obtener una estimación *UMMSE* – *Unbiased Minimum Mean Square Error*.
3. Estimaciones sucesivas $\hat{h}_{d,k}$ son filtradas en el tiempo por un filtro de *Kalman* con el objeto de generar una estimación $\hat{\hat{h}}_{d,k}$ explotando la correlación temporal debido a la dispersión *Doppler* finita.

Holma y Toskala [32] consideran como técnica de estimación la transmisión de un *CPICH* (*Common Pilot Channel*) con mayor potencia que los canales de tráfico dedicado. Todas las estaciones móviles en la célula reciben este canal. Este es transmitido con un factor de *spreading* (*SF*) de 256 y un código de *spreading* de todos unos. Todos los símbolos de *CPICH* son complejos y de valor $1-j$ donde 1 corresponde al elemento real y j simboliza el elemento imaginario. En la recepción estos símbolos trabajan como elementos piloto y pueden ser usados para estimación del canal. Un segundo tipo de procedimiento de estimación es:

1. Remover la modulación *CPICH*. El resultado es una estimación con ruido *AWGN* (*Additive White Gaussian Noise*) e interferencia multiusuario (*MUI*). Esto es como se aprecia en la ecuación (19).

$$(a + jb_i) * (1 - j) = (a_i + b_i) + j(b_i - a_i) \quad (19)$$

2. Pasar la estimación de canal ruidosa a través de un filtro promedio. La ecuación del filtro es la mostrada en la ecuación (20).

$$\hat{c}_j = \sum_{i=0}^{N-1} a(i) \tilde{c}_j(n-i) \quad (20)$$

Donde, $a(i) = 1/N$ y son los coeficientes del filtro, $\tilde{c}_j(n-i)$ es la estimación de canal ruidosa del *CPICH* y \hat{c}_j es la estimación final de canal.

3. Decimar o interpolar la estimación de canal filtrado para hacer coincidir la tasa de transmisión de datos de la *CPICH* con la tasa de transmisión de datos de la *DPCCH* (*Dedicated Physical Control Channel*) / *DPDCH* (*Dedicated Physical Data Channel*).

Por su parte, Tresch y Guillaud [33] consideraron un estimador de canal *LMMSE* (*Linear Minimum Mean Squared Error*) para un sistema *WCDMA* utilizado el algoritmo de *Akaike* el cual pretende reducir los cálculos y complejidad de un amplio bloque de matrices *Toeplitz*. La estimación es realizada para cada antena transmisora por separado por lo que la dispersión de retardo del canal es de L_h muestras. La representación de la estimación para las L_h muestras está dada en (21).

$$\mathbf{h}_{n_t} = \left[h_0^{(1,n_t)} \dots h_{L_h-1}^{(1,n_t)}, \dots, h_0^{(N_R,n_t)} \dots h_{L_h-1}^{(N_R,n_t)} \right]^T \quad (21)$$

La estimación *LMMSE* está dada por la ecuación (22).

$$\mathbf{y} = (\mathbf{P}_{n_t} \otimes \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{h}_{n_t} + \mathbf{H}_{i_c} \left((\mathbf{W} \otimes \mathbf{I}_K) \mathbf{x}_{i_c} + \mathbf{p}'_{i_c} \right) + \sum_{j=1}^{N_{oc}} \mathbf{H}_{oc,j} \mathbf{x}_{oc,j} + \mathbf{n} \quad (22)$$

Donde \mathbf{y} es la señal recibida, \mathbf{P}_{n_t} es una matriz de entrenamiento que contiene versiones defasadas de retardo de las secuencias de chips piloto de la antena n_t , K refiere al número de muestras consecutivas de la señal recibida, \mathbf{x}_{i_c} y $\mathbf{x}_{oc,j}$ son los flujos de datos transmitidos de la estación base que brinda el servicio y de la j -ésima estación base que se encuentra interfiriendo, respectivamente. Además \mathbf{p}'_{i_c} contiene todos los canales piloto transmitidos por la estación base principal, excepto el piloto de la antena n_t , \mathbf{W} es el vector de pesos de pre-codificación del flujo de datos de la célula y \mathbf{H}_{i_c} y \mathbf{H}_{oc} son las matrices bloque *Toeplitz* de donde \mathbf{H} corresponde a la respuesta impulsiva del canal de la estación base de servicio y \mathbf{n} es el ruido térmico. Con ello, el estimador *LMMSE* considera la correlación de los coeficientes estimados y mostrados en la expresión (21). El resultado se aprecia en la expresión (23).

$$\mathbf{R}_{h_{n_t}, h_{n_t}} = E[\mathbf{h}_{n_t} \mathbf{h}_{n_t}^H] \quad (23)$$

Por lo tanto, la correlación de la señal recibida se puede expresar como en (24).

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{T} \mathbf{R}_{h_{n_t}, h_{n_t}} \mathbf{T}^H + \mathbf{R}_{i_c} + \mathbf{R}_{oc} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (24)$$

Donde, $\mathbf{R}_{i_c} = \mathbf{H}_{i_c} \mathbf{R}_{data,i_c} \mathbf{H}_{i_c}^H$ es la matriz de covarianza de la interferencia intra-célula y $\mathbf{R}_{oc} = \sum_j \mathbf{H}_{oc,j} \mathbf{R}_{data,oc,j} \mathbf{H}_{oc,j}^H$ es la matriz de covarianza de la interferencia de afuera de la célula.

Finalmente y considerando el ruido *Gaussiano* con varianza σ_n^2 el estimador *LMMSE* con todos los parámetros conocidos se muestra en (25).

$$\begin{aligned}
\hat{h}_{n_t} &= R_{h_{n_t}h_{n_t}} T^H (T R_{h_{n_t}h_{n_t}} T^H + R_{ic} + R_{oc} + \sigma_n^2 I)^{-1} y \\
&= (R_{h_{n_t}h_{n_t}}^{-1} + T^H (R_{ic} + R_{oc} + \sigma_n^2 I)^{-1} T)^{-1} \\
&= T^H (R_{ic} + R_{oc} + \sigma_n^2 I)^{-1} y
\end{aligned} \tag{25}$$

Por otro lado, en los trabajos presentados por Sung en [34,35] se emplean técnicas de estimación ciega para *WCDMA*. Estos consideran K usuarios codificados en espacio-tiempo con dos antenas transmisoras y una receptora y tomando en cuenta un canal multicamino de longitud finita. Para este caso, la respuesta impulsiva en tiempo continuo para el j -ésimo símbolo del i -ésimo usuario se expresa en la ecuación (26).

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=1}^{L_{ij}} h_{ij}^{(l)} \delta(t - lT_c - d_{ij}T_c) \tag{26}$$

Donde $\{h_{ij}^{(l)}\}$ corresponde a la ganancia compleja del l -ésimo camino, $T_c = T_s/G$ es la duración del chip, d_{ij} son los retardos conocidos de los caminos y T_s es el intervalo de símbolo.

Para este caso, la señal recibida toma una forma como la observada en la ecuación (27).

$$y = [T_1 \dots T_{K'}] \text{diag}(I_M \otimes H_1, \dots, I_M \otimes H_{K'}) s + w = T \mathcal{D}(H) s + w \tag{27}$$

Donde T es la matriz código total, s es el vector símbolo que contiene las matrices de código y los símbolos de K' usuarios dominantes respectivamente. La matriz $\mathcal{D}(H)$ es la diagonal de bloque con $I_M \otimes H_i$ como el elemento bloque y $H_i \triangleq [h_{i0} \ h_{i1}]$. El ruido aditivo es denotado por w .

Con respecto a *HSDPA*, se consideran combinaciones de técnicas de estimación basadas en símbolos piloto y técnicas ciegas con el objeto de mejorar el rendimiento de la estimación. Melvasalo [36] presenta un estimador de canal semi-ciego que permite tener muestras grandes ya que la información de la señal piloto y los códigos de *spreading* conocidos son utilizados en la estimación. Por lo anterior la varianza de las estimaciones es pequeña. Este trabajo emplea un ecualizador *MMSE* para mitigar las variaciones del canal. Este ecualizador puede ser empleado con otras tecnologías como *WCDMA* y *LTE*.

Torelló [37] considera que si el canal presenta selectividad en frecuencia entonces se deberá definir una matriz convolutiva de código de la forma mostrada en (28). Debido a códigos aperiódicos grandes, cada símbolo es ensanchado con diferente código durante el periodo de observación. El p -ésimo código del n -ésimo símbolo es denotado por $c_{np} = [c_{np}(1), \dots, c_{np}(G)]^T$ donde G es el factor de *spreading*.

$$C_{np} = \text{Toeplitz}([c_{np}^T, O_{1,L-1}]^T, [c_{np}(1), \dots, O_{1,L-1}]) \quad (28)$$

Donde L es la longitud de la respuesta impulsiva del canal en chips. Considerando M antenas en el receptor, la matriz de código y la respuesta impulsiva del canal están dadas de acuerdo a (29) y (30) respectivamente.

$$C_{np} = I_M \otimes C_{np} \quad (29)$$

$$h_n = [h_{n1}^T \dots h_{nM}^T]^T \quad (30)$$

La señal recibida debido a P señales multicódigo transmitidas de una estación base se representa en la expresión (31) la cual tiene mucha similitud a las expresiones tomadas en cuenta para *WCDMA*.

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \rho_p C_{np} h s_p(n) + ISI + v(n) \quad (31)$$

Donde ρ_p corresponde a la raíz de la potencia transmitida para el p -ésimo código, $v(n)$ es el ruido térmico y los símbolos transmitidos $s_p(n)$ son asumidos a ser independientes e idénticamente distribuidos. El desensanchado de símbolo genera una señal como la observada en la expresión (32).

$$\hat{x}_p(n) = C_{n,p}^H y(n) = C_{n,p}^H C_{np} h \rho_p s_p(n) + C_{n,p}^H \tilde{v}(n) \quad (32)$$

Donde $\tilde{v}(n) = v(n) + ISI + \sum_{r \neq p}^P C_{n,r} h \rho_r s_r(n)$. Por lo anterior, una estimación ciega del canal \hat{h}_b puede obtenerse como el principal eigenvector de la matriz diferencia mostrada en la expresión (33).

$$\hat{R}_\Delta = \hat{R}_X - \beta \hat{R}_Y \approx \gamma h h^H \quad (33)$$

Donde \hat{R}_Y y \hat{R}_X son estimaciones de matriz de covarianza antes y después del desensanchado respectivamente, β es un factor escalar y γ denota una medición de la calidad de la estimación. Estas estimaciones están dadas por (34) y (35)

$$\hat{R}_Y = \frac{1}{G} \sum_{n=1}^G y(n) y^H(n) \quad (34)$$

Siendo G el número de chips.

$$\hat{R}_X = \sum_{p=1}^P \hat{R}_{xp}, \quad \hat{R}_{xp} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{x}_p(n) \hat{x}_p^H(n) \quad (35)$$

Donde N corresponde al número de símbolos sobre el cual se realiza el promedio.

Cuando el sistema de recepción de símbolos lleva a cabo estimaciones de canal basado en pilotos por separado de las técnicas ciegas, es posible llevar a cabo la combinación de ellas de la forma mostrada en (36)

$$\hat{h}_{sb} = \alpha_p \hat{h}_p + \alpha_b \hat{h}_b \quad (36)$$

Cabe mencionarse que para realizarse dicha combinación se deberán normalizar a 1.

Para obtener un beneficio de la estimación obtenida por una u otra técnica, es necesario realizar una compensación de las perturbaciones registradas del canal. Para ello es necesario un sistema de ecualizado que para el caso del trabajo realizado por Melvasalo [38] se define de acuerdo a la expresión (37).

$$f = (\sigma_d^2 \hat{H} \hat{H}^H + \sigma_v^2 I)^{-1} \sigma_d^2 \hat{h}_D \quad (37)$$

Donde \hat{H} es la estimación de matriz de convolución, \hat{h}_D es la D -ésima columna de la matriz \hat{H} , D es el retardo, σ_v^2 es la potencia de ruido y σ_d^2 es la potencia de la señal transmitida. Una alternativa para simplificar los cálculos es utilizar la matriz de covarianza de señal inversa de la forma mostrada en la expresión (38).

$$f = \hat{R}_Y^{-1} \sigma_v^2 \hat{h} \quad (38)$$

Por otra parte, la estimación de canal para el protocolo de comunicaciones *LTE* emplea técnicas basadas en *WCDMA* y *HSDPA* ya que de acuerdo a los trabajos de Mehmood, Somasegaran, Sahu, y Meyer [39,40,41,42], la mayoría de las técnicas de estimación recurren principalmente a algoritmos *LS*, *MMSE* y de correlación. Una variante en estimación de canal consiste en el empleo de *OFDM* para sistemas *MIMO* con lo cual requiere en algunos casos de la combinación de técnicas o tipos de estimación. El criterio general de realización de la estimación de canal para *LTE* se basa en considerar la transmisión de un símbolo *OFDM* de forma que la expresión general de la señal transmitida sea tomada en cuenta como un vector de respuesta en frecuencia del canal y una matriz diagonal que contiene las muestras transmitidas en el dominio de la frecuencia de la forma mostrada en (39) [39]:

$$Y = XH + \mu \quad (39)$$

La respuesta en frecuencia del canal puede ser expresada en términos de respuesta impulsiva del canal de la forma $H = Fh$ donde F es la matriz *DFT*. Tomando en consideración únicamente los caminos con energía significativa y solo las filas de la matriz F correspondientes a la posición de estos símbolos de referencia dentro de la matriz diagonal X , la ecuación de la respuesta del canal queda constituida de la forma mostrada en (40).

$$Y = X_r T_r h + \mu_r \quad (40)$$

Donde X_r es la matriz diagonal que contiene símbolos de referencia, μ_r es el ruido blanco gaussiano truncado, h representa a los coeficientes desconocidos de la respuesta impulsiva del canal que van a ser estimados, y T_r es la matriz de *Fourier* asociada con los símbolos de referencia transmitidos. Así, la estimación puede llevarse a cabo siguiendo un proceso asistido por pilotos que consiste en dos pasos de acuerdo a Mehmod [39]:

1. Primera estimación estadística del canal en tonos *OFDM*. Es determinado usando métodos estadísticos tales como estimación *LS* y estimación *MMSE*.
2. La respuesta del canal de las subportadoras de datos son subsecuentemente determinados por interpolación. Esta interpolación puede ser lineal, de segundo orden, cúbica o en el dominio del tiempo.

Para la estimación *LS*, el canal puede ser estimado de la forma mostrada en (41).

$$\hat{h} = (S^H S)^{-1} S^H Y_r \quad (41)$$

Donde la señal recibida Y_r esta dada por (42).

$$Y_r = F^H A_r F_L h + \mu \quad (42)$$

Resolviendo (41) y (42) la estimación *LS* se obtiene mediante la expresión (43).

$$\hat{h} = (F_L^H A_r^H T_r F_L)^{-1} F_L^H A_r^H F^H Y_r \quad (43)$$

La estimación *MMSE* aunque presenta un mejor rendimiento que el estimador *LS*, su complejidad computacional se ve incrementada. Su representación se muestra en los trabajos de Mehmod y Somasegaran [39,40] y que conforman a la ecuación (44).

$$\hat{h} = X_r^H T_r^H (X_r T_r R_{hh} X_r^H T_r^H + \sigma_\mu^2 I_{N_r})^{-1} Y_r \quad (44)$$

La ecuación (43) considera para esta solución simplificada la matriz de autocovarianza de las muestras recibidas y los vectores de covarianza cruzada de la respuesta impulsiva del canal, por lo que la estimación *MMSE* en el dominio de la frecuencia está dada por (45).

$$g_{LMMSE} = R_{gg_{LS}} R_{gg_{LS}}^{-1} g_{LS} \quad (45)$$

Donde g_{LS} es la respuesta en frecuencia del canal de mínimos cuadrados estimada usando símbolos de referencia transmitidos. Esta es obtenida de la forma mostrada en (46).

$$g_{LS} = T_r \frac{1}{\sqrt{N_{IFFT}}} F_L^H g + X_r^{-1} z_r \quad (46)$$

Las matrices de autocorrelación estimada están dadas por las expresión (47) y (48).

$$R_{gg_{LS}} = \frac{1}{\sqrt{N_{IFFT}}} F_L T_r^H \quad (47)$$

$$R_{g_{LS}g_{LS}} = \frac{L}{\sqrt{N_{IFFT}}} T_r T_r^H + \sigma_z^2 I \quad (48)$$

3. METODOLOGÍA

La metodología seguida en el desarrollo de esta Tesis implica las etapas requeridas en la simulación de los elementos revisados en el Capítulo anterior y que conformarán los insumos del sistema propuesto que cumpla con los objetivos planteados.

Los criterios a tomar en cuenta en la metodología corresponden a los bloques observados en la Fig. 4.

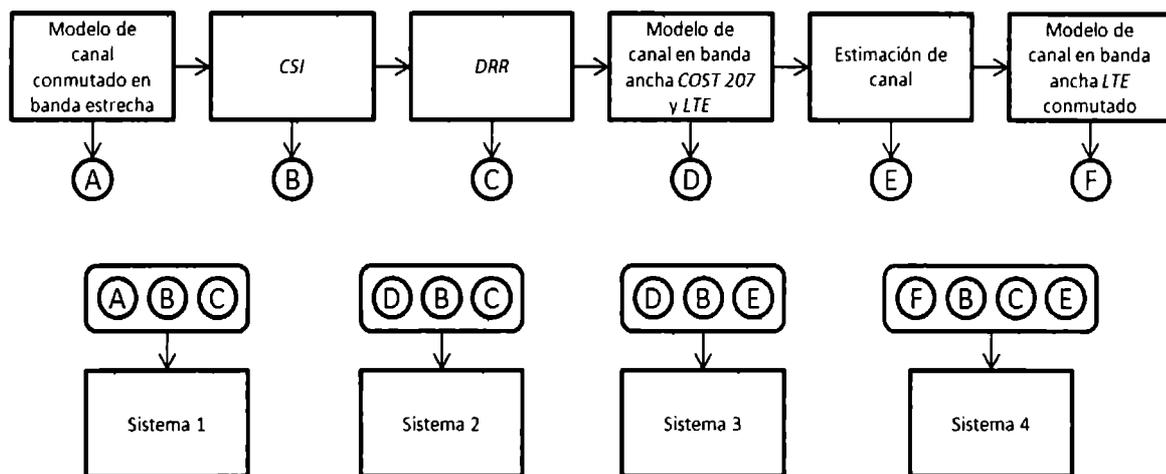


Fig. 4: Elementos considerados en la metodología

En la parte superior de la Fig. 4 se concentran los elementos requeridos para desarrollar las pruebas en una cadena de transmisión. Estos se encuentran concatenados debido a que se presentan en el gráfico en un orden cronológico de desarrollo. Por otra parte, la sección inferior de la Fig. 4 representa los sistemas simulados en base a los algoritmos diseñados previamente.

3.1 ESCENARIO

Previo a la descripción de cada uno de los elementos que constituye la metodología del trabajo, es importante hacer mención del escenario en el cual se lleva a cabo la simulación de los sistemas. Este consiste en diseñar un sistema a través del cual sea posible mantener un enlace de comunicación de datos con tecnología *LTE* operable en la banda de 1.7GHz. El reto consiste en

construir un algoritmo que mitigue el desvanecimiento provocado por el canal a través de diversas condiciones del canal y el cual permita un rendimiento mayor.

Para ello, es necesario el diseño de algoritmos de mitigación de desvanecimientos así como de las condiciones del canal a través del cual se probará la propuesta, es decir es necesario construir un modelo de canal que permita corroborar el funcionamiento del sistema en diversos ambientes. En específico se recurre a un canal conmutado que presente entre sus estados de uno a tres ambientes posibles del canal, de entre los cuales podemos mencionar, ambiente *pedestrian*, vehicular y urbano.

Debido a que el sistema es aplicable a un ambiente de telefonía móvil, se considera un escenario de usuario móvil. Es importante hacer mención, que el escenario podría trasladarse a cualquier otra aplicación inalámbrica, tales como, ambientes *Wi-Fi indoor*, *outdoor*, plataformas de gran altitud (*HAP* por sus siglas en inglés), telefonía satelital, TV satelital, entre otras.

3.2 MODELO DE CANAL CONMUTADO EN BANDA ESTRECHA

Como se comentó en el Capítulo anterior, un modelo estocástico para representar el comportamiento del canal es una mejor opción que los modelos determinísticos. Un modelo estocástico que brinda estimaciones acerca del comportamiento del canal es el que emplea cadenas de *Markov*, ya que considera en la descripción del modelo el comportamiento empírico obtenido a partir de mediciones experimentales. Como Sánchez-Salas y Cuevas-Ruíz [2] mencionan, una cadena de *Markov* es una representación de un proceso estocástico con propiedades de cambio de un estado a otro en un tiempo dado.

Los elementos que caracterizan a una cadena de *Markov* son:

1. N corresponde al número de estados del modelo.
2. P corresponde a la matriz de transiciones entre los estados.
3. La distribución de distribución de probabilidad de cada uno de los estados.
4. El vector de estado estacionario.

La condición de cambio en una cadena de *Markov* es definida por la matriz de transiciones P . Sus elementos P_{ij} representa la probabilidad de que ocurre una transición del estado i al estado j . La matriz de transiciones se define en la expresión (1).

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1j} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2j} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ P_{i1} & P_{i2} & \cdots & P_{ij} \end{bmatrix} \quad (49)$$

El emplear las cadenas de *Markov* en el modelado de canal nos brinda una ventaja ya que a través de ésta es posible identificar las condiciones cambiantes del canal presentadas en un momento dado de la misma forma como ocurren las transiciones entre estados.

La representación gráfica de una cadena *Markoviana* considerando dos estados se puede apreciar en la Fig. 5. En ésta se observan dos estados y trayectorias entre éstos que son consideradas de acuerdo a sus parámetros característicos de dicha cadena.

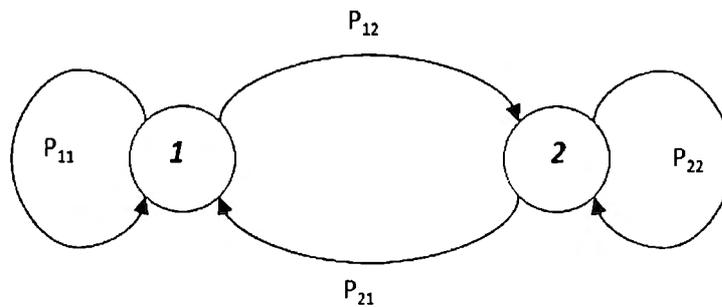


Fig. 5: Representación gráfica de una cadena de *Markov* de dos estados.

Otro factor característico de una cadena *Markoviana* corresponde al vector de estado estacionario el cual está constituido por la probabilidad de estar en cada uno de los estados de la cadena y el cual puede obtenerse al elevar la matriz P a una potencia grande. Formalmente el vector de estado estacionario se obtiene por las expresiones (50) y (51).

$$\pi(P - I) = 0 \quad (50)$$

$$\pi e = 1 \quad (51)$$

Donde I es la matriz identidad, P es la matriz de probabilidad de transiciones y $e = [1 \ 1 \ \dots]^T$. Los elementos π_i brindan los porcentajes del tiempo total que el proceso permanece en el estado i como se observa en la expresión (52).

$$\pi = (\pi_A \ \pi_B) \quad (52)$$

Para el caso específico de este trabajo se dispone de una cadena de *Markov* con las características mostradas en la Tabla 5.

Tabla 5. Parámetros de la cadena de *Markov* del canal conmutado

Parámetro	Magnitud
Número de estados	2
Estado 1	Canal <i>Rice</i> con $K=18\text{dB}$
Estado 2	Canal <i>Rice</i> con $K=8\text{dB}$
Vector de estado estacionario (3 casos)	$\pi_1 = (0.5 \ 0.5)$ $\pi_2 = (0.8 \ 0.2)$ $\pi_3 = (0.2 \ 0.8)$
Representación gráfica	La misma de la Fig. 5

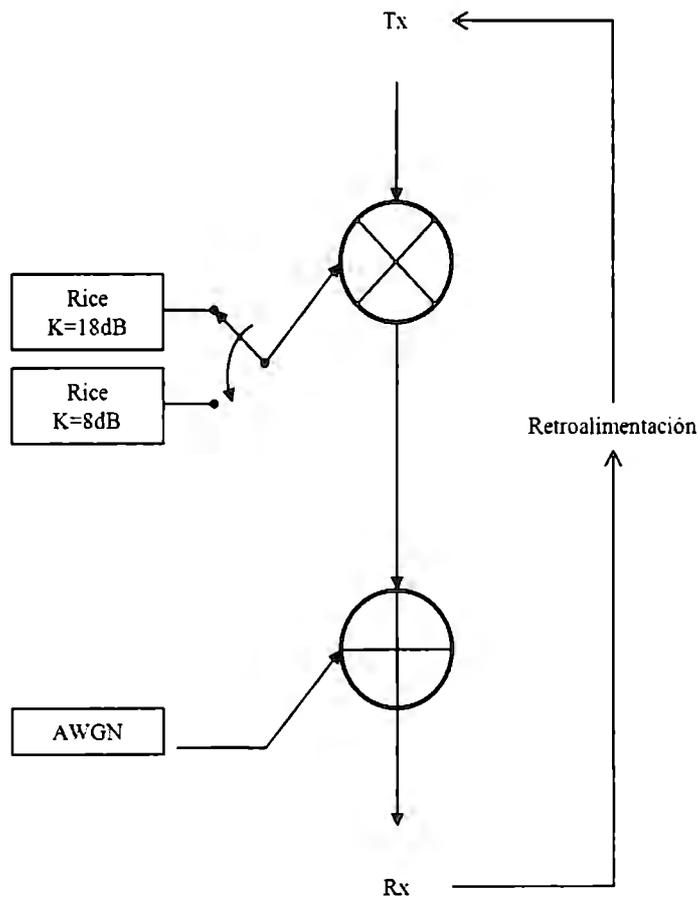


Fig. 6: Modelo de canal banda estrecha conmutado.

El comportamiento del canal está dado en base a la distribución *Rice* y se busca modelar un comportamiento variable con respecto a la probabilidad de mantener una condición dada o bien de conmutar a una condición opuesta. Las condiciones buena y mala son modeladas por un canal

Rice con un factor K de 18dB y 8dB respectivamente. La representación gráfica de este modelo de canal se aprecia en la Fig. 6.

La función de distribución de probabilidad *Rice* de la envolvente que presentan los estados de la cadena *Markoviana* de nuestro canal en banda estrecha está dado por la expresión (53) de acuerdo a Parsons [43].

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (53)$$

Donde $I_0(\cdot)$ es la función *Bessel* modificada de primer grado de orden cero, σ^2 es la varianza, r es un haz de la señal y r_s corresponde al factor de línea de vista directa (*LOS*).

Los factores *Rice* descritos fueron seleccionados de acuerdo a las condiciones climatológicas y la relación de potencia en el haz de línea de vista directa con respecto a la potencia dispersada en el medio de manera tal que el factor del primer estado refleja una condición de cielo abierto y un porcentaje mayor en la línea directa de vista (*LOS*). Por el contrario, el estado 2 representa una condición con mayor desvanecimiento y una menor presencia de la condición de línea de vista *LOS*.

3.3 INFORMACIÓN DEL ESTADO DEL CANAL

Como parte medular de esta Tesis, la mitigación del desvanecimiento se lleva a cabo a través de un control de tasa de transmisión que requiere de la obtención de la Información del Estado del Canal (*CSI* por sus siglas en inglés de *Channel State Information*). El *CSI* es obtenido a partir de los símbolos que el receptor ha recibido del canal y los cuales han sido afectados por los desvanecimientos. El factor que es medido en dichos símbolos corresponde a la variable con respecto al tiempo o varianza entre ellos. Este *CSI* es de vital importancia ya que a través de él es posible que el sistema tome una decisión de conmutación en sus condiciones de operación.

La variabilidad de la señal ocasionada por el desvanecimiento variable del canal y que debe cuantificar la *CSI*, es medible considerando el comportamiento estocástico del medio como un proceso ergódico y estacionario de manera que el valor cuadrático medio de los símbolos recibidos estén dados por la expresión (54). Esto se expresa en Manterola y Strembler [44,45].

$$E(X^2) = m_x^2 + \sigma_x^2 \quad (54)$$

Donde, $E(X^2)$ corresponde al segundo momento denominado valor cuadrático medio, m_x^2 corresponde al cuadrado del primer momento que refiere al cuadrado de la media y σ_x^2 al segundo momento centrado que refiere a la varianza de los elementos contemplados. En términos de potencia de señal, los elementos de la expresión (54) refieren a que la potencia promedio total de los símbolos recibidos equivale a la suma de la potencia promedio de la componente en corriente directa (*CD*) más la potencia promedio de la componente variable con respecto al tiempo o de la componente en corriente alterna (*CA*) como en Pech-Carmona et al. [22] se argumenta. De acuerdo a lo anterior, la potencia promedio de la varianza de la señal puede obtenerse de la ecuación (55).

$$\sigma_x^2 = E[(X - m_x)^2] \quad (55)$$

Esto es utilizado de la misma forma que se empleó en Méndez et al. [46] en donde recurren a la corriente presente en un instante de tiempo registrada dentro de un circuito digital. Esto se aprecia en la ecuación (56).

$$\sigma_{i(t)}^2 = E[(i(t) - \mu_i(t))^2] \quad (56)$$

Donde $i(t)$ corresponde a la corriente presente en un instante de tiempo y $\mu_i(t)$ corresponde a la media de los valores de corriente medidos. En términos de valor esperado, podemos expresar la varianza de la forma mostrada en (57) [46].

$$\sigma_{i(t)}^2 = E[(i(t) - E[i(t)])^2] = E[i(t)^2] - E[i(t)]^2 \quad (57)$$

Este enfoque que se ha considerado para obtener información de un fenómeno aleatorio se ha empleado en algunos trabajos orientados al monitoreo de ruido en líneas de transmisión tal como en Niwa et al. [47] o bien para la cuantificación de ruido en sistemas digitales o dispositivos de silicio en Mendez et al. [46], aunque no se ha utilizado en la obtención de *CSI* para el modelado de canal.

Es importante mencionar que el parámetro de potencia de corriente alterna fue considerado en la obtención de la *CSI* de la misma forma para cualquier sistema, esto sin tomar en cuenta la tecnología empleada, la potencia de transmisión y la variabilidad de los ambientes involucrados en el modelado del canal. Es decir, la componente variable con respecto al tiempo se empleó con el canal conmutado en banda estrecha, con el canal en banda ancha *COST 207*, con el de banda ancha *LTE* urbano y con el canal en banda ancha *LTE* conmutado.

Debido a que cada canal presenta condiciones de potencia distintas, es necesario tomar en cuenta la media de los símbolos en conjunto con la varianza tal como se justificó con la expresión (55) y (57) y que se debe a que la primera es un parámetro cambiante de acuerdo al factor de conmutación del canal y directamente relacionado con la potencia en la *LOS* para cada caso. Por ello, tomando en cuenta la medición de la potencia promedio total, es posible identificar los

efectos de la varianza en ésta, es decir, que porcentaje de dicha potencia corresponde a las variaciones con respecto al tiempo.

3.4 CONTROL DE TASA DE TRANSMISIÓN DE DATOS COMO TÉCNICA DE MITIGACIÓN DE DESVANECIMIENTOS

La técnica de mitigación de desvanecimientos (*Fading Mitigation Technique* por sus siglas en inglés *FMT*) más importante dentro de la Tesis corresponde al control de tasa o *DRR*. Como se expuso en el Capítulo 2, la *DRR* se basa en el ajuste de la tasa de transmisión de acuerdo a las condiciones de propagación del canal a razón de realizar una disminución de la magnitud de estas conforme se identifica un incremento en las perturbaciones registradas en la señal recibida.

El comportamiento general de la *DRR* es:

1. En condiciones con bajo desvanecimiento tales como en ambientes abiertos con mínima dispersión y baja pérdida de potencia de señal, el sistema opera con la máxima tasa de transmisión.
2. Si las condiciones del medio propician un incremento en el desvanecimiento tales como el ingreso a zonas urbanas o suburbanas así como un decremento en la potencia de señal, el sistema deberá operar con una tasa de transmisión de datos menor a la contemplada en el caso 1.
3. Cuando las condiciones ambientales registran los peores casos, la tasa de transmisión se deberá mantener en la tasa de transmisión más baja permisible al sistema hasta el tiempo en el cual las condiciones mejoren y se realice una conmutación en sentido opuesto al contemplado en 2.

La simulación del algoritmo de control de tasa de transmisión implica conformar el sistema de comunicación como un sistema adaptativo el cual toma la decisión de conmutación de tasa a través de una máquina de estados finita, cuyas entradas o factor de decisión es la potencia de corriente alterna de los símbolos recibidos y cuya salida corresponde al estado siguiente en el cual se trabajará. Dicho estado corresponde a la tasa de transmisión que se empleará en el siguiente envío.

Esta máquina de estados finitos fue diseñada considerando que las salidas son función del estado y entrada actuales. Esta presenta la estructura de la Fig. 7 en donde se aprecia como elemento de entrada la potencia de corriente alterna medida de los símbolos, la evaluación de dicha magnitud de acuerdo a umbrales de operación, la obtención de un estado nuevo respecto a

tener una magnitud igual, mayor o menor respecto a los valores de referencia y la generación de una nueva tasa de transmisión. El estado nuevo pasa a ser estado actual después del tiempo $t+1$.

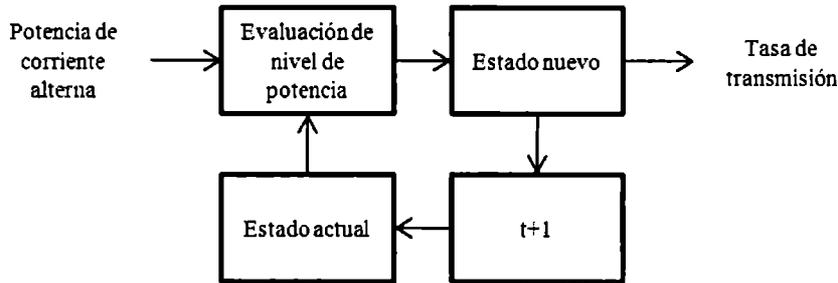


Fig. 7: Estructura de la máquina de estados finitos utilizada.

El comportamiento lógico entre estados de la máquina de estados propuesta se aprecia en la Fig. 8. En esta figura se observan cinco tasas de transmisión llamadas R_1, R_2, R_3, R_4 y R_5 y las cuales son conmutables de acuerdo al valor de la CSI de los símbolos recibidos. El CSI es representado mediante la leyenda *Var* que refiere a la potencia de corriente alterna o varianza de los símbolos.

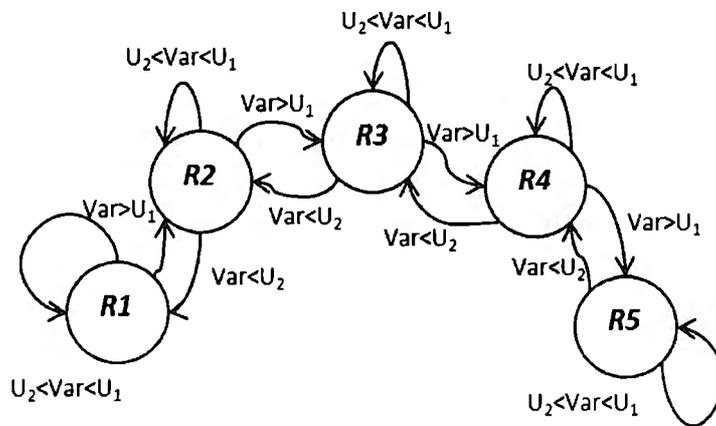


Fig. 8: Máquina de estados para la conmutación de tasa de transmisión.

De las tasas mencionadas, R_1 consiste en la tasa de bits más alta y R_5 a la tasa de bits más baja. El comportamiento de la máquina de estados radica en conmutar a una menor tasa de transmisión cuando el valor de la varianza de símbolos es mayor a un umbral U_1 establecido y en caso opuesto cuando el valor de la varianza es menor a un umbral U_2 .

U_1 y U_2 son valores que reflejan el porcentaje de la potencia medida de los símbolos recibidos que el usuario permite sea proveniente de la corriente alterna. La variación de estos umbrales permite operar al sistema adaptativo con porcentajes en la máxima tasa de transmisión distintos y los cuales pueden ser modificados de acuerdo a la necesidad del sistema de comunicación.

3.5 MODELO DE CANAL EN BANDA ANCHA

Como se describió en el Capítulo 2, el canal de transmisión es modelado con la finalidad de que su comportamiento tome en consideración la distorsión por tiempo y la distorsión por frecuencia. Ambas distorsiones son producto del desvanecimiento generado por el multicamino y por el movimiento del usuario respectivamente. Estos comportamientos no son representados en un modelo de canal en banda estrecha como el mostrado en la Sección 3.2., pero a través de un modelo en banda ancha, es posible incluirlos además de considerar el factor de atenuación presente en el medio.

La forma seleccionada para representar el modelo de canal en banda ancha corresponde a la del perfil de retardo de potencia o *Power Delay Profile* mencionado en la Sección 2.1.1. Este perfil representa el comportamiento individual de cada uno de los caminos o trayectorias que son generados en base a los fenómenos de reflexión, refracción y difracción de la señal transmitida cuando se propaga en un espacio libre y entra en estrecha influencia con los obstáculos del medio, moléculas de agua, partículas de polvo y contaminantes, entre otros. Cada uno de los caminos contiene información acerca de la atenuación presentada, el retardo ocasionado en esa trayectoria y la distorsión generada por el efecto *Doppler*. La representación gráfica se puede apreciar en el Capítulo 2.

Dentro del trabajo de Tesis, se desarrollaron dos modelos de canal en banda ancha:

1. Modelo *COST 207* para un ambiente urbano. Este modelo contiene 12 caminos con retardo y potencia definidas. Los parámetros del modelo del canal son los observados en la Tabla 6. El esquema del modelo de canal se aprecia en la Fig. 9.
2. Modelo *ETU-LTE*. Este modelo está enfocado para trabajarse con una tecnología *LTE* y cuyo número de derivaciones depende directamente del tipo de ambiente en el cual se encuentre el sistema. De manera particular el ambiente urbano consiste de 9 caminos cuando trabaja en la banda de 1.7GHz. Las características representativas de cada derivación con el perfil de retardo de potencia se describe en la Tabla 7. A su vez el esquema del modelo del canal en su representación de filtro transversal se observa en la Fig. 10.

Tabla 6. *Power Delay Profile* para *COST 207* en ambiente urbano.

Tap No.	Retardo [μ s]	Potencia [dB]
1	0	-7
2	0.2	-3
3	0.4	-1
4	0.8	0
5	1.6	-2
6	2.2	-6
7	3.2	-7
8	5.0	-1
9	6.0	-2
10	7.2	-7
11	8.2	-10
12	10	-15

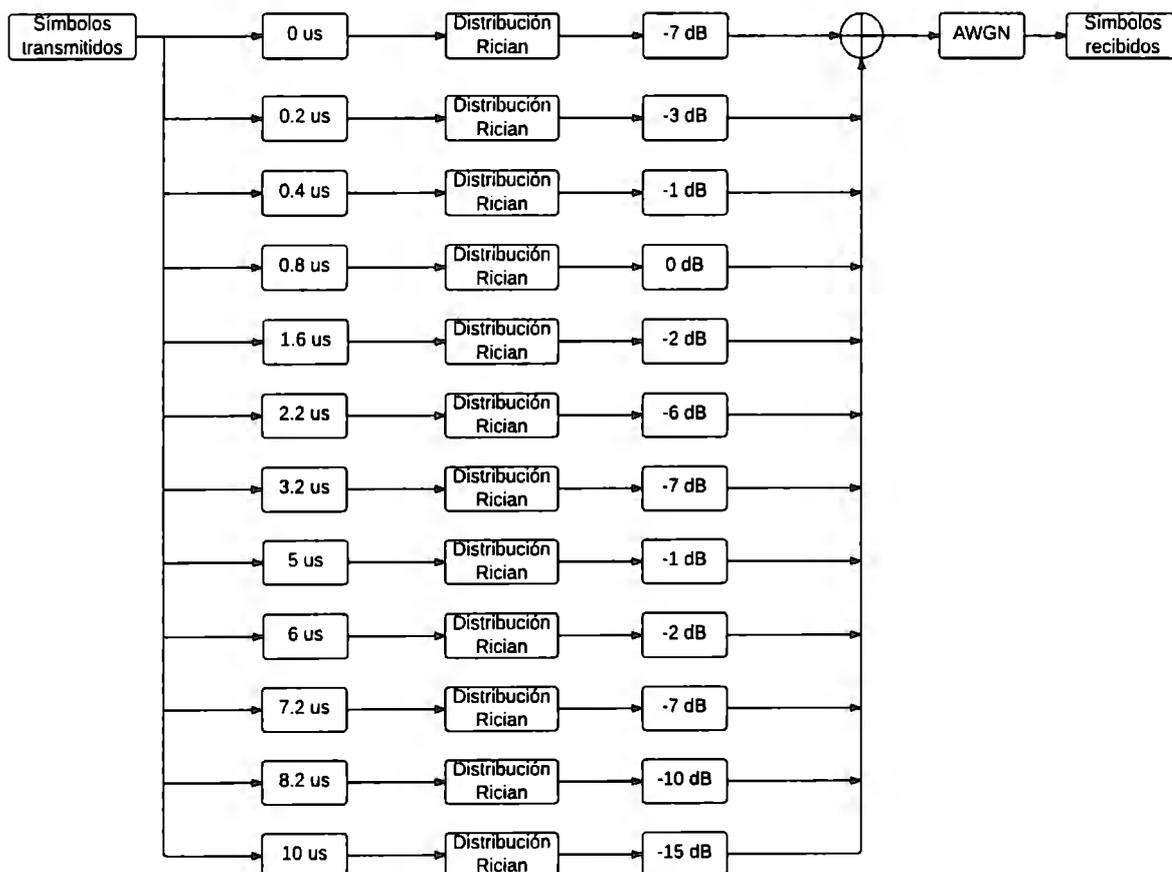
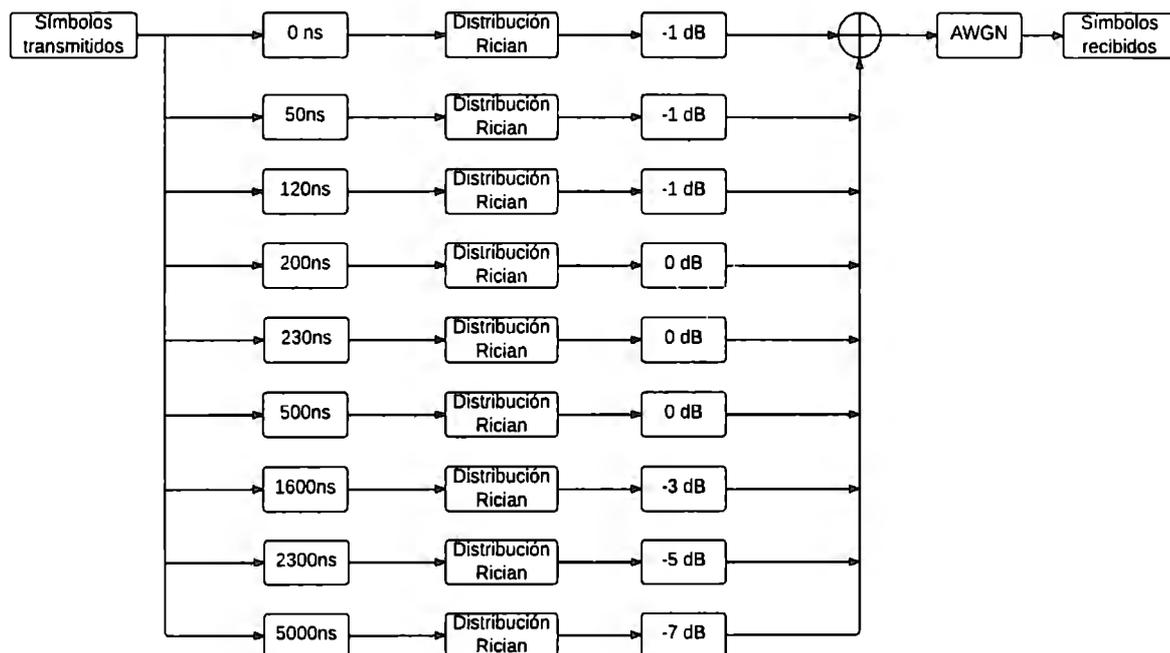
Fig. 9: Representación del modelo de canal en banda ancha *COST 207* como filtro transversal.

Tabla 7: *Power Delay Profile* para *ETU-LTE* en ambiente urbano

Tap No.	Retardo [ns]	Potencia [dB]
1	0	-1
2	50	-1
3	120	-1
4	200	0
5	230	0
6	500	0
7	1600	-3
8	2300	-5
9	5000	-7

Fig. 10: Representación del modelo de canal en banda ancha *LTE* como filtro transversal.

Para el modelo de canal *LTE* solo se consideró el ambiente urbano con la finalidad de hacer contraste con el *COST 207* y sobre todo porque el fenómeno multicamino presenta las peores condiciones en este ambiente en particular.

Estos modelos de canal fueron utilizados dentro de sistemas de comunicación para corroborar el comportamiento de las técnicas de mitigación de desvanecimiento propuestas en la Tesis. En siguientes secciones se identificará su combinación además de los resultados obtenidos.

3.6 ESTIMACIÓN DE CANAL

La estimación de canal que se propone en la Tesis consistió de varias etapas para identificar los beneficios que cada una de las técnicas nos brinda. Estas técnicas, fueron descritas en el Capítulo 2, las cuales son: estimación de canal basada en símbolos piloto, estimación de canal ciega y estimación de canal semi-ciega.

El primer estimador de canal corresponde a la estimación por símbolos agregados y el cual toma en consideración la inclusión de un símbolo piloto complejo c dentro de la secuencia compleja en banda base que contiene los datos del usuario. El símbolo piloto utilizado es $c = a + jb$ donde a es 1 y b es 1. El símbolo c es empleado para todo el proceso e insertado cada nueve símbolos de datos dentro de la trama transmitida. El estado de canal es obtenido a través de la interpolación de la variación detectada en los puntos piloto con la finalidad de homologar las tasas de muestreo. La interpolación puede realizarse mediante un criterio cúbico, lineal o cuadrático. El procedimiento se aprecia en la Fig. 11.

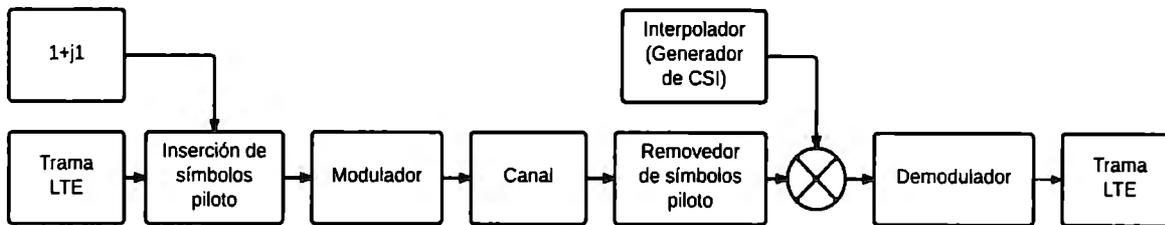


Fig. 11: Esquema del estimador basado en símbolos piloto.

En la Fig. 11 se observa que el modelo propuesto para llevar a cabo la estimación basada en símbolos piloto consiste de una trama *LTE* de n símbolos la cual es sometida a la inserción en banda base de p símbolos pilotos de acuerdo a la tasa y separación descrita arriba. Posteriormente la trama de $n + p$ elementos es modulada en pasa banda por un modulador *QAM* para ser propagada a través del canal de transmisión. El comportamiento del canal corresponde al modelo de canal en banda ancha descrito en la Sección 3.5. Del lado del receptor, éste recibe los $n + p$ símbolos provenientes del canal y extrae los p símbolos piloto. Estos son interpolados para la obtención de la *CSI* local. Esta *CSI* es utilizada para equalizar los n símbolos restantes que serán demodulados.

El segundo estimador diseñado corresponde al estimador ciego. Éste está basado en la obtención de información del canal sin hacer uso de elementos adicionales a la trama de información, es decir el trabajo principal le corresponde al receptor ya que debe tener la facultad de identificar características del medio a través de la señal que se propaga por el medio. El

criterio que se considera en la estimación consiste en la convolución de matrices correladas que definen el comportamiento estocástico del fenómeno. La obtención de un error mínimo en la dispersión de las matrices se obtiene principalmente a través de un algoritmo de Mínimos cuadrados (*Least Squares* por sus siglas en inglés *LS*) o un algoritmo de Error Cuadrático Medio Mínimo (*Minimum Mean Square Error* por sus siglas en inglés *MMSE*). Ambos algoritmos fueron puestos a prueba en este trabajo. El estimador ciego diseñado con las características descritas se observa en la Fig. 12.

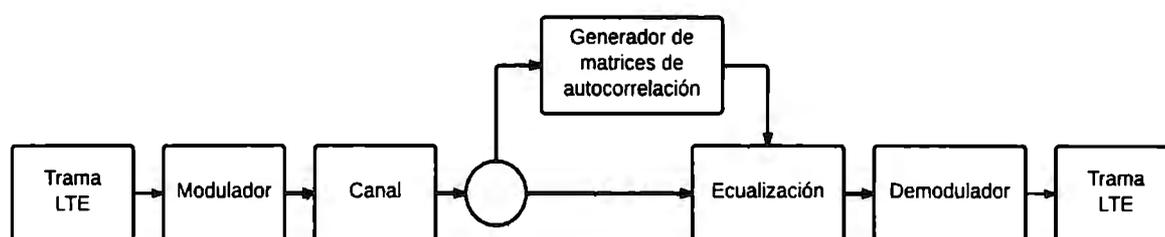


Fig. 12: Esquema del estimador ciego

La estimación ciega que se aprecia en la Fig. 12 corresponde al modelo creado en base a su definición mostrada en la ecuación (45) del Capítulo 2. Esta consiste en utilizar como insumo la misma trama *LTE* considerada en el caso de estimación por símbolos piloto y la cual es modulada en pasa banda por un modulador *QAM*. La trama compleja resultante es propagada por el modelo de canal en banda ancha sin alteración alguna del sistema. Las variaciones se presentan en el sistema de recepción en el cual la señal que se obtiene del canal es utilizada para la generación de matrices de autocorrelación quienes son consideradas como el *CSI* local y por ende proporcionadas al ecualizador del sistema. Posterior a la ecualización y sintonizado del sistema la trama de datos es demodulada y recuperada a su forma original.

Los estimadores previamente diseñados contienen características muy particulares que se reflejan en los resultados de sus pruebas, las cuales serán vistas y analizadas en el Capítulo 4. Con la finalidad de conjuntar las bondades de ambas estimaciones, se construyó un estimador semi-ciego el cual utiliza información adicional a la trama de datos a través de símbolos piloto y un receptor ciego que conjuga la *CSI* obtenida de las matrices de autocorrelación con la *CSI* obtenida de la interpolación. El sistema semi-ciego descrito se observa en la Fig. 13.

La estimación semi-ciega es obtenida basada en una trama *LTE* de la misma forma que la considerada en las dos estimaciones anteriores. La inserción de p símbolos piloto a los n símbolos de datos de la trama se realiza de la misma forma que con la estimación basada en pilotos agregados. La principal diferencia radica en el receptor, el cual al recibir la señal proveniente del canal de transmisión realiza las siguientes acciones en el mismo orden que son descritas:

1. Remueve o extrae los p símbolos piloto.
2. Genera la *CSI* por interpolación para adaptar la tasa de símbolos piloto con los n símbolos de datos.
3. Se realiza el ecualizado de la señal.
4. De la nueva señal ecualizada se obtienen las matrices de autocorrelación que definen el comportamiento de la señal desvanecida y ecualizada.
5. Se realiza una nueva ecualización basada en técnica ciega.

Finalmente el resultado de ambos procesos es demodulado para obtener la trama *LTE* original.

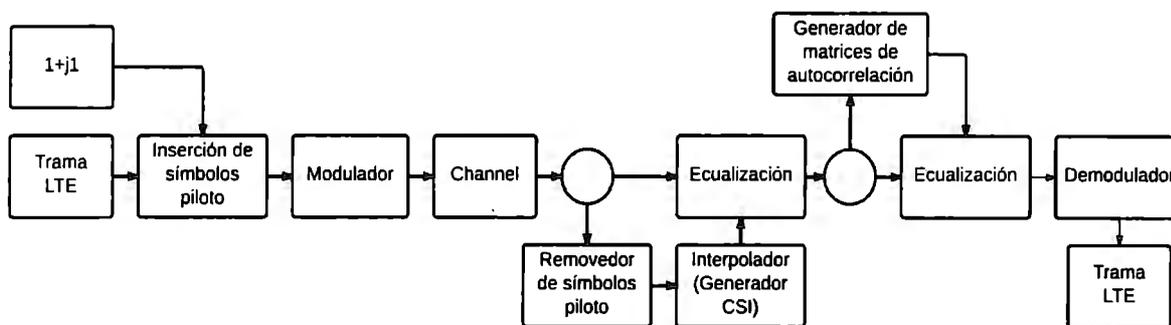


Fig. 13: Esquema del estimador semi-ciego

3.7. MODELO DE CANAL *LTE* EN BANDA ANCHA CONMUTADO

Dentro de los recursos necesarios para la conformación de los sistemas de prueba mencionados en la Fig. 4, se requirió de la construcción de un canal en banda ancha conmutado con la finalidad de tener un comportamiento pseudo-aleatorio que permita realizar un análisis de beneficios al implantar las técnicas de mitigación de desvanecimientos propuestas.

El canal de transmisión se basa de la misma forma que el presentado en la Sección 3.5 de este Capítulo y que corresponde a un modelo de filtro transversal cuyo comportamiento en banda ancha está definido por un *Power Delay Profile*.

La tecnología *LTE* está basada en enlaces de comunicaciones de banda ancha con varias sub-bandas de frecuencia ubicadas en la banda L para la República Mexicana. Ya que *LTE* opera con frecuencias altas, su rendimiento se ve afectado por obstáculos tales como edificios, áreas boscosas, partículas suspendidas entre otras, ya que el número de trayectorias o caminos de la señal propagada varía considerablemente. Además, la intensidad con la cual la *LOS* llega al

receptor varía con respecto a tales condiciones. Por ello, es necesario tomar en cuenta un canal variante con el tiempo.

El modelo de canal diseñado contiene tres ambientes distintos de acuerdo a la movilidad, obstáculos y posibles sombras que se presenten entre el usuario y la estación transmisora.

Estos son de acuerdo a Ergen [48]:

1. Ambiente urbano típico (*ETU*).
2. Ambiente peatonal o *pedestrian A (EPA)*.
3. Ambiente vehicular A (*EVA*).

El *Power Delay Profile* para los ambientes descritos se aprecia en la Tabla 8 mostrada a continuación.

Tabla 8: *Power Delay Profile* para modelos de canal *LTE* de acuerdo a Ergen [48].

Tap No.	Retardo (ns)	Peatonal (dB)	Vehicular (dB)	Urbano típico (dB)
1	0	0	0	-1
2	30	-1	-1.5	
3	50			-1
4	70	-2		
5	90	-3		
6	110	-8		
7	120			-1
8	150		-1.4	
9	190	-17.2		
10	200			0
11	230			0
12	310		-3.6	
13	370		-0.6	
14	410	-20.8		
15	500			0
16	710		-9.1	
17	1090		-7	
18	1600			-3
19	1730		-12	
20	2300			-5
21	2510		-16.9	
22	5000			-7

Ahora bien, el comportamiento del trabajo corresponde a condiciones variantes en el tiempo que permitan representar la movilidad de un usuario dentro de un ambiente urbano, suburbano o

bien a través del comportamiento climatológico de un lugar. Por ello, se requiere una representación conmutada que incluya de una manera pseudo-aleatoria la presencia de un tipo de ambiente específico. Para ello, se implementó en el modelo de canal una cadena *markoviana* de tres estados los cuales representan cada uno de los tipos de ambiente que define el *Power Delay Profile* de la Tabla 8.

La cadena *Markoviana* de conmutación del canal se muestra en la Fig. 14 donde 1, 2 y 3 son los estados de la cadena de *Markov* y los cuales representan el comportamiento Peatonal, Vehicular y Urbano típico, respectivamente.

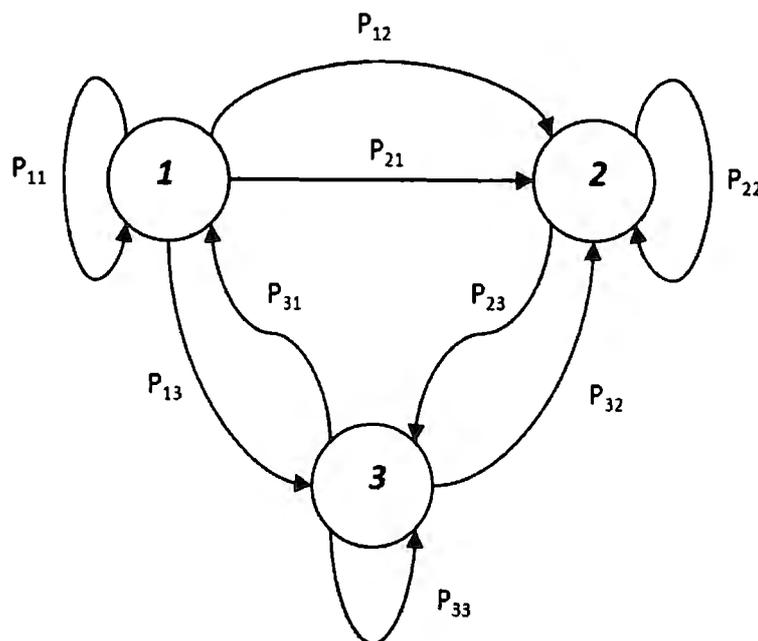


Fig. 14: Cadena *Markoviana* que define la conmutación del canal *LTE*.

Los elementos P_{ij} observados en la Fig. 14 representan la razón de cambio en la cadena de *Markov* del estado i al estado j y que en conjunto están definidos por la matriz de transiciones P , es decir P_{ij} representa la probabilidad de que ocurre una transición del estado i al estado j . La matriz de transiciones utilizada en la definición del canal en la primera experimentación se muestra en la expresión (58). Cabe mencionarse que los valores de P son arbitrarios y no corresponden a las estadísticas reflejadas de una región o estación del año alguna. Esta matriz de transiciones fue modificada en varias ocasiones con el objeto de identificar sus efectos en los tiempos efectivos de cada ambiente. Los resultados obtenidos se mostrarán en el Capítulo siguiente.

$$P = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.3 & 0.3 \\ 0.4 & 0.3 & 0.3 \\ 0.4 & 0.3 & 0.3 \end{bmatrix} \quad (58)$$

3.8. SISTEMAS DE TRANSMISIÓN

Los elementos descritos en la primera parte de este Capítulo fueron desarrollados con el objeto de ser utilizados en sistemas de comunicaciones para evaluar el rendimiento de las técnicas de mitigación de desvanecimientos y las técnicas de estimación de canal ante casos específicos. Estos sistemas están conformados de acuerdo a la descripción gráfica de la Fig. 4 y que serán descritos a continuación.

3.8.1. SISTEMA 1

El sistema 1 se conformó para cubrir tres objetivos primordiales.

1. Generar un sistema adaptativo con condiciones variables del canal.
2. Conocer de forma práctica el rendimiento que se obtiene en el sistema de comunicación al implementar la técnica de mitigación de desvanecimiento de *DRR*.
3. Obtener de una forma precisa y concisa la información del estado del canal (*CSI*) a través de la medición de la componente variable con respecto al tiempo.

En la Fig. 15 se aprecia que la cadena de datos es sometida a una modulación *QPSK* antes de propagarla por el canal. Este sistema no presenta códigos de corrección de error. La representación del canal se basa en un modelo de canal conmutado el cual se trata del canal en banda estrecha descrito en la sección 3.2 de este Capítulo.

Los parámetros específicos que se emplearon en el diseño y simulación de este sistema son los que se muestran en la Tabla 9. En la Tabla 10 se observa la nomenclatura considerada para las tasas de bit que se utilizaron para la técnica de mitigación de *DRR*.

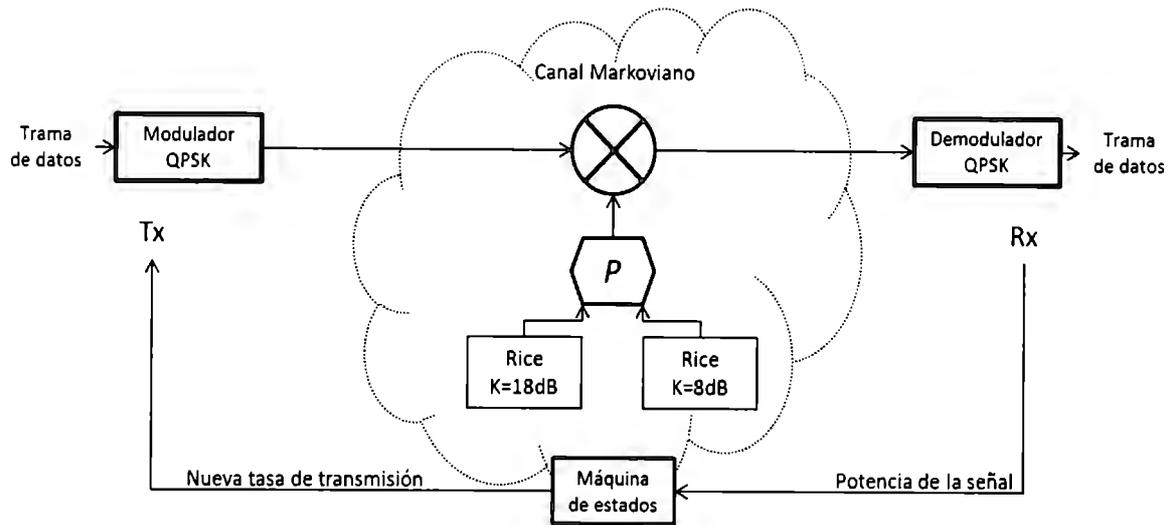


Fig. 15: Representación gráfica del sistema 1.

Tabla 9: Parámetros utilizados en la experimentación del sistema 1.

Parámetro	Magnitud
Ancho de banda	2MHz
Portadora	2GHz
Variedad de tasa	7 tasas
Tasas de operación [Mbps]	De acuerdo a Tabla 10
Máxima velocidad de cambio de tasa	Cambio de símbolo
Canal Conmutado	De acuerdo a Tabla 5
Conmutación del canal	X 1500 símbolos
Modulación	QPSK

Tabla 10: Tasas de operación del DRR del sistema 1.

Tasa	Magnitud [Mbps]
R1	4
R2	2
R3	1
R4	0.5
R5	0.2
R6	0.1
R7	0.05

Los resultados obtenidos en las pruebas de rendimiento de técnica, tasa de error de bit, entre otras, serán mostrados en el Capítulo 4.

3.8.2. SISTEMA 2

El sistema 2 estuvo conformado en tiempos distintos por dos modelos de canal en banda ancha. En primera instancia presentó los parámetros del modelo *COST 207* el cual fue utilizado debido a que su comportamiento estaba comprobado al emplearlo con trabajos como los expuestos por DAVIS [20]. Con ello, el análisis solo se enfocó en la temática de mitigación de desvanecimiento.

El sistema 2 fue diseñado con la finalidad de verificar el comportamiento que asumiría el sistema adaptativo de tasa de transmisión o *DRR* operando sobre el canal en banda ancha. Con ello se requirió necesario para conocer las variaciones en la *CSI* que emplea la componente variable con respecto al tiempo. La estructura general del sistema 2 se aprecia en la Fig. 16.

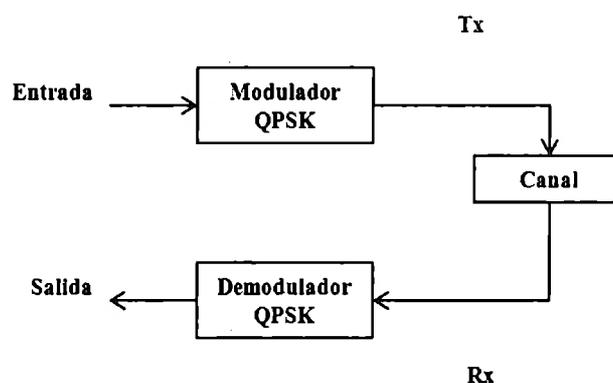


Fig. 16: Estructura general del sistema 2.

El sistema con el modelo de canal *COST 207* es operable en la banda de 2GHz de frecuencia y es aplicable directamente en sistemas de comunicación satelital y de plataformas de gran altitud (*High Altitude Platform* por sus siglas en inglés *HAP*). Los parámetros de este sistema se resumen en la Tabla 11.

La codificación del modelo de canal *COST 207* fue empleada como elemento base en la conformación del modelo de banda ancha *LTE*, aunque debido al número y variabilidad de los retardos de los caminos, el tiempo de exceso de retardo es distinto para cada modelo. De acuerdo a Rappaport [16], el exceso de retardo máximo es definido como $t_x - t_0$ donde t_0 es el primer arribo de la señal y t_x es el máximo retardo en el cual un componente del multicamino está x dB por debajo del componente más fuerte de la señal multicamino. Por ello, se presentan tipos de espectro *Doppler* distintos de la forma observada en la Tabla 12. Estos tipos de espectros fueron definidos en el Capítulo 2.

Tabla 11: Parámetros específicos del sistema 2 con modelo de canal *COST 207*.

Parámetro	Magnitud
Ancho de banda	2MHz
Portadora	2GHz
Velocidad de usuario	50Km/h
Factor de <i>Rician</i> para trayectoria 1	20dB
Trayectorias	12
Ambiente	Urbano
Desplazamiento <i>Doppler</i>	92.65Hz
Ancho de banda de coherencia	8.03KHz
Exceso de retardo máximo <i>rms</i>	2.48 μ s
Modulación	4-PSK

Tabla 12: Espectro *Doppler* por cada camino de acuerdo al modelo de canal

Camino	<i>COST 207</i>	<i>LTE urbano</i>
1	Clásico	Clásico
2	Clásico	Clásico
3	Clásico	Clásico
4	<i>Gauss 1</i>	Clásico
5	<i>Gauss 1</i>	Clásico
6	<i>Gauss 2</i>	Clásico
7	<i>Gauss 2</i>	Clásico
8	<i>Gauss 2</i>	Clásico
9	<i>Gauss 2</i>	Clásico
10	<i>Gauss 2</i>	-
11	<i>Gauss 2</i>	-
12	<i>Gauss 2</i>	-

El rendimiento del sistema 2 con la implementación del *CSI* y *DRR* propuestos se analizará en el Capítulo siguiente.

3.8.3. SISTEMA 3

Con la finalidad de incluir la estimación de canal como algoritmo de mitigación de desvanecimientos se generó un sistema alternativo que evaluara los beneficios de una estimación basada en pilotos, una estimación ciega y de una estimación semi-ciega. Estas técnicas de estimación fueron implementadas sobre el canal *LTE* propuesto en el apartado anterior y sin tomar en consideración el *DRR*. Esto radica en la identificación de los beneficios de las técnicas mencionadas sin influencia de algoritmos ajenos.

La representación gráfica del sistema 3 se aprecia en la Fig. 17. En esta se aprecia una trama de datos *LTE* que ingresa como fuente de información y de la cual es modulada en pasa banda por un modulador *QPSK* para posteriormente ser o no acondicionada con elementos de control y realizar una estimación en el receptor (dependiendo de la técnica empleada). Posteriormente la trama se propaga en un canal en banda ancha. Del lado del receptor se realiza el procesamiento necesario para extraer la información del canal que requiere la estimación y llevar a cabo el respectivo ecualizado de señal. Finalmente se incluye un demodulador *QPSK* para restaurar la señal a banda base y obtener la trama *LTE* original.

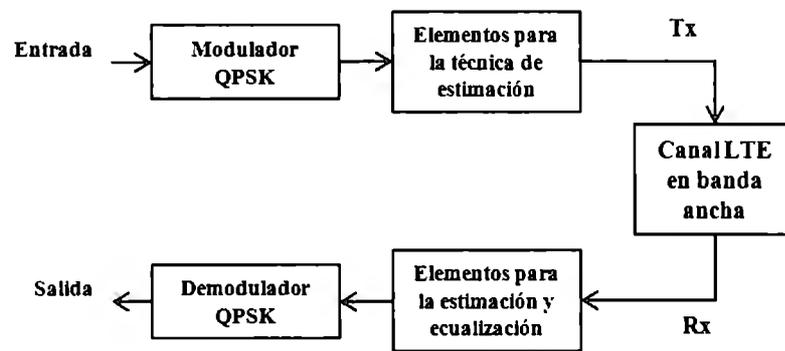


Fig. 17: Estructura del sistema para estimación de canal.

Los parámetros utilizados en las pruebas realizadas a este sistema se muestran en la Tabla 13.

Tabla 13: Parámetros del sistema *LTE* para estimación de canal.

Parámetro	Magnitud
Ancho de banda	20MHz
Portadora	1.7GHz
Frecuencia de muestreo	30.72MHz
Velocidad de usuario	120Km/h
Tasa de bits (DL)	170Mbps
Factor de <i>Rician</i> trayectoria 1	6dB
Trayectorias	9
<i>Power Delay Profile</i>	Tabla 7
Ambiente	Urbano típico extendido (<i>ETU – Extended Typical Urban</i>)
Desplazamiento <i>Doppler</i>	189.01Hz
Ancho de banda de coherencia	20.1KHz
Modulación	16-QAM

3.8.4. SISTEMA 4

El total de recursos que fueron planificados para el desarrollo de esta Tesis (Fig. 4) y que fueron descritos en las primeras secciones de este Capítulo, fueron conjuntadas en el sistema 4 cuyos objetivos particulares son:

1. Utilizar el algoritmo de medición de la componente variable con respecto al tiempo como *CSI*.
2. Implementar la técnica de mitigación de desvanecimiento *DRR* como mitigador principal de desvanecimiento.
3. Conjuntar el estimador semi-ciego en el sistema como mitigador secundario de desvanecimiento.
4. Emplear un modelo de canal de banda ancha *LTE* conmutado.

De la misma forma como se contempló en el sistema 1, se dispuso de un canal conmutado con la finalidad de obtener una variabilidad en tiempo de parte del comportamiento del medio similar al presentado en condiciones reales de transmisión. La estructura general del sistema se aprecia en la Fig. 18.

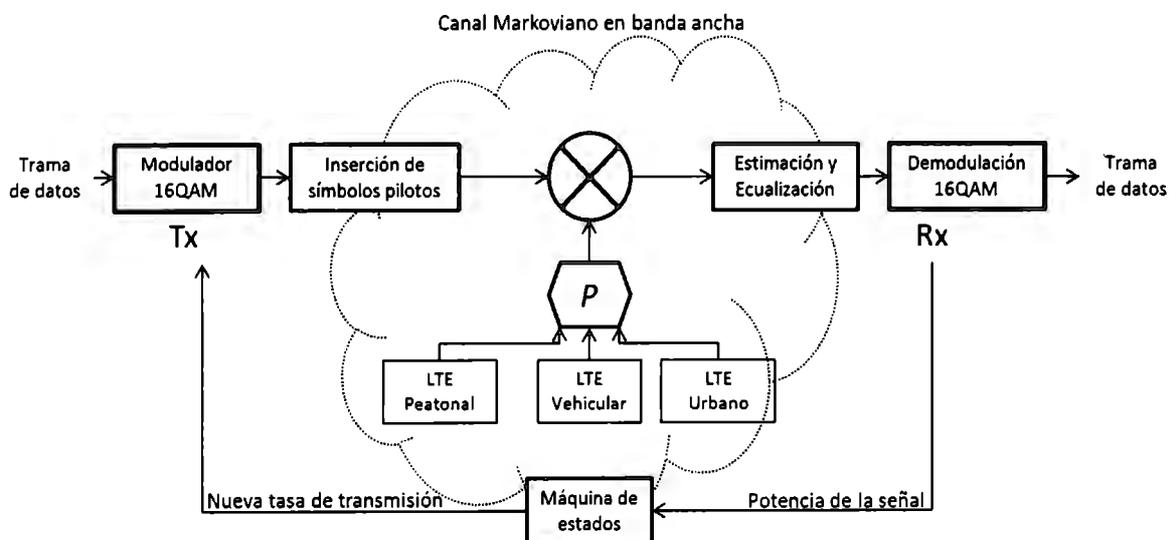


Fig. 18: Estructura general del sistema 4.

Como en los casos anteriores se realizó experimentación del sistema con la finalidad de conocer el rendimiento de los algoritmos propuestos de acuerdo a los objetivos planteados en la Tesis. Los parámetros utilizados en dicha experimentación se enlistan en la Tabla 14 y los resultados se expresan en el Capítulo 4. Cabe mencionarse que las tasas de transmisión utilizadas

fueron distintas a los sistemas anteriores ya que el número de bits en la representación de cada símbolo depende directamente de la magnitud de los niveles de señalización utilizados en la modulación tal y como se aprecia en la expresión (59).

$$m = \log_2 M \quad (59)$$

Donde m corresponde al número de bits por símbolo y M corresponde a los niveles de señalización de la modulación. Para nuestro caso, $M = 16$. Las tasas de transmisión del sistema se aprecian en la Tabla 15.

Tabla 14: Parámetros de la experimentación para el sistema 4.

Parámetro	Magnitud
Ancho de banda	20MHz
Portadora	1.7GHz
Frecuencia de muestreo	30.72Mhz
Velocidad del usuario	120Km/h
Factor de <i>Rician</i> trayectoria 1	20dB
Tipo de canal	Conmutado (<i>Markoviano</i> de 3 estados)
Tasa de cambio del canal con respecto a los símbolos transmitidos.	1:1
Número de trayectorias	Variable
<i>Power Delay Profile</i>	Tabla 8
Ambiente	<i>Pedestrian</i> , Vehicular and Urbano
Desplazamiento <i>Doppler</i>	189Hz
Ancho de banda de coherencia:	
Caso <i>pedestrian</i>	463KHz
Caso vehicular	56KHz
Caso urbano	20KHz
Modulación	16- <i>QAM</i>
Tasas de transmisión del sistema <i>DRR</i>	Tabla 15

Tabla 15: Tasas de transmisión utilizadas con el algoritmo *DRR* para el sistema 4.

Tasa	Magnitud [Mbps]
R1	8
R2	4
R3	2
R4	1
R5	0.4

3.9. ESTADÍSTICOS DE SEGUNDO ORDEN

Los fenómenos en los cuales intervienen variables aleatorias requieren de elementos estadísticos para representar sus características más importantes y con lo cual sea posible contrarrestar sus efectos o bien predecir su comportamiento de acuerdo a condiciones establecidas. Estos elementos estadísticos principalmente son de dos tipos:

1. Estadísticos de primer orden. Los cuales son aquellos que sirve para representar las características del fenómeno sin tomar en consideración el factor tiempo, es decir están basados en elementos de media y varianza de los datos.

Los estadísticos de primer orden están representados comúnmente por la Función de Densidad de Probabilidad (*Probability Density Function* por sus siglas en inglés *PDF*) y por la Función de Densidad de Probabilidad Acumulada (*Cumulative Distribution Function* por sus siglas en inglés *CDF*).

2. Estadísticos de segundo orden Estos estadísticos consideran el factor tiempo dentro de la representación del fenómeno. Estos son utilizados cuando el fenómeno implica un movimiento entre estación base y estación móvil y/o una velocidad de alguno de los actores.

Los dos estadísticos de segundo orden más importantes son la Tasa de Cruce de Nivel (*Level Crossing Rate* por sus siglas en inglés *LCR*) y la Duración de Desvanecimiento Promedio (*Average Fading Duration* por sus siglas en inglés *AFD*).

La importancia de los estadísticos de segundo orden radica en cuantificar las variaciones que presenta un fenómeno de acuerdo al comportamiento base que debe tener en presencia de una influencia de desvanecimiento en periodos de tiempo muy cortos. Además es posible cuantificar la variación entre el comportamiento de dos fenómenos o modelos variables en el tiempo.

Por lo anterior, se tomo en cuenta establecer un algoritmo de validación de estimaciones de canal de manera que a través de los estadísticos de segundo orden se pueda garantizar que la estimación y el modelo de canal utilizados representan de manera completa y confiable la respuesta impulsiva del medio de enlace real.

El *LCR* es definido como el número promedio de veces que la señal cruza un umbral R de ganancia dada, con un periodo de observación específico T y con un flanco positivo o negativo [3]. El *LCR* del modelo y de las estimaciones del canal fue obtenido siguiendo la expresión (60) de acuerdo a Parsons [43].

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad (60)$$

Donde $\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{RMS}}$, siendo R el nivel de referencia, R_{RMS} el voltaje *RMS* de referencia y $2\sigma^2$ el valor cuadrático medio.

Como se comentó el comportamiento es función de la velocidad del móvil, por lo que entra en juego el efecto *Doppler* f_m . Por lo tanto si la expresión (60) se divide entre el f_m (velocidad/*lambda*) se tendrá el número de cruces de nivel por longitud de onda el cual resulta ser una de las modalidades de representar gráficamente dicho parámetro. Otra modalidad corresponde a expresar el *LCR* en términos de valor mediano más que en términos de valor *RMS*. Esto conlleva a generar un *LCR* normalizado el cual se muestra en la ecuación (61) y que es independiente de la velocidad del móvil y de la frecuencia. Esta es la forma que se optó para representar el *LCR* en esta Tesis.

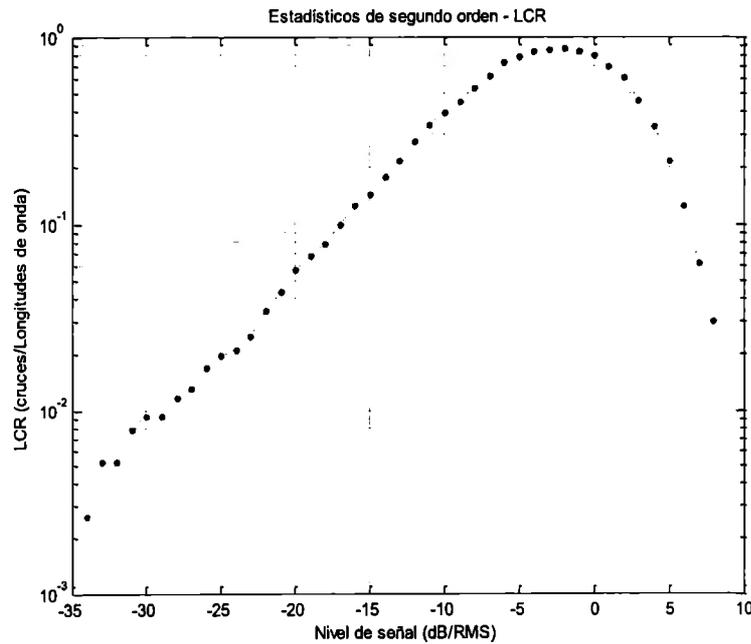


Fig. 19: Representación gráfica de un *LCR*.

$$\frac{N_R}{f_m} = \sqrt{2\pi \ln 2} \left(\frac{R}{r_M} \right) 2^{-(R/r_M)^2} \quad (61)$$

Donde $N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$, y $r_M = \sqrt{2\sigma^2 \ln 2} = 1.1774\sigma$

De acuerdo a trabajos de Socheleau [49] el *LCR* se define como el número promedio de veces por segundo que la envolvente de la señal cruza un umbral con un flanco descendente.

Una representación gráfica del *LCR* obtenido de los sistemas descritos arriba se muestra en la Fig. 19 donde se observa la cantidad de desvanecimientos (eje de las ordenadas) que tiene la señal para un nivel de potencia dado (eje de las abscisas) y que ocurren en un segundo. Las unidades que emplea para representar cada comportamiento corresponden a los cruces/longitudes de onda para el eje de las ordenadas y a *dB/RMS* para el eje de las abscisas. El análisis de estos resultados se llevará a cabo en el Capítulo 4.

Por otra parte, de acuerdo a Pérez-Fontán [3] el *AFD* es definido como la razón entre el tiempo total en que la señal recibida está por debajo de un nivel de referencia *R* y el número total de veces que está por debajo de dicho nivel.

La obtención del *AFD* dentro del trabajo de Tesis consistió en el seguimiento de la expresión (62) para la obtención del $P_r(R)$ el cual es la fracción de tiempo en la que la señal está por debajo de un nivel *R* de acuerdo a Parsons [43]. Este propicia la generación del *AFD* como se observa en la expresión (63).

$$P_r(R) = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (62)$$

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2 \exp(R^2/2\sigma^2) - 1}{\pi}} \frac{1}{R} \quad (63)$$

El *AFD* en términos *RMS* se describiría como en la ecuación (64).

$$L_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho\sqrt{2\pi}} \quad (64)$$

Donde los parámetros de las expresiones (62), (63) y (64) fueron definidos para *LCR*.

Finalmente en términos de valor medio el *AFD* es de la forma mostrada en la expresión (65) y la cual corresponde a la utilizada en la Tesis.

$$L_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi \ln 2}} \frac{2(R/r_M)^2 - 1}{R/r_M} \quad (65)$$

Donde r_M es el valor medio de la señal y *R* corresponde al nivel de umbral considerado.

De la misma forma que para el *LCR*, Socheleau [49] muestra resultados del *AFD* en donde se aprecia que dicho estadístico representa la duración promedio de los desvanecimientos, es decir

dado un nivel de potencia de umbral, cuánto tiempo dura el desvanecimiento de la onda por debajo de éste. Una representación gráfica del *AFD* se muestra en la Fig. 20 donde la curva es representada a través de un gráfico con unidades de cruces/longitudes de onda para el eje de las ordenadas y con *dB/RMS* para el eje de las abscisas. El análisis de estos resultados se llevará a cabo en el Capítulo 4.

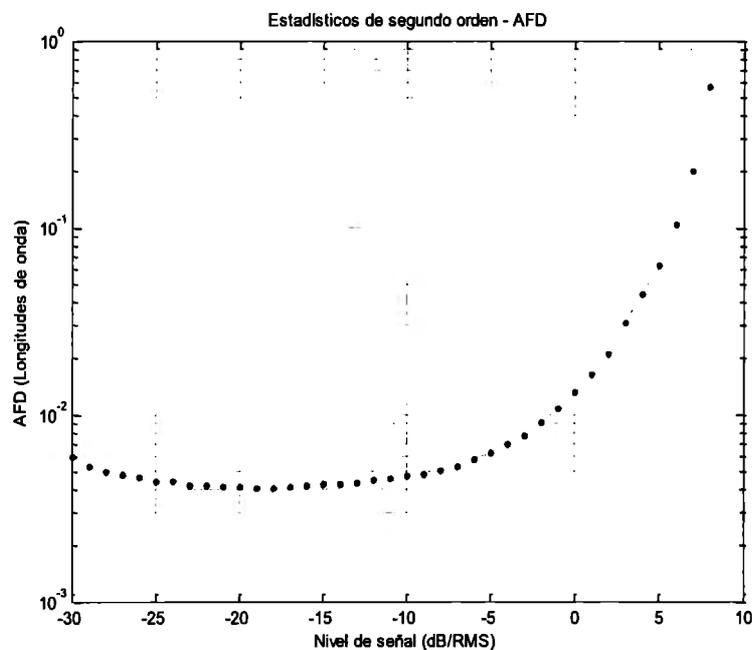


Fig. 20: Representación gráfica de un *AFD*.

La validación de resultados que se llevó a cabo acerca de estimaciones y del modelo de canal se realizaron en base a los resultados de los trabajos de Socheleau y Papazafeiropoulos [50,51,52] quienes utilizan los estadísticos de segundo orden *LCR* y *AFD* para justificarlos.

4. RESULTADOS

4.1. INTRODUCCIÓN

Siguiendo la metodología y elementos contemplados en el Capítulo 3 se obtienen resultados de experimentaciones basadas en la simulación de ambientes específicos del canal de transmisión los cuales son requeridos para la comprobación de los algoritmos propuestos como tema fundamental de esta Tesis. Por ello, en este Capítulo se realiza un concentrado categórico de los resultados que pudieron obtenerse de los sistemas además del respectivo análisis que los justifique. Como se argumentó en el planteamiento y alcance de la Tesis, los resultados reflejan el comportamiento de algoritmos implementados en sistemas de comunicación de varias tecnologías a nivel de simulación.

Los resultados que se mostrarán en este Capítulo se basan en el funcionamiento y rendimiento registrado en los cuatro sistemas propuestos en el Capítulo 3. Los criterios tomados en cuenta dentro del análisis de los sistemas de prueba corresponden al comportamiento de la tasa de error de bit, la relación E_b/N_0 y la componente variable con respecto al tiempo.

4.2. MODELO DE CANAL CONMUTADO EN BANDA ESTRECHA

Como se argumentó en el capítulo anterior, el canal en banda estrecha presentó condiciones de conmutación entre un estado bueno y malo que estaban directamente relacionadas con el factor *Rician* del cada uno de los estados. El comportamiento en el dominio del tiempo de los canales con distribución *Rician* que formaron parte del sistema *Markoviano* de dos estados se aprecian en la Fig. 21. Es importante observar que en la sección superior de la imagen se incluye la respuesta que se tiene cuando el factor *Rician* es de $K=18\text{dB}$ representando una condición buena de transmisión. Por el contrario, en la sección inferior se observa una pérdida de potencia mayor a la anterior debido al factor *Rician* de $K=8\text{dB}$ lo cual representa una condición mala de transmisión.

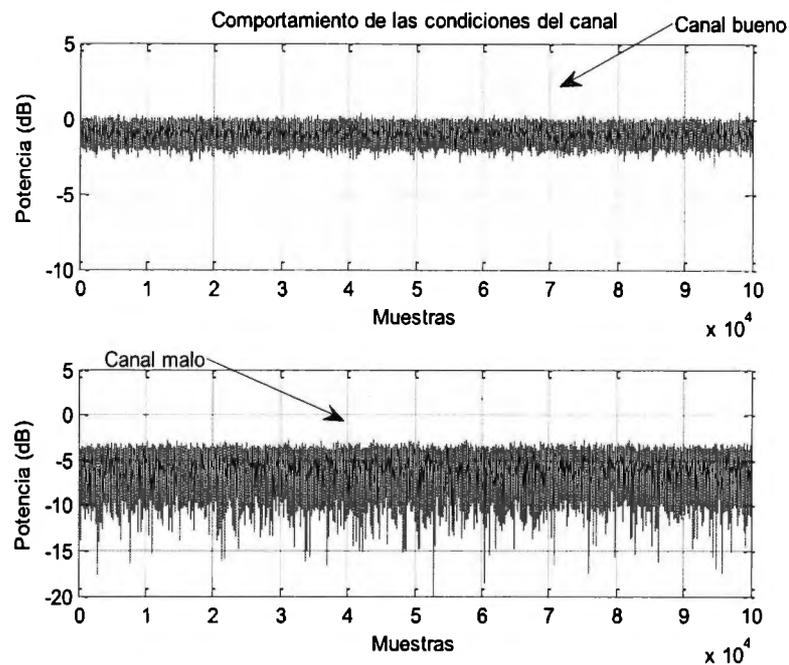


Fig. 21: Comportamiento de las condiciones buena y mala del canal conmutado

Con la finalidad de obtener una mayor variabilidad del canal se dispuso de un canal conmutado con tres estados a través de los cuales se apreciaran condiciones opuestas de distorsión y una condición media. El primer canal considerado fue uno con distribución *Rician* con factor $K=20\text{dB}$ el cual contribuye al modelo con elementos de gran calidad y baja pérdida, es decir representa la condición buena. El segundo canal corresponde a uno con distribución *Rician* y $K=8\text{dB}$ el cual de manera práctica repercute en una mayor distorsión debido a su menor potencia en la *LOS*. Éste representa la condición media del canal conmutado. Finalmente se toma en cuenta el peor caso posible que corresponde a un canal con distribución *Rayleigh* en el cual no se presenta *LOS* y representa una condición de propagación mala.

El comportamiento en factor de potencia de cada condición descrita se aprecia en la Fig. 22 en donde la sección superior de la imagen corresponde al canal con distribución *Rician* y $K=20\text{dB}$, la sección media corresponde al de distribución *Rician* $K=8\text{dB}$ y la sección inferior para el de comportamiento *Rayleigh*.

Estos modelos de canal fueron utilizados en el Sistema 1 cuyos resultados se mostrarán más adelante.

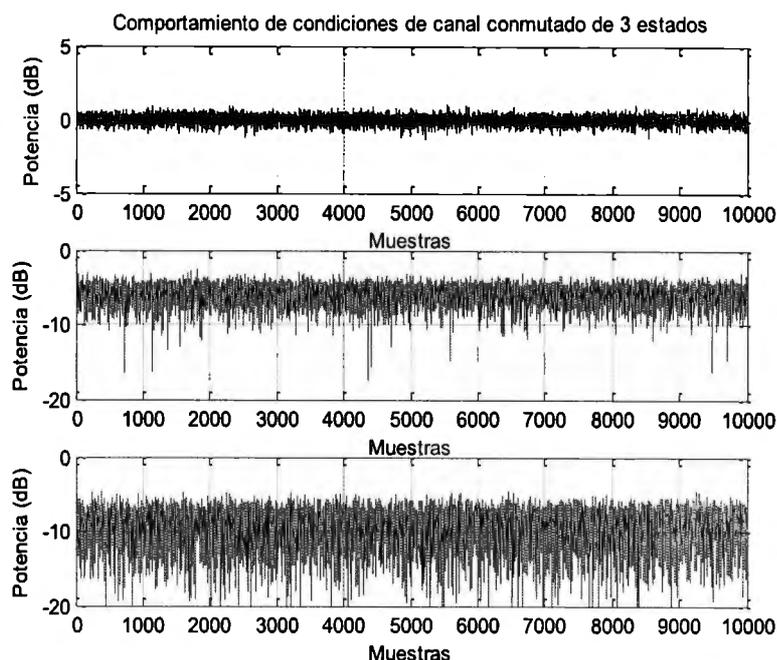


Fig. 22: Comportamiento de las condiciones del canal conmutado de 3 estados

4.3. MODELO DE CANAL EN BANDA ANCHA

La construcción del modelo de canal con características de banda ancha obedeció a las condiciones y características planteadas en el Capítulo 3 de este documento con las cuales se incluyó dentro del comportamiento del canal, los efectos de movilidad, dispersión e interferencia intersimbólica, retrasos variables y el efecto de atenuación de cada trayectoria.

Como primeros resultados se generó un modelo de canal con los parámetros *COST 207* para comunicaciones inalámbricas aplicadas a tecnología *GSM/EDGE* con frecuencia de portadora de 900MHz. El *Power Delay Profile* considera 12 caminos para un ambiente urbano.

La magnitud compleja del comportamiento del canal *COST 207* se aprecia en la Fig. 23. En esta figura se aprecia la variabilidad que presenta en magnitud con respecto al tiempo transcurrido. Además se observa una potencia considerable debido a que la *LOS* es igual a los 18dB.

En la Fig. 24 se incluye la respuesta en series de tiempo para cada trayectoria que involucra al modelo en el cual se aprecia un comportamiento adecuado debido a que los caminos con una posición más próxima a la *LOS* (representados con un valor numérico inferior) contienen la mayor potencia posible además de que aquellos con menor energía generan la mayor distorsión.

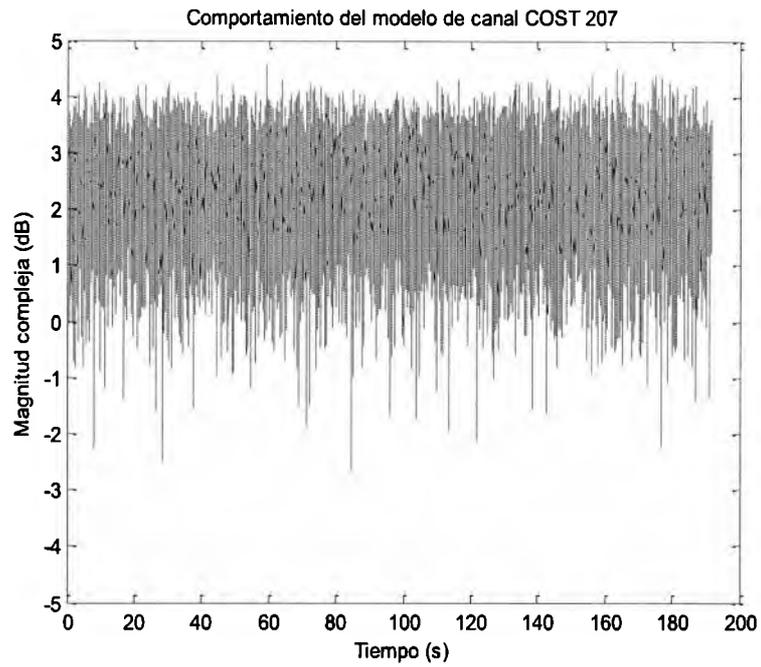


Fig. 23: Comportamiento de la magnitud compleja del canal *COST* 207 para 900MHz

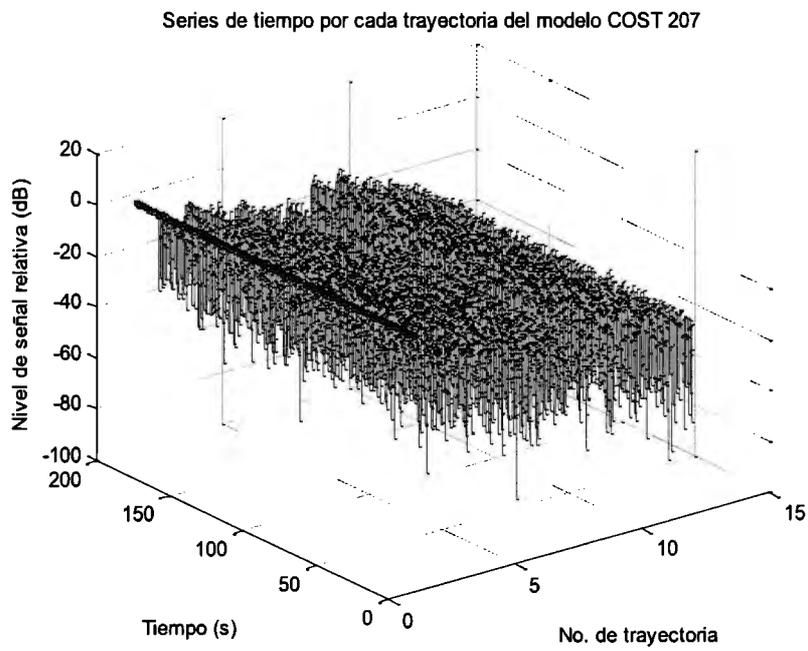


Fig. 24: Series de tiempo de las trayectorias que integran el modelo del canal *COST* 207

Cómo recordaremos, los modelos de canal en banda ancha deben incluir en su comportamiento el efecto en frecuencia debido al movimiento, es decir el efecto *Doppler*. Para este modelo, los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 16.

Tabla 16: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal *COST 207*

Parámetro	Magnitud
Tiempo de coherencia	0.0043s
Ancho de banda de coherencia	8.0378KHz
Dispersión de retardo <i>rms</i>	2.4882 μ s
Dispersión <i>Doppler</i> máxima	41.6955Hz
Exceso de retardo máximo	1X10 ⁻⁵ s

Validando que los parámetros obtenidos del modelo de canal son correctos, se incluye en la Fig. 25 el graficado del desplazamiento *Doppler* que se ejerce de acuerdo a las condiciones de movilidad así como de la velocidad entre usuario y la estación base fija definida en el mismo.

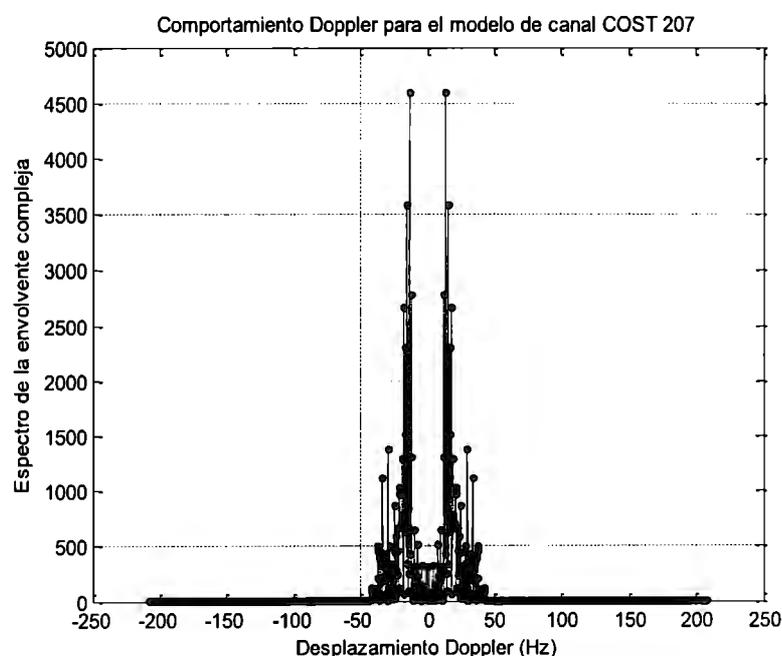


Fig. 25: Comportamiento *Doppler* del modelo de canal *COST 207*

Tal y como se argumentó en el Capítulo 3, la exploración del modelo *COST 207* reflejó la habilidad de reproducción de condiciones existentes en otros trabajos que validaran los resultados. En base a esto, la relación y comparación con otros ambientes y tecnologías resulta

propicio. Por ello, la aplicación final fue planteada en condiciones de propagación con tecnología *LTE* de forma tal que los parámetros de diseño serían distintos, tal como se especificó en la metodología.

De acuerdo a los criterios del modelo *LTE*, se obtuvo un comportamiento distinto al presentado por *COST 207* lo cual refleja la mayor vulnerabilidad de una comunicación *LTE* y que directamente se relaciona con la mayor frecuencia de operación. De manera específica, la banda de frecuencia utilizada para este nuevo modelo corresponde a la de 1.7GHz. El comportamiento de la envolvente compleja afectada por el canal se aprecia en la Fig. 26.

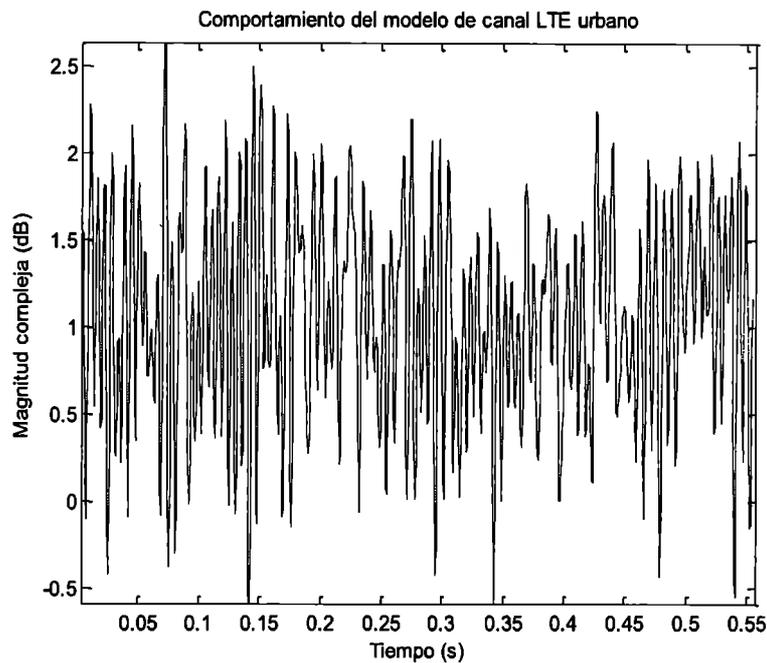


Fig. 26: Comportamiento de la magnitud compleja del canal *LTE* urbano para 1.7GHz

Para este caso, el número de trayectorias involucradas en la dispersión de la señal transmitida es de 9 elementos, los cuales se observan gráficamente en la Fig. 27 que constituye la series de tiempo de cada uno de dichos elementos. En esta se aprecia la variabilidad en potencia que se presenta para todos los caminos, además del mayor grado de atenuación en los últimos de ellos.

De acuerdo a la generación del modelo *LTE*, se obtuvieron los parámetros de la Tabla 17 a partir de la cual se puede comparar y corroborar el efecto *Doppler* con el obtenido de manera gráfica. El efecto *Doppler* para el modelo de canal *LTE* urbano con los parámetros de velocidad definidos en la metodología se aprecia en la Fig. 28.

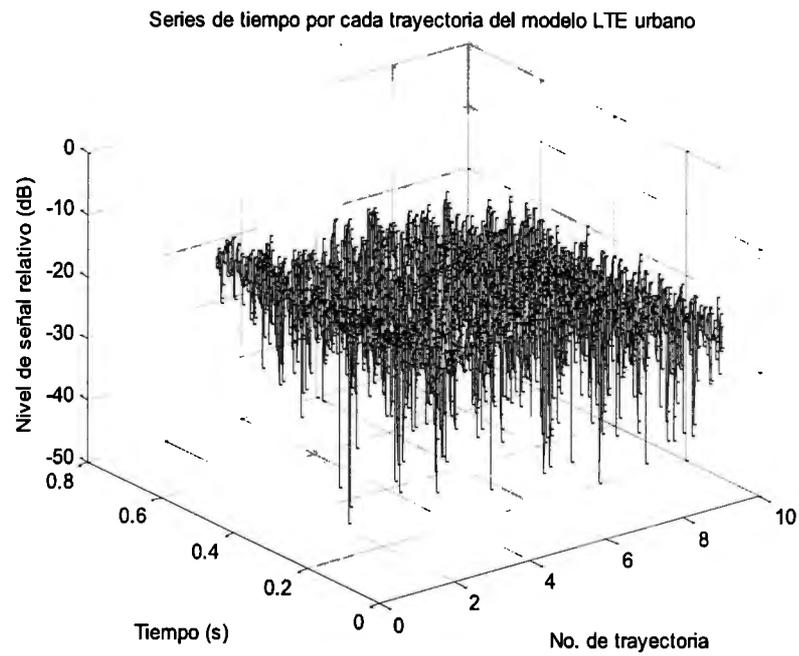


Fig. 27: Series de tiempo de los caminos que integran el modelo de canal *LTE* urbano

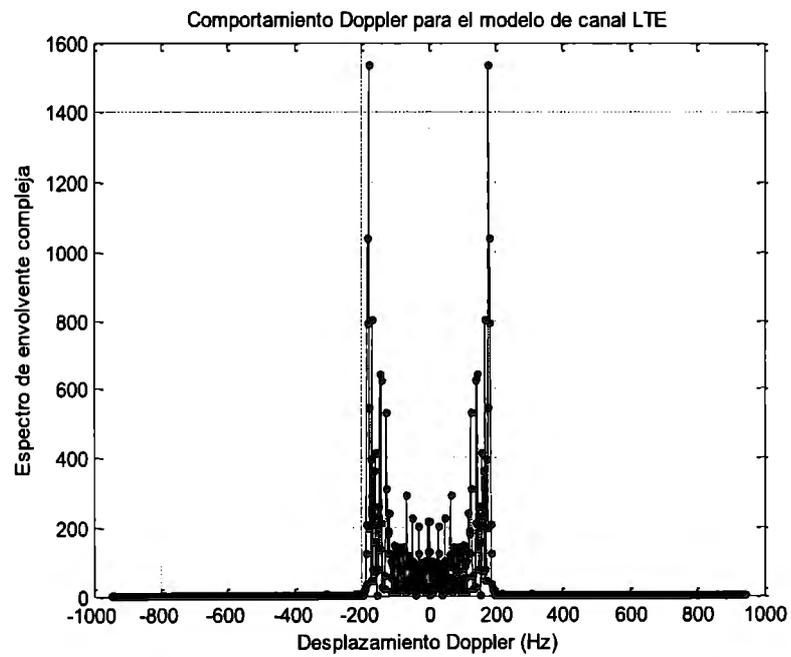


Fig. 28: Comportamiento *Doppler* del canal *LTE* urbano

Tabla 17: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal *LTE* urbano

Parámetro	Magnitud
Tiempo de coherencia	$9.4725 \times 10^{-4} \text{s}$
Ancho de banda de coherencia	20.1829KHz
Dispersión de retardo <i>rms</i>	$9.9094 \times 10^{-7} \text{s}$
Dispersión <i>Doppler</i> máxima	189.0183Hz

4.4. MODELO DE CANAL EN BANDA ANCHA CONMUTADO

El último de los modelos de canal consistió en la obtención de una condición conmutada de 3 estados para la tecnología *LTE*. Los tres estados corresponden a los tres ambientes que la *3GPP* considera para *LTE* que son: *pedestrian*, vehicular y urbano típico. Estos son clasificados de esa forma debido a que representan una dispersión de retardo con efecto *Doppler* clásico a niveles bajo, medio y alto respectivamente.

Las condiciones de modelado se encuentran descritas en el Capítulo 3 y representan las mismas que se tomaron en cuenta para el modelo de canal urbano *LTE* descrito en la Sección 4.3.

El comportamiento de las tres condiciones del canal conmutado se aprecia en la Fig. 29. En la parte superior de ésta se observa la envolvente compleja para un ambiente *pedestrian*, en la sección media se aprecia la envolvente compleja de un ambiente vehicular y en la parte inferior observamos el comportamiento para un ambiente urbano típico.

Debido a que la aportación de energía proveniente de los diferentes caminos es variable para cada ambiente, es importante observar la señal de cada ambiente del modelo como una serie de tiempo y en la cual se aprecie las trayectorias que lo constituyen. Su gráfico se observa en la Fig. 30.

En la Fig. 30 se aprecia, a diferencia de lo observado en la Fig. 29, que la mayor distorsión del canal se presenta en la imagen inferior que corresponde al comportamiento urbano típico. Después del urbano, en magnitud de distorsión se encuentran el comportamiento vehicular que se muestra en la imagen central y por último con menor distorsión aportada por las trayectorias se encuentra el ambiente *pedestrian* lo cual refleja un modelo acorde a lo esperado y se muestra en la imagen superior.

Finalmente, aunque el desplazamiento *Doppler* es independiente del ambiente en particular del modelo, algunos parámetros son alterados de acuerdo al número de trayectorias que se contemplan en su *Power Delay Profile*. Esto se aprecia en la Tabla 18.

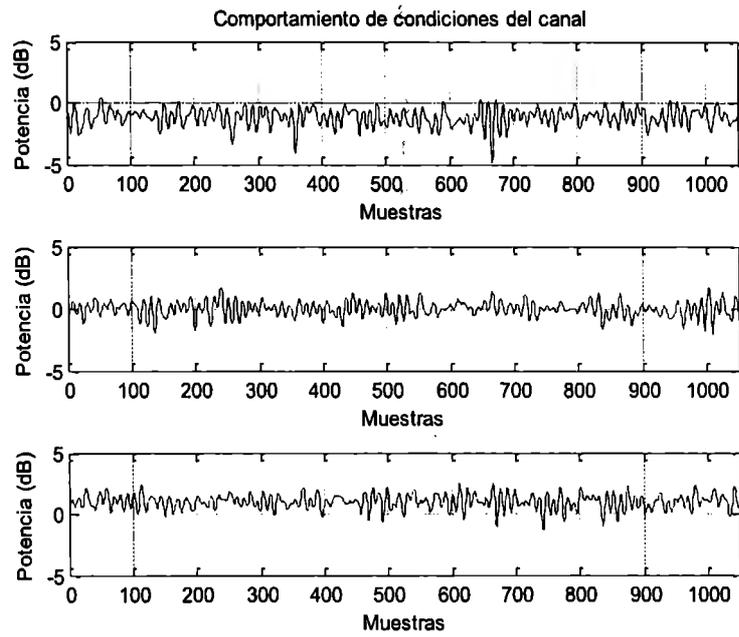


Fig. 29: Comportamiento de la magnitud compleja del canal *LTE* conmutado para 1.7GHz

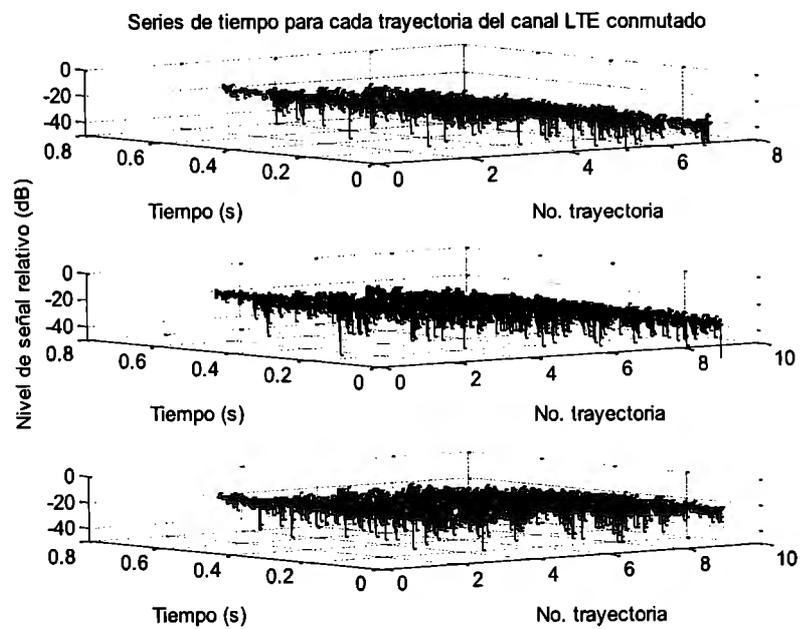


Fig. 30: Series de tiempo de los caminos que integran la señal del modelo de canal *LTE* conmutado

Tabla 18: Resultados numéricos obtenidos del modelo de canal *LTE* urbano

Parámetro	<i>Pedestrian</i>	<i>Vehicular</i>	<i>Urbano</i>
Tiempo de coherencia	9.4725×10^{-4} s	9.4725×10^{-4} s	9.4725×10^{-4} s
Ancho de banda de coherencia	4.6372×10^5 Hz	5.6×10^4 Hz	20.1829KHz
Dispersión de retardo <i>rms</i>	4.3129×10^{-8} s	3.5665×10^{-7} s	9.9094×10^{-7} s
Dispersión <i>Doppler</i> máxima	189.0183Hz	189.0183Hz	189.0183Hz

4.5. SISTEMAS DE TRANSMISIÓN Y PRUEBA

4.5.1. SISTEMA 1

El primer sistema consistió en emplear el modelo de canal conmutado en banda estrecha para implementar la máquina de estados que gestiona la conmutación de tasa de transmisión y para obtener la *CSI* a través de la componente variable con respecto al tiempo. Para ello, se realizó un análisis considerando vectores estacionarios distintos de la cadena *markoviano* del canal de la forma siguiente:

1. Caso 1: Simulación con *SNR* constante y vector estacionario (0.5, 0.5)
2. Caso 2: Simulación con *SNR* variable y vector estacionario (0.5, 0.5)
3. Caso 3: Simulación con *SNR* variable y vector estacionario (0.8, 0.2)
4. Caso 4: Simulación con *SNR* variable y vector estacionario (0.2, 0.8)

A continuación se revisa cada uno de ellos.

CASO 1

El principal objetivo a comprobar en este caso práctico corresponde a verificar el correcto funcionamiento de la máquina de estados acerca del control de tasa del sistema, así como la obtención de la *CSI* por la varianza de los símbolos recibidos. Para llevarlo a cabo se realizó experimentación con una *SNR* de 13dB y una relación de conmutación de canal de 1 a 100 símbolos transmitidos.

La matriz de probabilidad de transición utilizada corresponde a la observada en (59) y que brinda una condición aproximada de 50-50 en la ocurrencia de los casos.

En la Fig. 31 se observa el comportamiento que toma la tasa de transmisión ante la presencia de un tipo de canal específico es decir, cuando se presenta el caso de un canal tipo 1 con factor de *Rician* $K=18\text{dB}$, se busca mantener u obtener la mayor tasa de transmisión posible. Caso contrario se registra con un canal de tipo 2 y factor de *Rician* de $K=8\text{dB}$ ya que debido a su escasa *LOS* y por ende mayor valor de la componente variable con respecto al tiempo la tasa de transmisión resulta ser mínima.

$$P = \begin{bmatrix} 0.027 & 0.9975 \\ 0.9965 & 0.0034 \end{bmatrix} \quad (66)$$

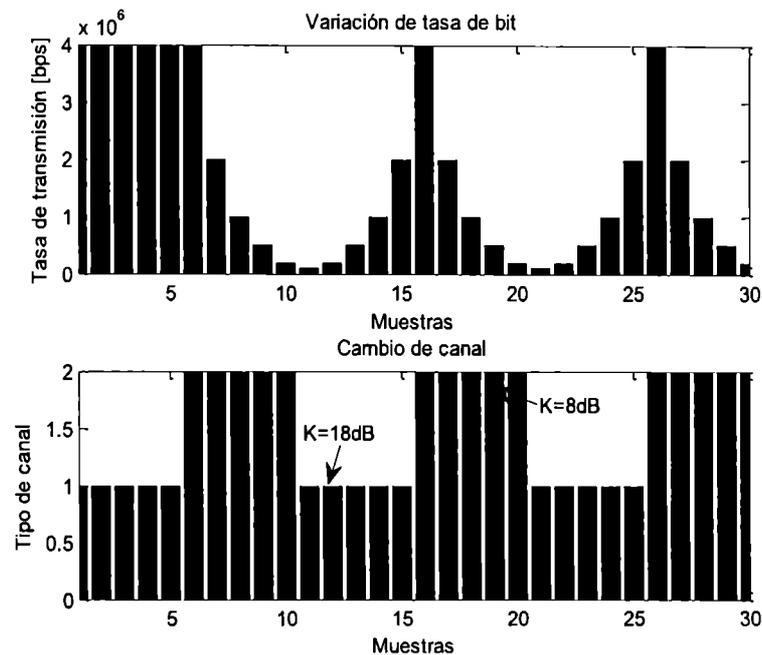


Fig. 31: Comportamiento de la tasa de transmisión al cambio de canal con una *SNR* constante de 13dB empleando un canal *Markoviano* de 2 estados.

Para el caso del modelo de 3 estados, se observa un patrón similar al obtenido con el canal *markoviano* de 2 estados. En la Fig. 32 se verifica el resultado de la simulación en la cual se aprecia que cuando el canal con distribución *Rician* y factor $K=20\text{dB}$ se utiliza para transmitir los datos, se emplea la máxima tasa de transmisión de datos a diferencia del caso opuesto. Esto es cuando se emplea el canal con distribución *Rayleigh* se requiere emplear la mínima tasa de bits, siendo la de 0.05Mbps la más adecuada.

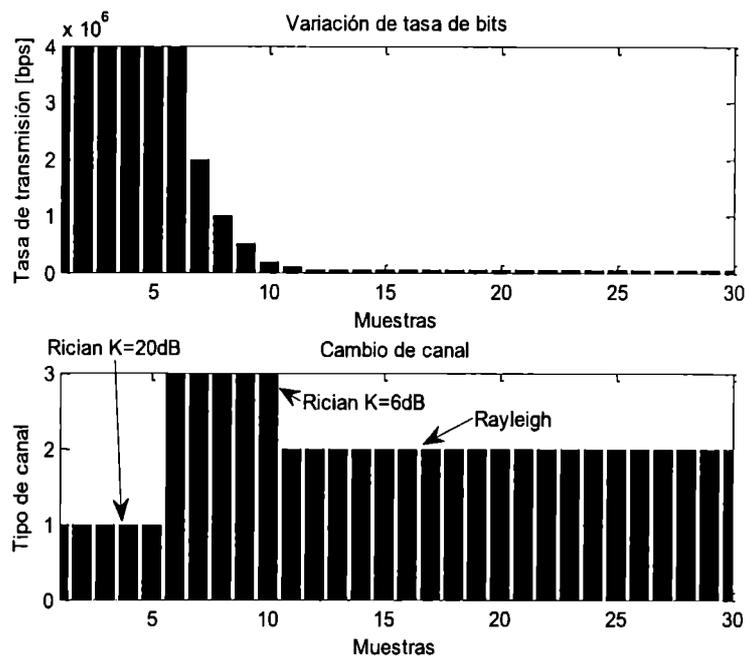


Fig. 32: Comportamiento de la tasa de transmisión al cambio del tipo de modelo de canal con un SNR de 13dB empleando un canal *Markoviano* de 3 estados.

CASO 2

Para los tres casos siguientes se tomó en cuenta una SNR de -15 a 20 dB con la finalidad de identificar el comportamiento que el sistema sigue conforme a la variación de potencia en la señal. Dado que el vector estacionario es el mismo que en el caso 1, la matriz de probabilidad de transición resulta ser la misma que se mostró en la expresión (59) y que refleja una condición de un canal *Markoviano* altamente cambiante.

Debido a que se trabaja con una SNR variable es posible realizar un análisis de BER . Este se aprecia en la Fig. 33. En esta figura se grafican cuatro comportamientos:

1. Canal conmutado con 4Mbps. Corresponde a un sistema con transmisión de tasa única a través de un canal conmutado de 2 estados.
2. Canal con distribución *Rician* con $K=18$ dB y 4Mbps. Corresponde a un sistema con transmisión de tasa única en un canal de banda estrecha con distribución *Rician* y alto factor *Rician*.
3. Canal con distribución *Rician* con $K=8$ dB y 4Mbps. Corresponde a un sistema con transmisión de tasa única en un canal de banda estrecha con distribución *Rician* y bajo factor *Rician*.

Canal conmutado con sistema adaptativo. Corresponde a un sistema con DRR a través de un canal conmutado de 2 estados.

En la Fig. 33 se puede apreciar un comportamiento en el que la BER forma dos grupos debido al cambio del factor de $Rician$ del canal. Estos grupos son clasificados como un estado bueno y un estado malo con una razón de 50% de ocurrencias en uno y 50% de ocurrencias en el otro, lo cual se justifica por el vector estacionario utilizado.

Adicionalmente, en la Fig. 33 se aprecian dentro de cada grupo de estado, 7 colecciones de símbolos los cuales corresponden a los símbolos recibidos del sistema adaptativo operado por la tasa descrita en la gráfica. Esto repercute en una variación equitativa del recurso directamente a la variabilidad presentada en el medio.

El comportamiento de la E_b/N_0 se presenta cuasi-homogéneo independientemente de la SNR que se presenta, además la BER refleja el mismo comportamiento de homogeneidad considerando valores promedio. Estas cifras son apreciables en la Tabla 19.

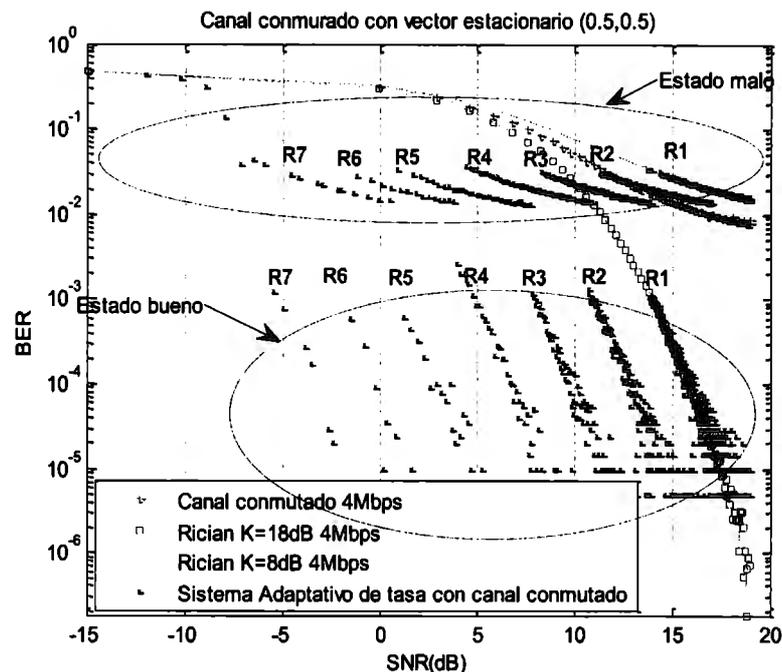


Fig. 33: BER para 7 tasas de operación con un canal *Markoviano* de 2 estados.

La respuesta estable de la relación E_b/N_0 con respecto al cambio de tasa de transmisión se puede verificar en la imagen de la Fig. 34 en la cual se corrobora con el valor promedio de dicho parámetro de la Tabla 19 que corresponde a los 15dB.

Recordando que la CSI refiere a la potencia de corriente alterna de los símbolos recibidos, es necesario verificar como es su variación ante el algoritmo de mitigación de desvanecimientos que se maneja en este caso. Por ello, en la Fig. 35 se grafica la componente variable con respecto al tiempo. En ella se aprecian 14 curvas de comportamiento incremental de las cuales la mitad de ellas corresponde al estado bueno y el resto al estado malo. Además es posible observar que la

máquina de estados del sistema adaptativo obedece a evitar incrementos del factor alterno de más allá del 3% de la potencia total recibida.

Tabla 19: Valores promedio de los parámetros cuando se lleva a cabo la adaptación de tasa de bits.

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [Adim]	BER	BER mínima
4	14.35	56.94	9.75e-3	5e-06
2	14.51	30.33	1.05e-2	5e-06
1	14.48	15.11	1.12e-2	5e-06
0.5	14.19	7.22	1.25e-2	5e-06
0.2	15.02	3.52	1.09e-2	5e-06
0.1	14.34	1.48	1.10e-2	1e-05
0.05	13.60	0.62	1.27e-2	5e-06

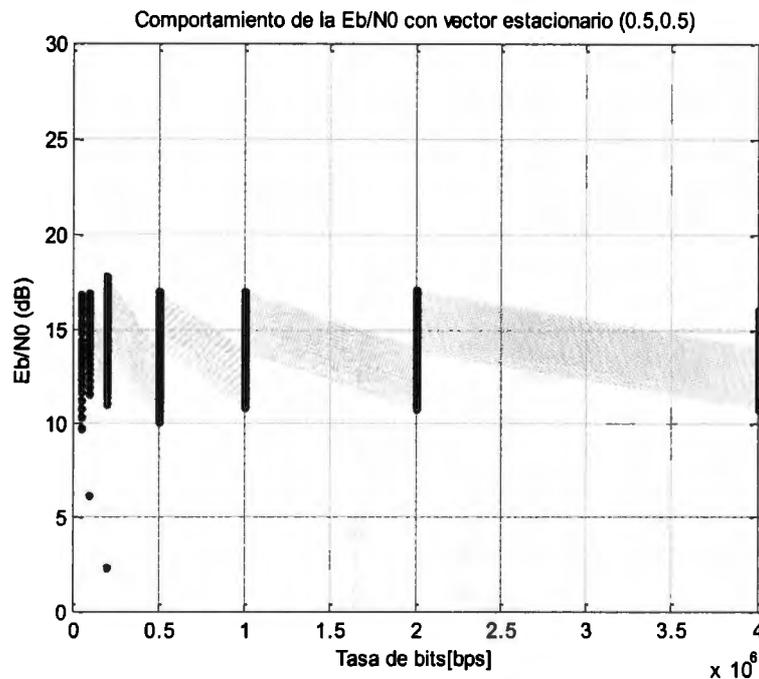


Fig. 34: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo por *DRR*.

Es importante tomar en cuenta que la mitigación de desvanecimientos implica mantener condiciones estables durante la recepción de información pero sin desaprovechar las bondades de una conexión en banda ancha que consiste en una transferencia de datos a una tasa de transmisión grande. Por lo anterior, el algoritmo de mitigación opera a razón de emplear la máxima tasa de

transmisión durante el mayor tiempo posible esto es, transmitir con la máxima tasa de datos posible.

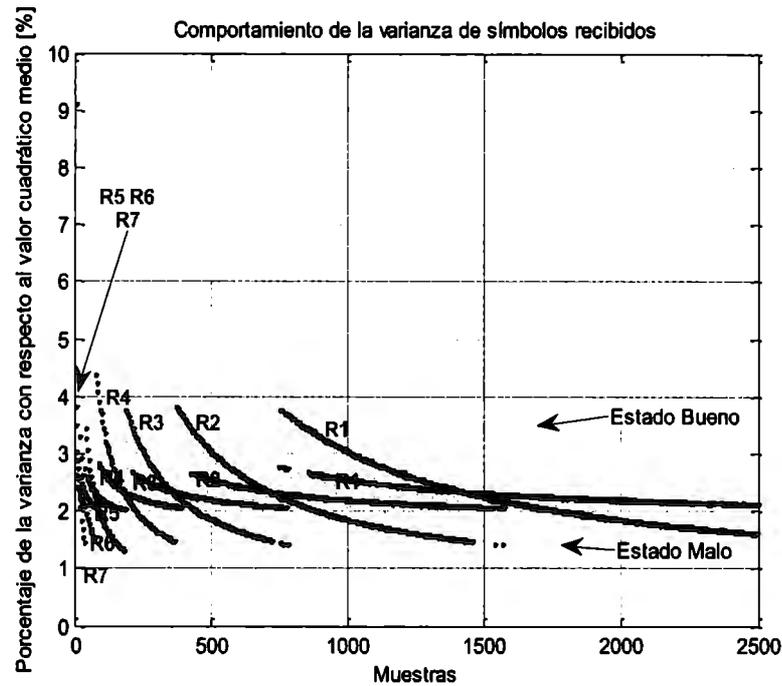


Fig. 35: Dinámica de la potencia de C.A. de los símbolos recibidos.

La Fig. 36 muestra las tasas de transmisión respecto a la *SNR* presente. Además en la Tabla 20 se aprecia el porcentaje de utilización de cada tasa de transmisión durante todo el tiempo de simulación. En esta se observa que la mayor ocurrencia de tasa se registra con el 53.8% del tiempo operando con 4Mbps, lo cual valida los argumentos anteriores.

CASO 3

Como tercer caso de experimentación, se modificó la matriz de probabilidad de transiciones *A* la forma observada en (67) con el objeto de cubrir el 80% del tiempo de transmisión en una condición de estado bueno y el resto para la condición mala. Esto representa un canal con muy buenas características de propagación.

$$P = \begin{bmatrix} 0.85 & 0.15 \\ 0.85 & 0.15 \end{bmatrix} \quad (67)$$

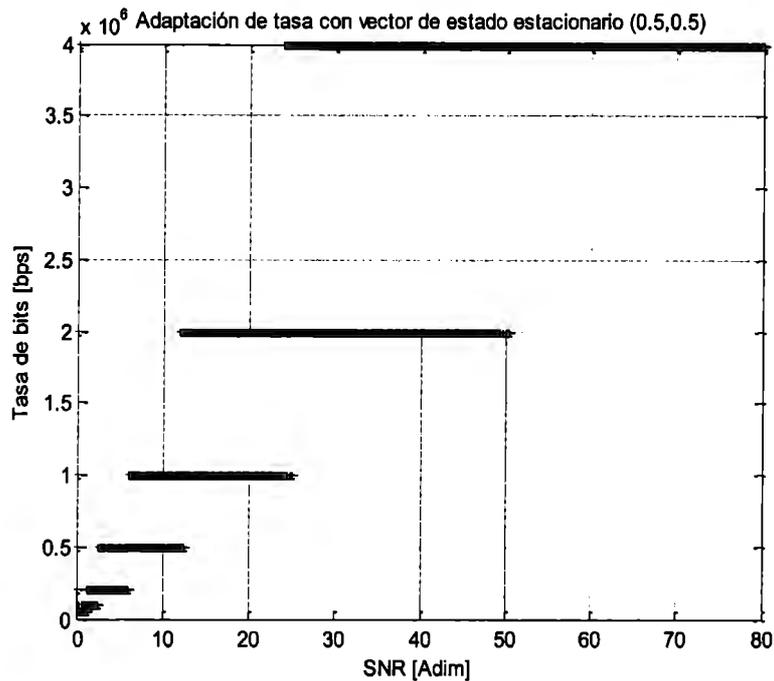


Fig. 36: Conmutación de la tasa de bits de acuerdo a la *CSI* registrada en las muestras recibidas.

Tabla 20: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema de canal conmutado de dos estados

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	53.8%
2Mbps	23.24%
1Mbps	11.56%
0.5Mbps	6.24%
0.2Mbps	3.08%
0.1Mbps	1.16%
0.05 Mbps	0.92%

Para este caso, la *BER* obtenida se aprecia en la Fig. 37. En esta figura se grafican los cuatro comportamientos considerados en el caso 2.

1. Canal conmutado con 4Mbps.
2. Canal con distribución *Rician* con $K=18$ dB y 4Mbps.
3. Canal con distribución *Rician* con $K=8$ dB y 4Mbps.
4. Canal conmutado con sistema adaptativo.

En la Fig. 37 se observa que los tres primeros comportamientos al no tener condiciones de adaptabilidad de tasa su rendimiento es directamente proporcional a la *SNR* que se registre en el sistema y de los cuales el rendimiento del canal conmutado implica el promedio entre los casos

extremos expuestos. Ahora bien, para la curva del sistema adaptativo se aprecia el mismo comportamiento que el observado en el Caso 2 previo con la principal distinción de que la ocurrencia en el grupo de estado bueno es superior a la cantidad de símbolos registrados en la sección de estado malo.

Por otra parte, los valores obtenidos para la relación E_b/N_0 con respecto a la BER se observan en la Tabla 21. Con ellos se identifica una muy buena estabilidad en la relación E_b/N_0 así como un valor bajo en la BER mínima registrada en la prueba. Adicionalmente se aprecia una mejora en la BER promedio con respecto al Caso 2.

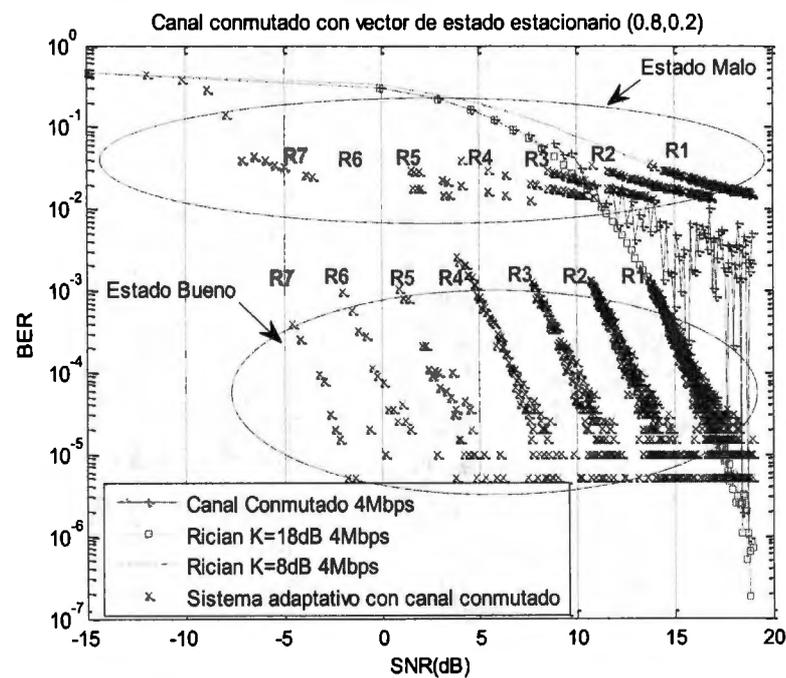


Fig. 37: BER para 7 tasas de operación con un canal conmutado de dos estados.

Tabla 21: Valores promedio de los parámetros registrados en el receptor del sistema para cuando se lleva a cabo la adaptación de tasa de bits

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [Adim]	BER	BER mínima
4	14.30	56.41	3.23e-3	5e-06
2	14.38	29.56	4.02e-3	5e-06
1	14.33	14.64	4.56e-3	5e-06
0.5	14.05	7.02	5.28e-3	5e-06
0.2	14.95	3.47	4.45e-3	5e-06
0.1	14.14	1.42	4.45e-3	1e-05
0.05	13.57	0.62	9.16e-3	5e-06

Con respecto al tiempo de operación a máxima tasa de transmisión, dicho factor también se benefició debido a que el vector estacionario favorece al canal bueno. La relación de porcentajes de operación para cada tasa de datos utilizada se registra en la Tabla 22.

Tabla 22: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema con canal conmutado de dos estados.

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	55.12%
2Mbps	22.88%
1Mbps	11%
0.5Mbps	5.96%
0.2Mbps	3.04%
0.1Mbps	1.12%
0.05 Mbps	0.88%

El comportamiento de la potencia de corriente alterna en el sistema adaptativo presenta la limitación que el umbral de la máquina de estados emplea como factor de conmutación. Esto se observa en la Fig. 38. En ella se aprecia que la variable no excede el 3% considerado como límite de la potencia de corriente alterna. El comportamiento de las conmutaciones de tasa de transmisión generadas a razón del cambio en la SNR se muestra en la Fig. 39. En ella se aprecia mayor ocurrencia en la condición de estado bueno que no refleja un cambio en la estabilidad de la E_b/N_0 ya que esta relación continua siendo muy estable tal como se observa en la Fig. 40.

CASO 4

El último caso examinado corresponde a emplear el vector estacionario de (0.2, 0.8) donde la mayor cantidad de tiempo el canal permanece en condición mala debido a su escasa LOS . La matriz de probabilidad utilizada en esta prueba se muestra en la expresión (68).

$$P = \begin{bmatrix} 0.15 & 0.85 \\ 0.15 & 0.85 \end{bmatrix} \quad (68)$$

La BER para este cuarto caso registra una mayor ocurrencia en la zona de estado malo, aunque presenta zonas de estabilidad de dicho parámetro cuando la SNR se modifica. Esto se aprecia en la Fig. 41 en la cual se hace alusión a cuatro aspectos:

1. Canal conmutado con 4Mbps.
2. Canal con distribución *Rician* con $K=18$ dB y 4Mbps.
3. Canal con distribución *Rician* con $K=8$ dB y 4Mbps.

4. Canal conmutado con sistema adaptativo.

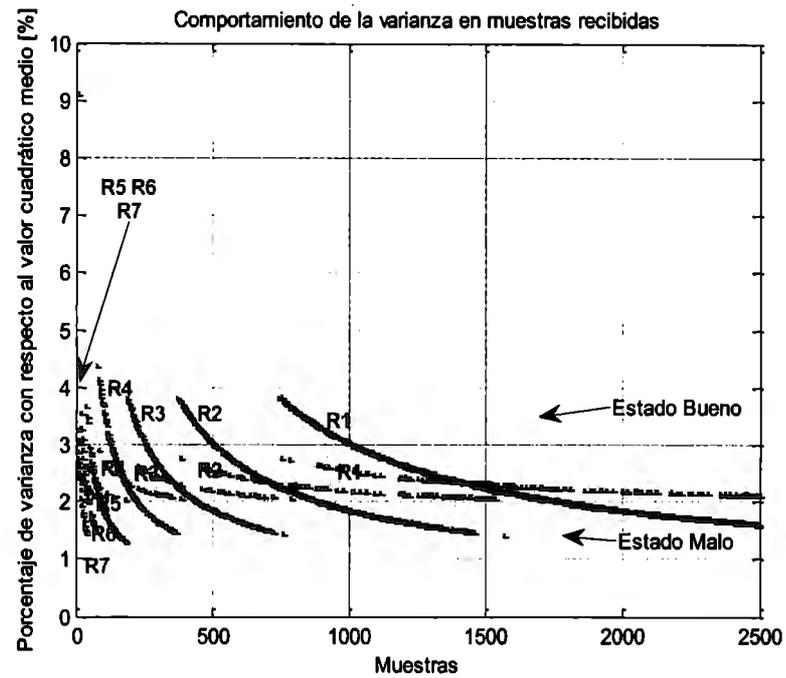


Fig. 38: Comportamiento dinámico de la potencia de C.A. de la señal recibida para un canal conmutado de 2 estados

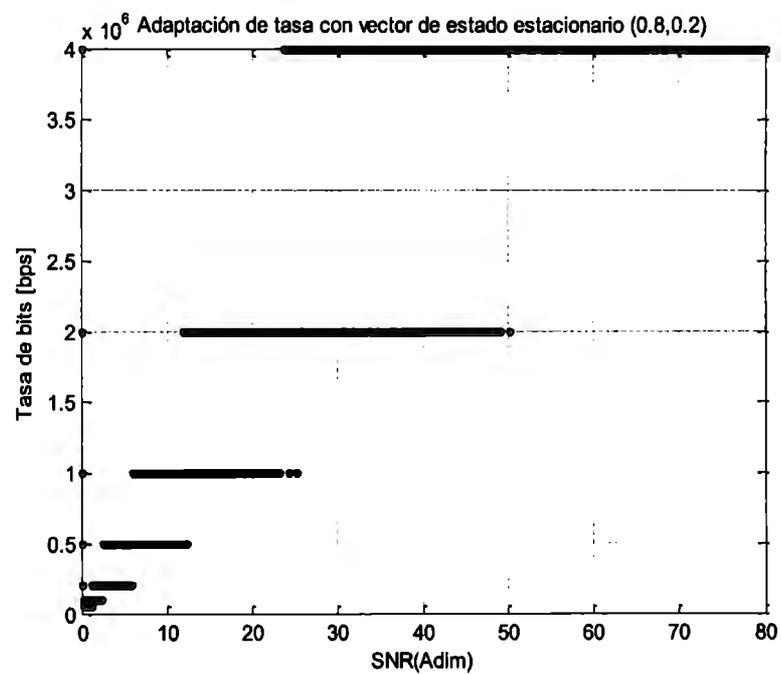


Fig. 39: Conmutación de la tasa de bits de acuerdo a la varianza registrada en los símbolos recibidos.

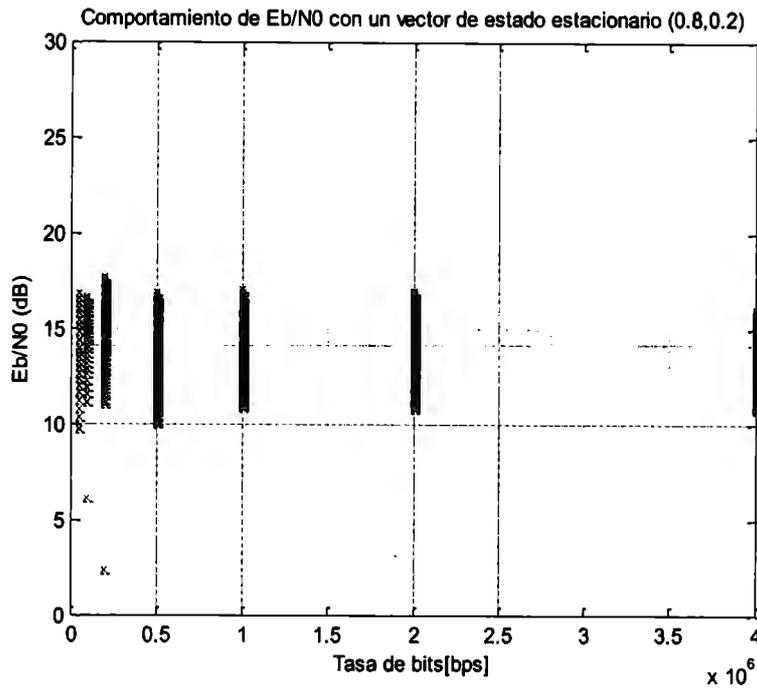


Fig. 40: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo del caso 3.

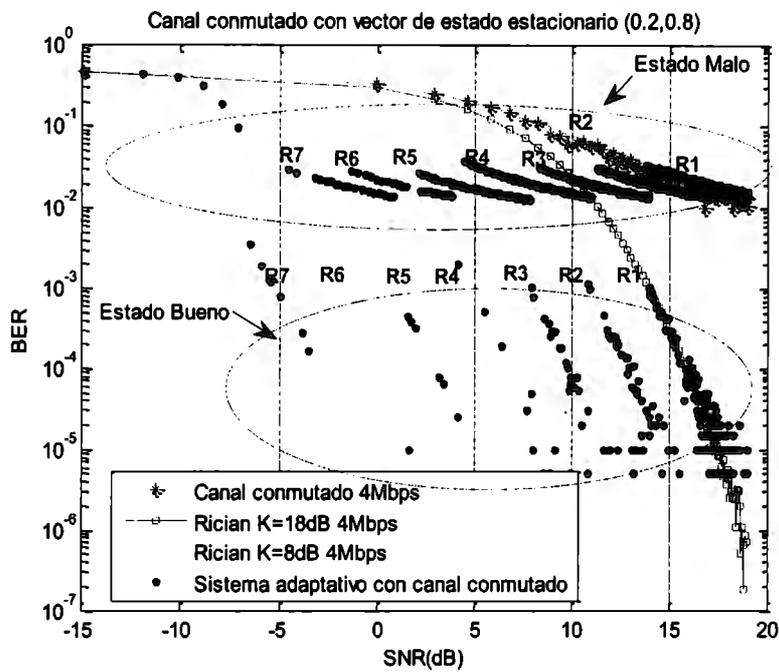


Fig. 41: BER para 7 tasas de operación con un canal conmutado de dos estados en un caso 4.

Dentro de la Fig. 47 se observa un comportamiento del sistema con DRR , cercano al registrado con un canal con distribución *Rician* con factor $K=8\text{dB}$ sin DRR . Esta distinción se aprecia sólo

para SNR grandes ya que con SNR pequeñas la separación es considerable. Esto implica un resultado en la relación E_b/N_0 la cual aún con las variaciones en BER permanece estable en valores cercanos a 14dB. Esto se aprecia numéricamente en la Tabla 23 y de forma gráfica en la Fig. 42. Es importante mencionar que en esta misma tabla se identifica una disminución de la BER promedio ubicándose en el rango de 1×10^{-2} , aunque para los valores de BER mínima se sigue obteniendo un valor pequeño alrededor de 5×10^{-6} .

Tabla 23: Valores promedio de los parámetros obtenidos en el caso 4

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [Adim]	BER	BER mínima
4	14.40	57.43	1.64e-2	5e-06
2	14.61	30.92	1.70e-2	5e-06
1	14.59	15.47	1.71e-2	5e-06
0.5	14.33	7.43	1.92e-2	5e-06
0.2	15.19	3.64	1.72e-2	2.5e-05
0.1	14.46	1.51	1.86e-2	1e-05
0.05	13.69	0.64	1.48e-2	1.70e-04

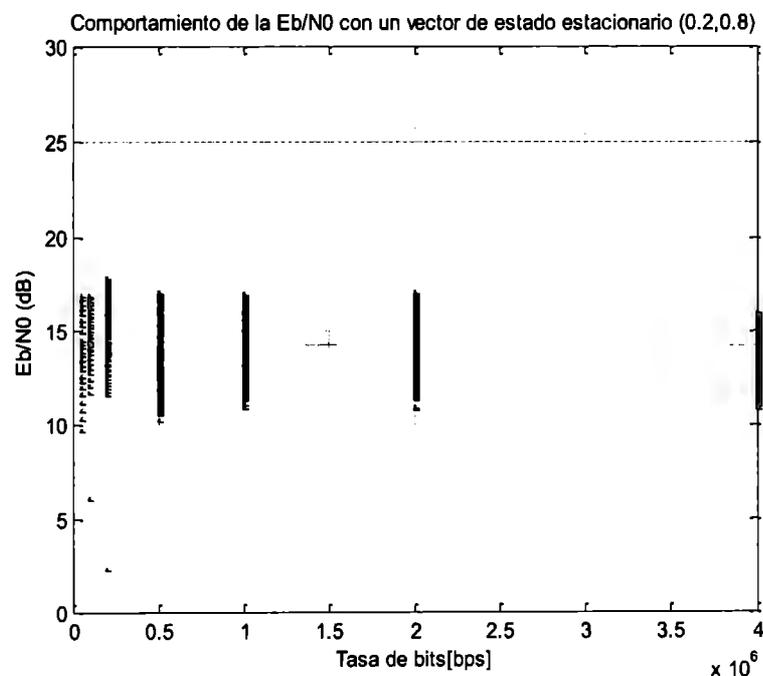


Fig. 42: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo caso 4

Aunque se registró una mayor presencia de una condición mala de canal, los porcentajes de operación de tasa máxima de transmisión permanecieron casi constantes tal como se aprecia en la

Tabla 24. En la Fig. 43 se corrobora los datos numéricos mencionados ya que en los últimos rangos de SNR la tasa de 4Mbps prevalece.

Por último, la potencia de corriente alterna para este caso permaneció estable y en un valor aproximado del 3% de la potencia total recibida, lo cual implica una menor distorsión en símbolos y por ende menor tasa de error. Esto se aprecia en la Fig. 44.

Tabla 24: Porcentaje de utilización de las tasas en el caso 4.

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	52.72%
2Mbps	23.44%
1Mbps	12.08%
0.5Mbps	6.44%
0.2Mbps	3.12%
0.1Mbps	1.24%
0.05 Mbps	0.96%

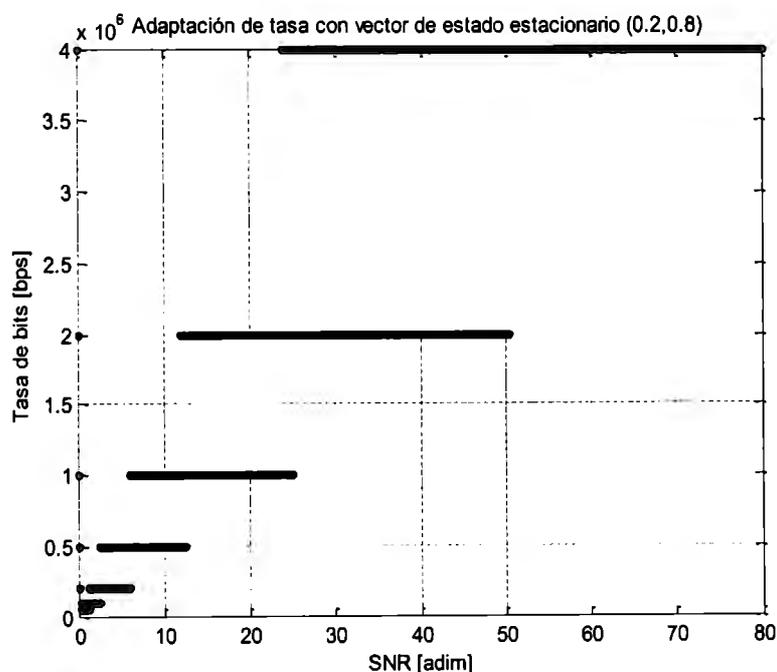


Fig. 43: Conmutación de tasa de acuerdo a la SNR dada para el caso 4.

De manera adicional se realizaron dos pruebas que corroboraran el comportamiento estable en la BER y en la relación E_b/N_0 . Estas pruebas consistieron en:

Caso 5: Comprende la realización del análisis y prueba con las mismas características del caso 2, 3 y 4 pero empleando una *SNR* variable senoidal con el objeto de tener incrementos y decrementos de potencia en la misma prueba y comprobar el rendimiento que la técnica de estimación no podía comprobar en los primeros casos.

Caso 6: Corresponde a realizar el mismo análisis que el llevado a cabo en los casos 2, 3 y 4 empleando una *SNR* creciente y el modelo de canal en banda estrecha de tres estados mostrado en la Sección 4.2.

Los resultados generados en ambos casos se incluyen en el ANEXO 1 de este documento de Tesis.

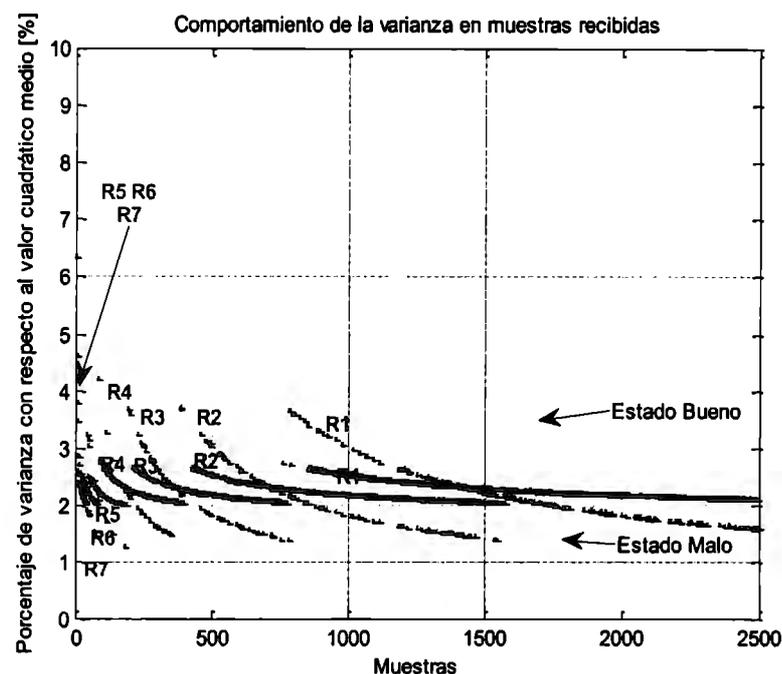


Fig. 44: Dinámica de la potencia de C.A. de los símbolos recibidos para el caso 4.

4.5.2 SISTEMA 2

El segundo sistema en el cual se implementó la técnica de mitigación de desvanecimientos por *DDR* corresponde a un sistema con canal en banda ancha *COST 207*. Cabe mencionarse que aunque el objetivo final del trabajo de Tesis es conocer el comportamiento de las técnicas de mitigación propuestas sobre un modelo de canal *LTE*, la simulación con un modelo *COST 207* representó un acercamiento debido a que los parámetros tomados en cuenta tales como el multicamino, el desvanecimiento *Doppler* y los retardos y atenuaciones por trayectoria son igualmente tomados en cuenta en ambos modelos.

Las características del modelo *COST 207* y su operación se mostró en la Sección 4.3 anteriormente expuesta. Los parámetros específicos que se emplearon en el diseño y simulación del sistema son los que se mostraron en el Capítulo 3. Por su parte, la variedad de tasa de transmisión para el sistema adaptativo consiste en cinco valores, los cuales tienen una máxima velocidad de cambio igual a la tasa de símbolo. Estas se concentran en la Tabla 25.

Tabla 25: Tasas de bits utilizadas en el Sistema 2

Tasa	Magnitud [Mbps]
R1	4
R2	2
R3	1
R4	0.5
R5	0.2

Antes de obtener resultados en términos de la *BER* y del comportamiento de la máquina de estados que regula la técnica *DRR*, es necesario identificar la variabilidad de la señal cuando se propaga por el canal en banda ancha, es decir se requiere cuantificar la distorsión de símbolos recibidos a través de una medición de la variable con respecto al tiempo o elemento de potencia de corriente alterna. En la Fig. 45 se aprecia un comparativo del comportamiento de dispersión en los símbolos recibidos de un canal con modelo en banda ancha. En la sección a) de esta figura se observa el diagrama de dispersión cuando la *SNR* es de 19.95dB. Dada la condición se realizó una medición de la potencia de corriente alterna en los símbolos recibidos obteniéndose un valor de 0.0808W. En contraste, en la sección b) de la misma figura se aprecia un diagrama con mayor dispersión debido a la *SNR* de 9.95dB que fue utilizada en el ensayo. Esto arrojó una medición de 0.1343W como potencia de corriente alterna. Por lo anterior, se consideró que la *SNR* en un enlace de comunicación es inversamente proporcional a la potencia de corriente alterna en las muestras obtenidas posterior a su propagación por el canal de transmisión.

Dado que se identificó una relación entre la falta de potencia de señal y la varianza en los símbolos recibidos, se verificó entonces su relación con el comportamiento de la tasa de error de bit cuando la *SNR* cambia. Los resultados se aprecian en la Fig. 46. En esta figura se puede observar que el sistema adaptativo entrega una tasa de error de bit cercana a 10^{-4} para un amplio rango de *SNR*. Además es posible apreciar la mayor incidencia de símbolos cuando la tasa máxima de transmisión está operando.

Los valores numéricos obtenidos de esta experimentación se aprecian en la Tabla 26 se aprecia un comportamiento adecuado al proceso ya que se identifica una buena estabilidad en E_b/N_0 y en la *BER* cuando es alterada la *SNR* y que por lo consiguiente se genera una variación en la tasa de transmisión.

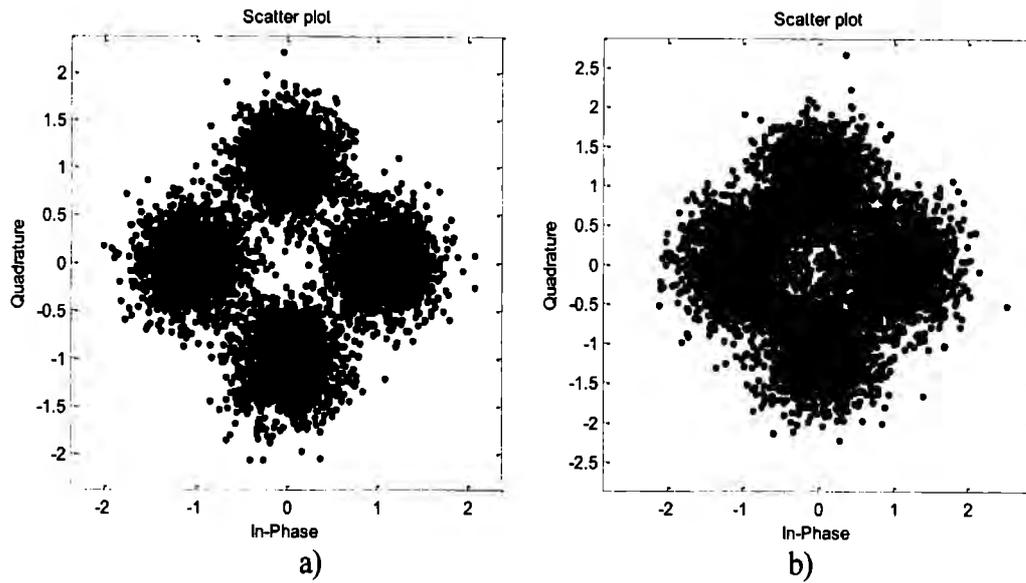


Fig. 45: Diagrama de dispersión para condiciones de *SNR* distintas.

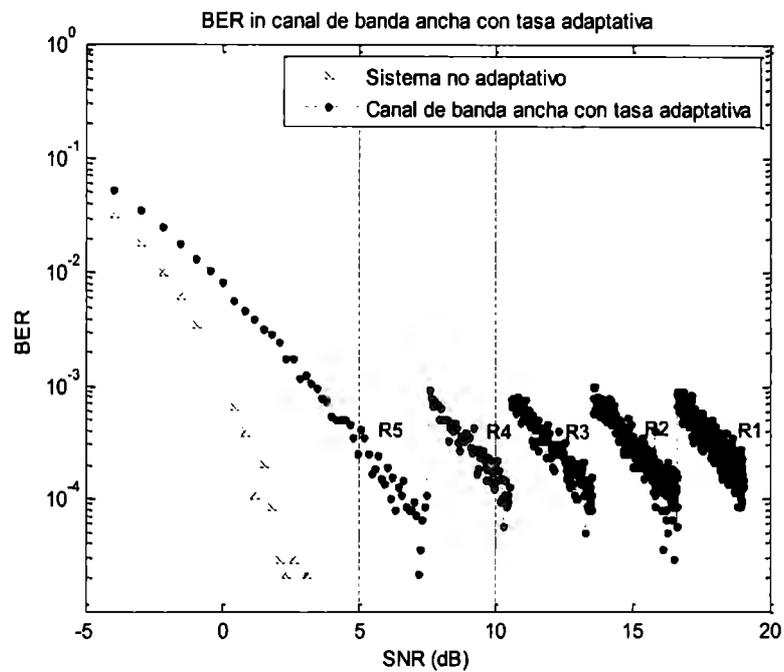


Fig. 46: *BER* para el sistema adaptativo sobre un canal *COST 207*.

Con respecto a la conmutación de tasa, esta se llevó a cabo de una forma favorable ya que se presentó la máxima ocurrencia a la máxima tasa de transmisión lo cual indica que el sistema se encuentra sintonizado a razón de obtener el mejor beneficio de enlace. En la Fig. 47 se puede observar la conmutación de tasa de acuerdo a la *SNR* operada en el sistema. Numéricamente, el

porcentaje de utilización de cada tasa de transmisión se incluye en la Tabla 27. En ésta se aprecia que a mínima tasa de transmisión de datos, el tiempo de operación es significativamente pequeño comparado con el tiempo en el cual se realiza el envío de datos a máxima tasa de transmisión, esto es del 7% con respecto al 42% respectivamente. Lo anterior tiene fundamento en los umbrales de la máquina de estados del sistema *DRR* ya que fueron seleccionados con la finalidad de aprovechar al máximo las mejores condiciones del canal.

Tabla 26: Valores promedio de los parámetros registrados en el Sistema 2

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [Adim]	BER	BER mínima
4	14.93	63.05	3.58e-4	8.59e-05
2	15.27	34.35	3.12e-4	2.86e-05
1	15.23	17	3.12e-4	5.01e-05
0.5	15.23	8.5	3.09e-4	5.72e-05
0.2	13.13	2.8	1.99e-2	2.14e-05

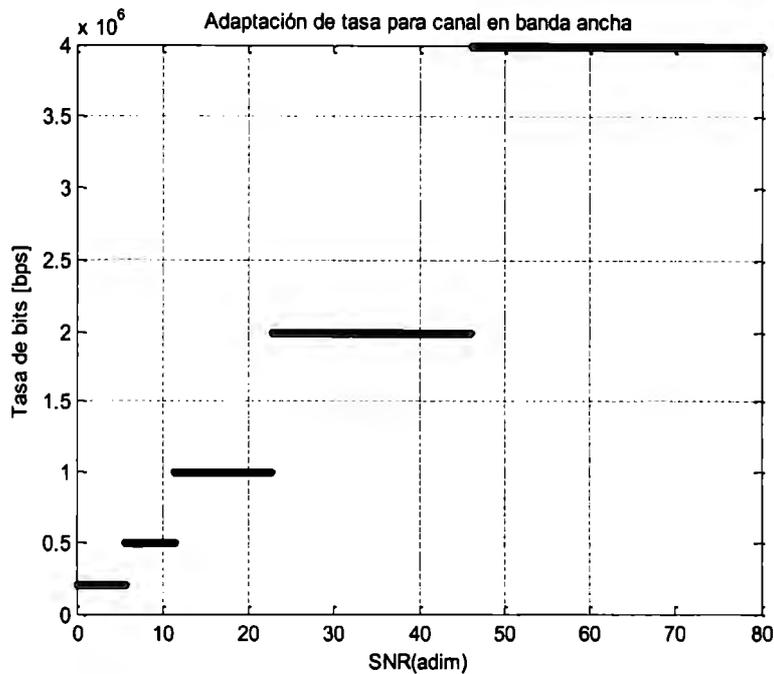


Fig. 47: Conmutación de tasa respecto a la SNR utilizada para el Sistema 2.

El comportamiento de la potencia de corriente alterna ante el sistema adaptativo *DRR* resulta muy estable ya que dicha potencia se mantiene cercana a los 40mW y no excede tal umbral debido a que por cada conmutación de tasa de transmisión en sentido descendente, la distorsión de la señal recibida es menor. Esto es que con motivo de la influencia del sistema *DRR* cualquier

desvío del rango de operación de potencia de corriente alterna, ésta es corregida conmutando la tasa de transmisión. El comportamiento de la potencia de C.A. con respecto de cada tasa de bits se puede observar en la Fig. 48.

Tabla 27: Porcentaje de operación de las tasas de datos para el Sistema 2.

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	42.44%
2Mbps	29.21%
1Mbps	14.10%
0.5Mbps	7.11%
0.2Mbps	7.11%

Finalmente y como resultado del algoritmo de mitigación por *DRR* los valores de la relación E_b/N_0 permanecen alrededor de 15dB ante cualquier condición de *SNR* o de tasa de transmisión tal como se refleja en la Fig. 49.

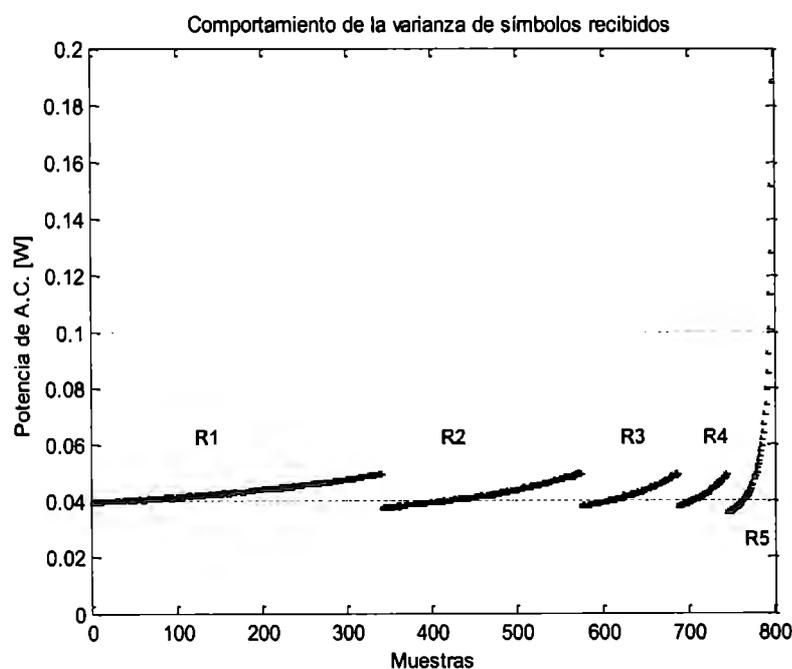


Fig. 48: Comportamiento dinámico de la potencia de C.A. para el Sistema 2.

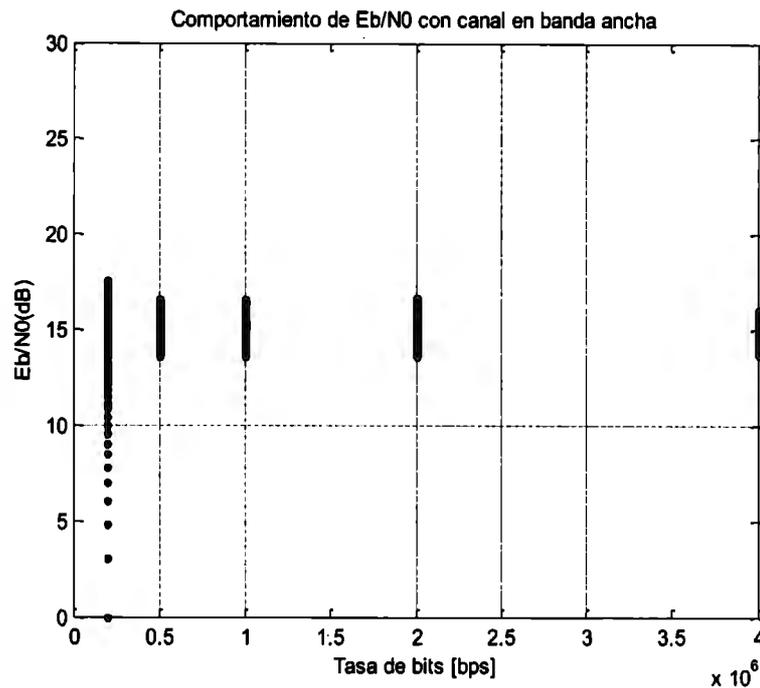


Fig. 49: Comportamiento estable de la E_b/N_0 para el Sistema 2.

4.5.3. SISTEMA 3

El tercer sistema diseñado corresponde a la simulación de la estimación de canal para mitigar los efectos de canal a través del adecuado conocimiento del mismo. Una estimación de canal está constituida de dos etapas primordiales, la obtención de la información del canal y su ecualización.

Como antecedente al desarrollo de este sistema se realizó una exploración por separado del comportamiento de las técnicas de estimación basada en símbolos piloto, técnica ciega y semi-ciega con el objeto de incluirlas en un único sistema con los parámetros más adecuados a éste. Este análisis se puede apreciar a detalle en el ANEXO 2.

En el Sistema 3 descrito se utilizará la estimación ciega que recurre al algoritmo de *MMSE* para la obtención de la estimación ya que de acuerdo a los resultados del análisis previo representó un rendimiento superior que el basado en *LS*. Por otra parte, para la estimación semi-ciega, ésta será constituida en base a la estimación basada en símbolos piloto en conjunto con la estimación ciega con algoritmo *MMSE*.

De acuerdo a la descripción realizada arriba se requirió de un análisis de valide la eficiencia de implementar un técnica de estimación de canal que disminuya o elimine las variaciones de señal obtenidas de la propagación de un canal con desvanecimientos. Este análisis se realizó considerando tres elementos:

1. Diagrama de dispersión.
2. Tasa de error de bit.
3. Estadísticos de segundo orden.

Con respecto al análisis del diagrama de dispersión se realizó la verificación de dicho parámetro para la trama recibida en un ambiente con una SNR baja y una SNR alta ante la ausencia de un codificador para control de errores.

En primera instancia se incluyó una SNR de 10dB para identificar las variaciones en dispersión para cada estimación. Sus efectos son identificables en la Fig. 50. Se repitió el experimento pero empleando una SNR de 34dB lo cual representa muy buenas condiciones del canal y contrasta con el caso anterior. Sus resultados se aprecian en la Fig. 51. En esta última se identifica una menor dispersión de los símbolos recibidos con respecto al caso anterior a lo cual la estimación ciega y la semi-ciega resultan muy similares.

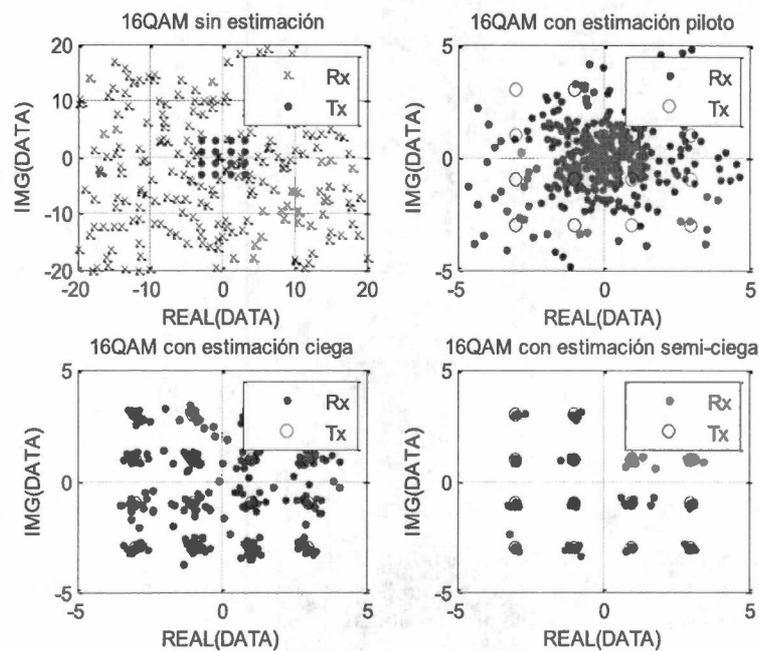


Fig. 50: Diagrama de dispersión para símbolos recibidos del estimador de canal utilizando una SNR 10dB

Aunque en la Fig. 50 y en la Fig. 51 se identifica diferencia visual entre la dispersión presente principalmente entre la estimación piloto y la del algoritmo $MMSE$ en conjunto con la estimación semi-ciega, una forma más apropiada de identificar el beneficio de la ecualización corresponde a realizar una medición para la obtención de un valor numérico que nos cuantifique el grado de similitud con el canal original. Por ello, se empleó la distancia *euclidiana* acumulada de los símbolos ecualizados por cada técnica de estimación para compararla con la misma distancia

obtenida pero de acuerdo a los símbolos transmitidos. Los valores numéricos obtenidos se observan en la Tabla 28. En ella se identifica la dispersión obtenida cuando se estima el canal con técnica semi-ciega, independientemente de la SNR presente en el canal es mínima con respecto a cualquier otra técnica de estimación.

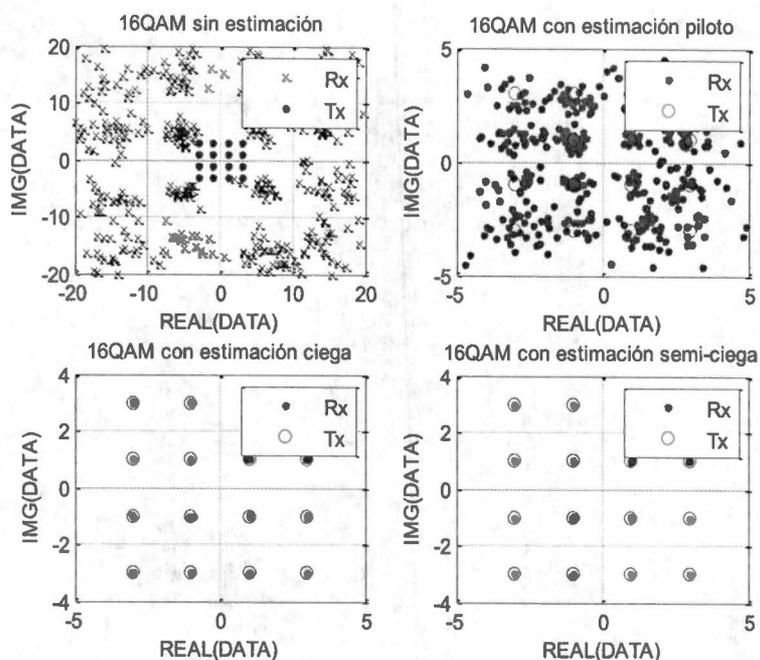


Fig. 51: Diagrama de dispersión para símbolos recibidos del estimador de canal utilizando una SNR 34dB.

Tabla 28: Valores de dispersión obtenidos en la recepción de símbolos

Técnica de Estimación	Distancia <i>Euclidiana</i> Acumulada	
	SNR 10dB	SNR 34dB
Sin Estimación	7.19×10^3	5.08×10^3
Pilotos agregados	1.48×10^3	328.77
Ciega	118.9	5.33
Semi-ciega	14.19	3.90

El segundo criterio considerado corresponde a la BER , la cual es una de las formas más comunes y válidas para representar el comportamiento de un sistema. En el caso del Sistema 3 se realizó un análisis de BER tomando un rango de E_b/N_0 de 0 a 25dB. La probabilidad de error obtenida se concentra en un valor de 10^{-1} cuando se emplea como técnica de estimación los símbolos piloto, pero cuando se toma en consideración la estimación ciega y semi-ciega dicha probabilidad

mejora considerablemente llegando a rangos de 10^{-4} . Estos resultados son apreciables en la Fig. 52. Adicionalmente, se aprecia que para una BER de 10^{-3} el emplear una técnica semi-ciega se otorga una ganancia de 4dB con respecto a una técnica ciega y ésta se decremента paulatinamente conforme la BER disminuye y por ende la E_b/N_0 es mayor.

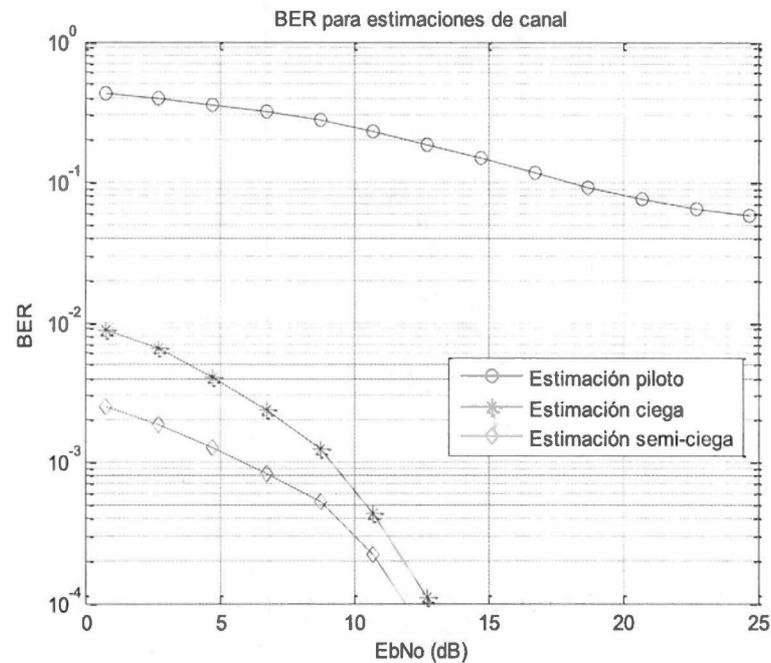


Fig. 52: BER para estimaciones de canal del Sistema 3.

Como último criterio, se usaron los estadísticos de segundo orden LCR y AFD los cuales nos permitirán identificar variaciones en las estimaciones de acuerdo a los factores de movimiento y velocidad del usuario. Con respecto al análisis con estadísticos de segundo orden se tomó como factor de comparación la SNR del canal, teniendo dos casos: condición de estado malo con una SNR de 10dB y condición de estado bueno con una SNR de 34dB. En la Fig. 53 y en la Fig. 54 se observan los resultados obtenidos para cuando la SNR del canal es de 10dB y se obtiene el LCR y AFD respectivamente. Posteriormente el LCR y el AFD fueron trasladados a un valor numérico con la finalidad de cuantificar el grado de similitud con respecto al modelo de canal original. Este traslado correspondió a la correlación entre los estadísticos de segundo orden de las estimaciones y sus respectivos del canal original. Dichos valores numéricos se concentran en la Tabla 29.

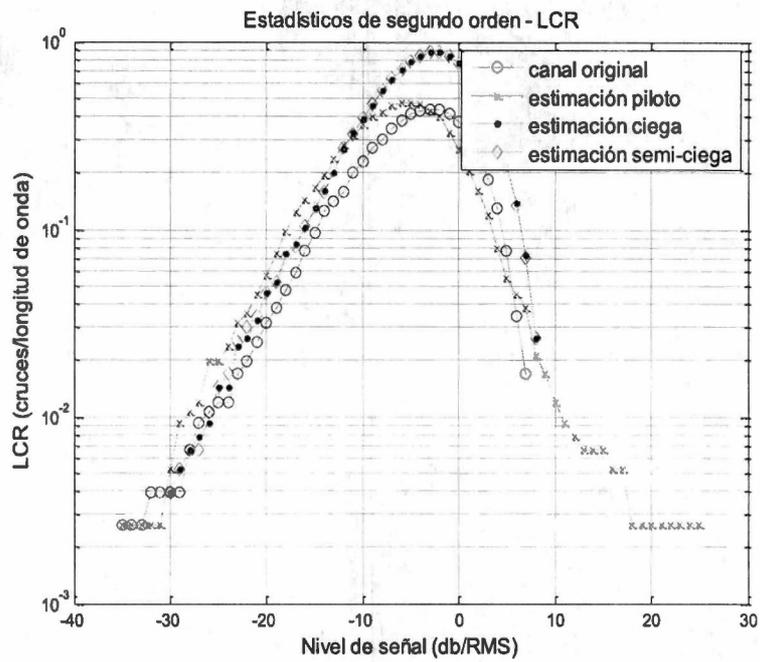


Fig. 53: LCR para una SNR de 10dB en el Sistema 3

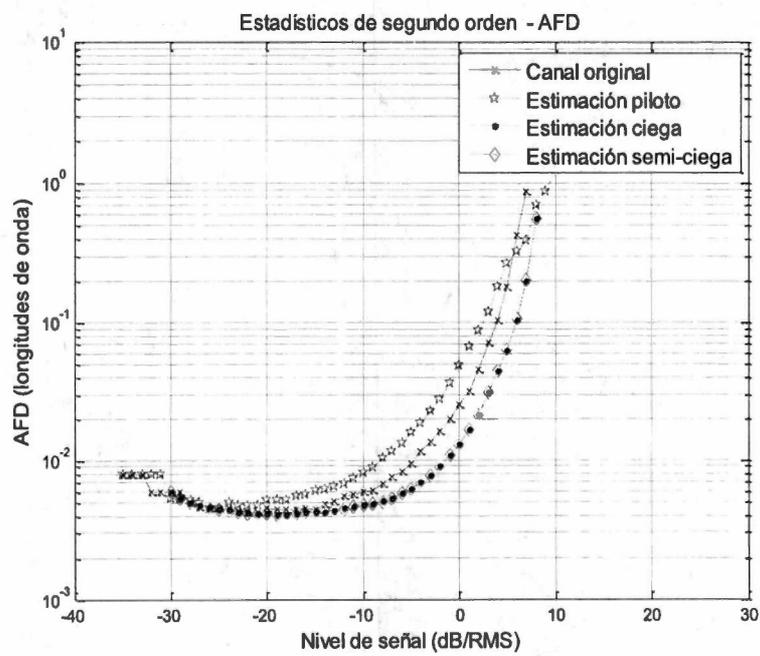


Fig. 54: AFD para una SNR de 10dB en el Sistema 3

Tabla 29: Correlación de estadísticos de segundo orden: *LCR* y *AFD* de las estimaciones para $SNR=10dB$

Técnica de Estimación	Correlación con respecto al canal original	
	<i>LCR</i>	<i>AFD</i>
Pilotos agregados	0.969	0.445
Ciega	0.851	0.970
Semi-ciega	0.905	0.974

De los resultados de la Tabla 29 se puede argumentar que para todos los casos existe una alta correlación entre los estadísticos de segundo orden de las estimaciones realizadas y el canal original lo que implica que la estimación representa de una forma adecuada el comportamiento del canal, esto a excepción del obtenido con el *AFD* para la técnica de estimación por pilotos agregados.

Se generó de manera secundaria el procedimiento para una condición buena de canal, es decir empleando una SNR de 34dB. Los resultados gráficos de este caso se aprecian en la Fig. 55 y Fig. 56 para el *LCR* y *AFD* respectivamente.

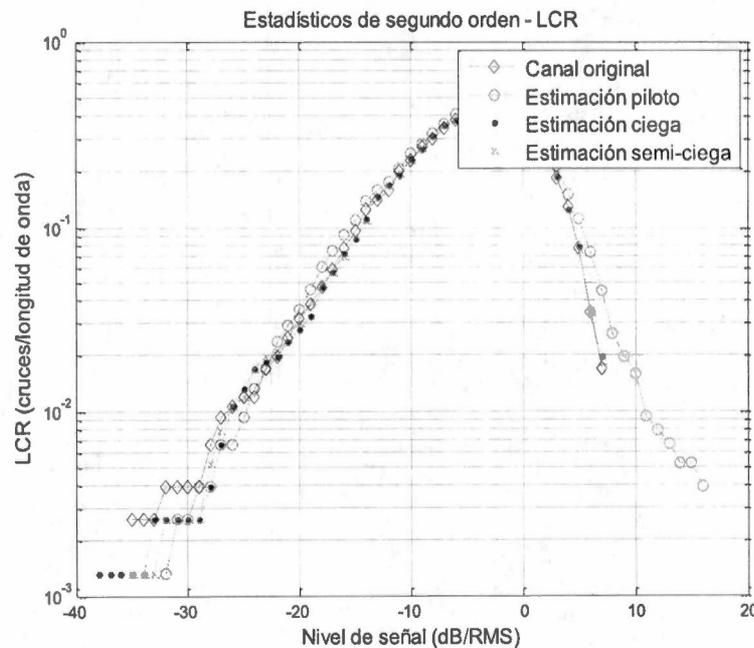


Fig. 55: *LCR* para una SNR de 34dB del Sistema 3

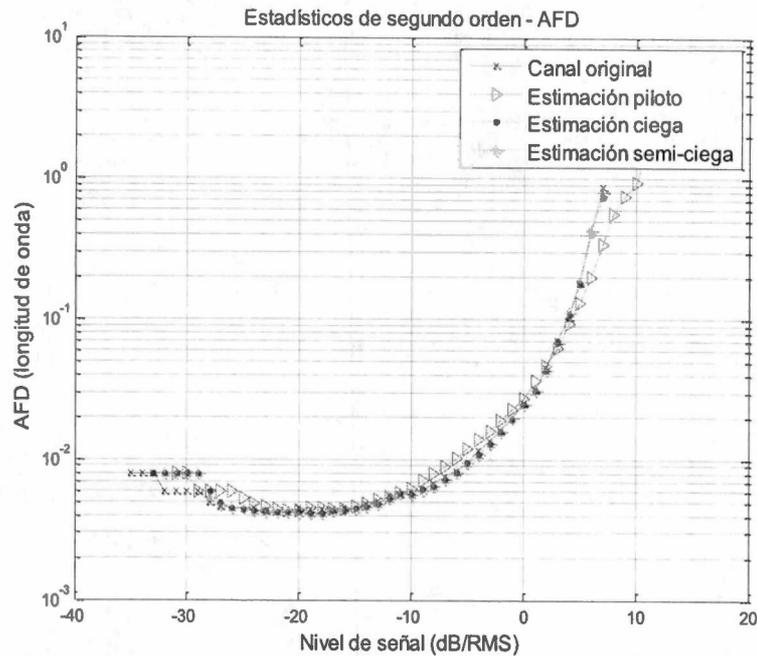


Fig. 56: *AFD* para una *SNR* de 34dB del Sistema 3

Siguiendo el mismo procedimiento que en el caso anterior, se obtuvo la correlación entre los estadísticos de segundo orden generados con la *SNR* de 34dB. Los resultados se concentran en la Tabla 30 la cual muestra un valor de correlación muy cercano a la unidad y el cual no difiere considerablemente de los obtenidos para una canal con una *SNR* más baja.

Tabla 30: Correlación de estadísticos de segundo orden: *LCR* y *AFD* de las estimaciones del canal cuando *SNR*=34dB

Técnica de estimación	Correlación con respecto al canal original	
	<i>LCR</i>	<i>AFD</i>
Pilotos agregados	0.937	0.610
Ciega	0.928	0.994
Semi-ciega	0.999	0.987

Con la finalidad de complementar los valores numéricos que cuantifiquen el grado de similitud entre las estimaciones y el canal original se obtuvo correlaciones entre los modelos mencionados y de las cuales se obtuvieron los valores de 0.683, 0.804 y 0.804 para la correlación del canal con la estimación piloto, la correlación del canal con la estimación ciega y la correlación del canal con la estimación semi-ciega cuando la *SNR* es de 10dB. Estos demuestran que al obtener la correlación de primer orden, existe una gran incertidumbre acerca de si las estimaciones modelan de una forma adecuada el comportamiento del canal. Por otro lado, con las

características del canal pero con una SNR de 34dB las correlaciones fueron de 0.940, 0.998 y 0.998 para los mismos casos. Los resultados muestran una mejora rotunda respecto al mismo análisis con la SNR de 10dB. Esto muestra que a una mayor SNR las características del canal se encuentran con menor desvanecimiento.

Con la finalidad de complementar los resultados obtenidos del análisis de estimadores de canal se realizó un segundo conjunto de pruebas a través de la inclusión al sistema de comunicación de un codificador convolucional 2/3 manteniendo el resto de los parámetros con las mismas características. Los resultados obtenidos de esta práctica fueron positivos y reflejaron la misma tendencia que la prueba previa. Estos se presentan en el ANEXO 3.

De manera complementaria se realizó un análisis de BER con un rango de SNR más amplio con el objetivo de conocer su comportamiento a potencias de señal inferiores y superiores al rango establecido previamente. En la Fig. 57 se aprecia el resultado comparativo de la BER considerando las tres técnicas de estimación implementadas en un sistema sin codificación de errores. Para el caso que incluye un codificador convolucional 2/3 los resultados son los incluidos en la Fig. 58.

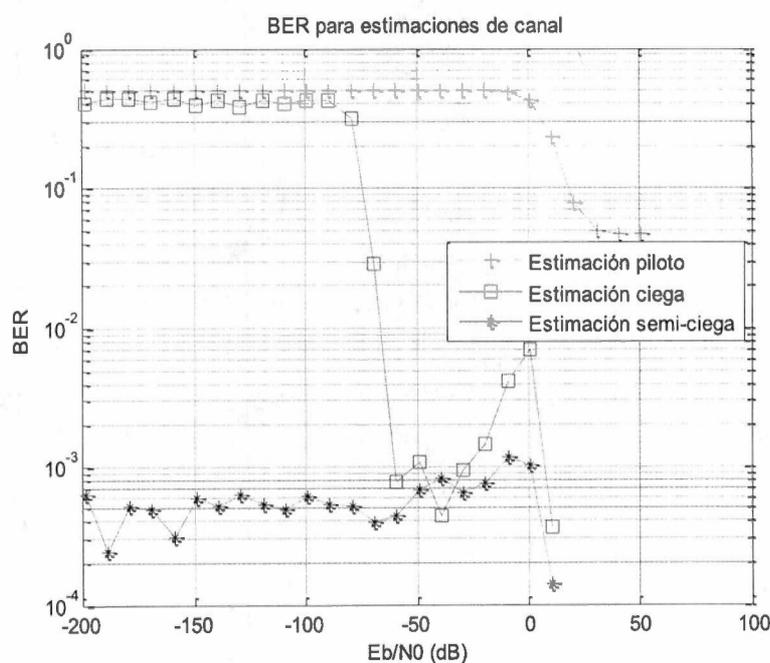


Fig. 57: Comportamiento de la BER para las técnicas de estimación propuestas y un amplio rango de SNR .

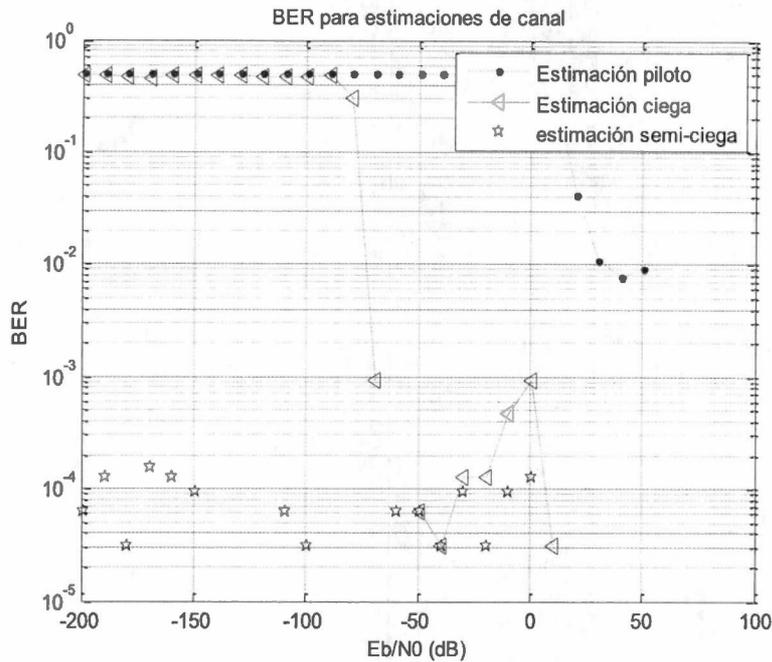


Fig. 58: Comportamiento de la BER para las técnicas de estimación propuestas, un amplio rango de SNR y codificador.

4.5.4. SISTEMA 4

Con el principal objetivo de conocer el comportamiento combinado de la estimación de canal y la mitigación de desvanecimiento por DRR se diseñó un cuarto sistema aplicado a un modelo de canal LTE con condiciones en banda ancha. Además con el objeto de obtener una respuesta variable en el tiempo el modelo de canal incluyó una cadena *Markoviana*. Lo anterior implicó una serie de pruebas y resultados que validaron la propuesta. Estas son las siguientes:

1. Caso 1: SNR constante y vector estacionario (0.2, 0.6, 0.2)
2. Caso 2: Comparativa de estimadores piloto y semi-ciega.
3. Caso 3: Estimación semi-ciega con matriz de probabilidad de transición variable.

CASO 1

La primera de las pruebas corresponde a la comprobación del funcionamiento de la cadena *Markoviana* que promueve la conmutación del ambiente LTE que se refleja en el comportamiento del *Power Delay Profile*. Además consiste en la verificación de la máquina de estados diseñada para la conmutación de tasa de transmisión. Los resultados de esta experimentación se observan en la Fig. 59. Es importante mencionar que la SNR utilizada para en esta prueba es de 10dB ya que dicho valor reflejó resultados adecuados en los tres tipos de ambientes inmiscuidos.

Dentro de la Fig. 59 se aprecia en la parte superior la variación de tasa de transmisión de acuerdo al cambio de ambiente mostrado en la sección central. La mencionada variación de tasa de transmisión es llevada a cabo a través de la medición obtenida de la componente de potencia de corriente alterna de los símbolos recibidos del canal de transmisión. La variabilidad de este último parámetro se observa en la sección inferior de la misma figura. En los resultados se aprecia que un ambiente con mayor desvanecimiento registra mayor potencia de corriente alterna y una tasa de transmisión mínima. Por el contrario, en el caso en el cual las condiciones del canal registran menor distorsión, la magnitud de la variable alterna también será menor y por ende la tasa de datos será máxima.

En esta prueba se obtuvo una ocurrencia del 50% en el ambiente *pedestrian*, 15% para el *Power Delay Profile* vehicular y el 35% para un ambiente urbano. Esto trajo consigo una variabilidad de tasa de transmisión como la registrada en la Tabla 31. Los datos obtenidos en la Tabla muestran una condición de operación en la cual se registra la máxima tasa en la transmisión en un 46% del tiempo de transmisión y con lo cual se considera que los recursos son favorablemente aprovechados en el sistema.

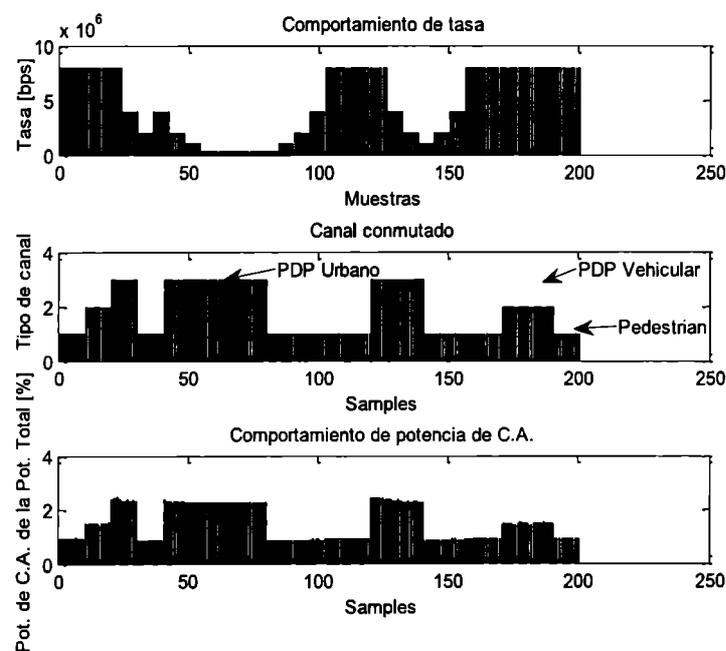


Fig. 59: Comutación de tasa de transmisión respecto al cambio de *PDP* del canal.

CASO 2

El segundo caso de pruebas consistió en la experimentación de dos tipos de estimación de canal, estimación piloto y la estimación semi-ciega implementada en la sección anterior. Las pruebas fueron implementadas en condiciones de *SNR* variable, modelo de canal *Markoviano* de

tres estados y tasas conmutables descritas en el caso anterior. Los resultados marcaron una mínima presencia de errores al utilizar como estimador de canal un modelo semi-ciego con algoritmo *MMSE* en contraste de realizar el proceso de estimación con símbolos piloto. Además se identifica que el comportamiento de *BER* es homogéneo a lo largo de todo el rango de operación de la *SNR*. El gráfico que muestra dichos resultados se incluye en la Fig. 60. En esta figura se aprecia una diferencia de 10^{-3} en la *BER* obtenida al utilizar estimación semi-ciega con respecto a la registrada al emplear únicamente estimación piloto. Además se aprecian cuatro secciones que delimitan las zonas de influencia de cada tasa de transmisión contempladas en el sistema. Cabe mencionarse que la ocurrencia de tasas de transmisión es de 37, 16, 32, 15 y 0 por ciento para la tasa R1, R2, R3, R4 y R5 respectivamente.

Tabla 31: Variación de tasa con *SNR* de 10dB para el Sistema 4

Variable	Porcentaje
R1	46%
R2	15%
R3	15%
R4	9%
R5	15%

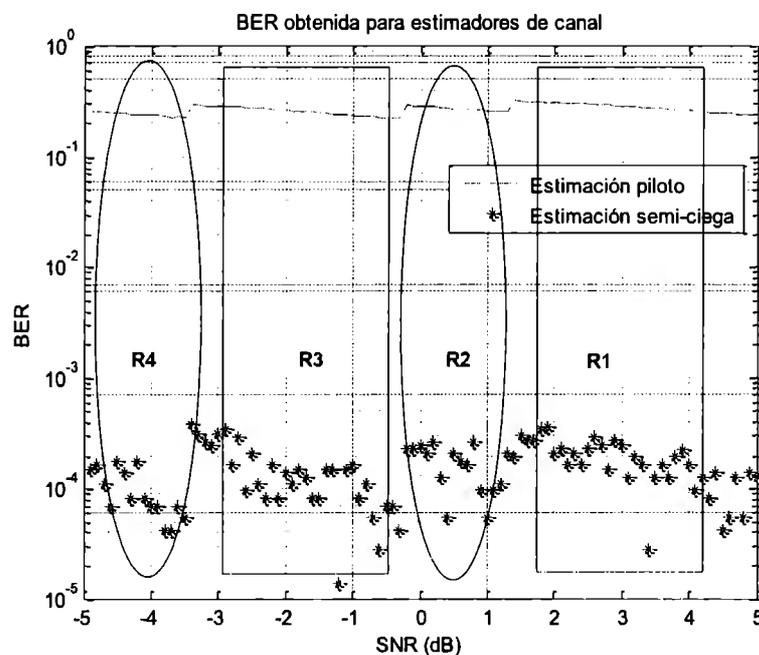


Fig. 60: Comparativo de *BER* para un canal variable en el tiempo conmutable en tasa de transmisión con dos estimadores.

CASO 3

Una tercera prueba recurre a utilizar únicamente la estimación semi-ciega como estimador, un subsistema *DRR* y una variación de *Power Delay Profile* controlado por una matriz de probabilidad de transición de estados de la cadena de *Markov* para tres ambientes distintos. De acuerdo a la variación de la matriz de probabilidad se definieron tres casos de prueba que son expresados en la Tabla 32 siguiente.

De acuerdo a la variabilidad de ambiente presentado en el canal para cada uno de los casos descritos arriba, se obtuvo una conmutación de tasa adecuada debido a que la eficiencia espectral no se vio perjudicada puesto que en la mayoría del tiempo la operación del sistema fue a máxima tasa de datos aún en las peores condiciones de propagación. En la Fig. 61 se aprecia que mientras mayor es la presencia de condiciones desfavorables de canal, mayor es la probabilidad de presencia de tasas de transmisión menores y viceversa. El rango de *SNR* considerado en estas pruebas corresponde de 0 a 8dB.

Tabla 32: Matrices de transición para ambientes del *Power Delay Profile* del Sistema 4.

Caso	Matriz de Transición
A	$P = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}$
B	$P = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0.6 & 0.2 \end{bmatrix}$
C	$P = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.8 \\ 0.1 & 0.1 & 0.8 \\ 0.1 & 0.1 & 0.8 \end{bmatrix}$

El comportamiento expresado en la gráfica de la Fig. 61, se debe al mantenimiento cuasi-constante de la *BER*, la relación E_b/N_0 y la varianza de los símbolos recibidos. De manera específica, en esta figura se aprecia una máxima ocurrencia en la tasa 1 que consiste en la máxima tasa de transmisión del sistema de manera independiente al ambiente del canal.

Por otra parte, en la Fig. 62 se incluye los resultados del comportamiento de la *BER* para los casos mencionados en la Tabla 32. En esta figura se aprecia que el comportamiento de la *BER* para todos los casos se encuentra entre 1×10^{-4} y 1×10^{-5} y permanece homogéneamente ante una variación de *SNR* independientemente del ambiente que predomine en el canal. Estos resultados difieren entre sí al tomar en cuenta valores medios de forma tal que se considera una *BER* de 9.98×10^{-5} , 7.97×10^{-5} y 4.68×10^{-5} para aquellas pruebas en las que predomina el ambiente *pedestrian*, vehicular y urbano, respectivamente y los cuales reflejan una relación directa con respecto al grado de desvanecimiento presentado en cada uno de los ambiente mencionados.

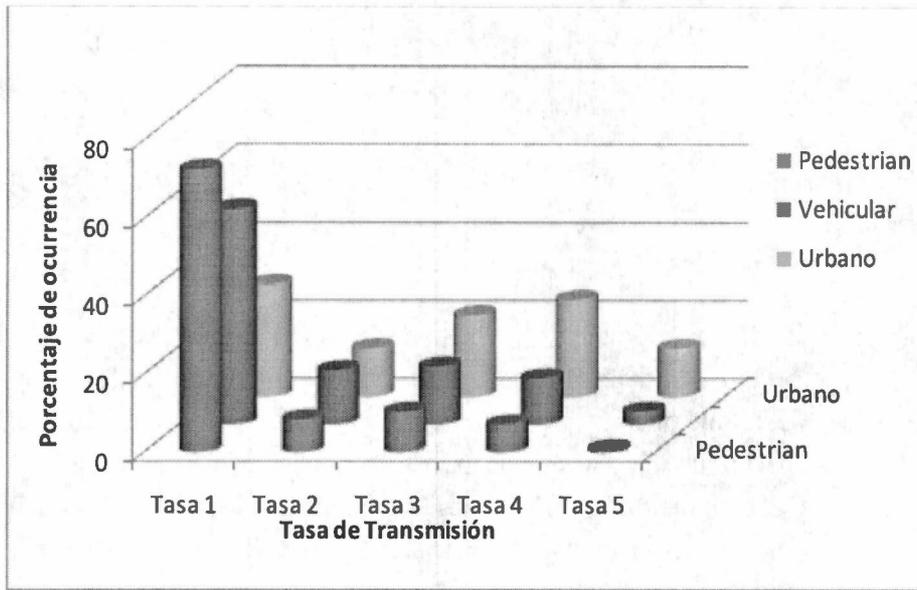


Fig. 61: Ocurrencia de tasa de transmisión de acuerdo al ambiente del *Power Delay Profile*.

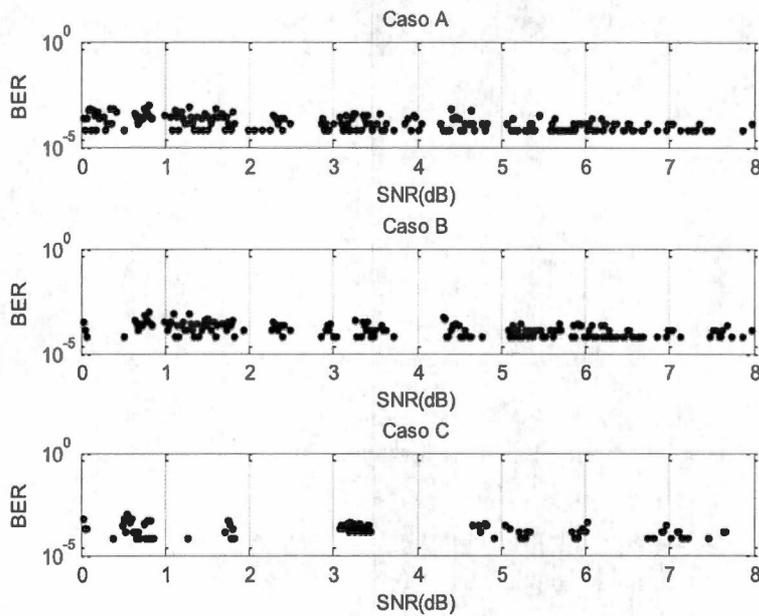


Fig. 62: Comportamiento de la BER para los tres casos de experimentación del Sistema 4.

Los valores específicos de la relación E_b/N_0 obtenidos en cada caso se concentran en la Tabla 33 mostrada a continuación.

Finalmente el parámetro que se empleó como medición del grado de desvanecimientos que propicia el canal de transmisión en los símbolos recibidos es la potencia de corriente alterna de los mismos. Ésta como se mencionó, consiste en la medición de la varianza de dichas muestras.

En la Tabla 34 se aprecian los parámetros obtenidos. En ella se identifica a la media de la componente de potencia de C.A. con valores de 1.5 ± 0.5 , variabilidad propiciada por la conmutación de tasa de la máquina de estados.

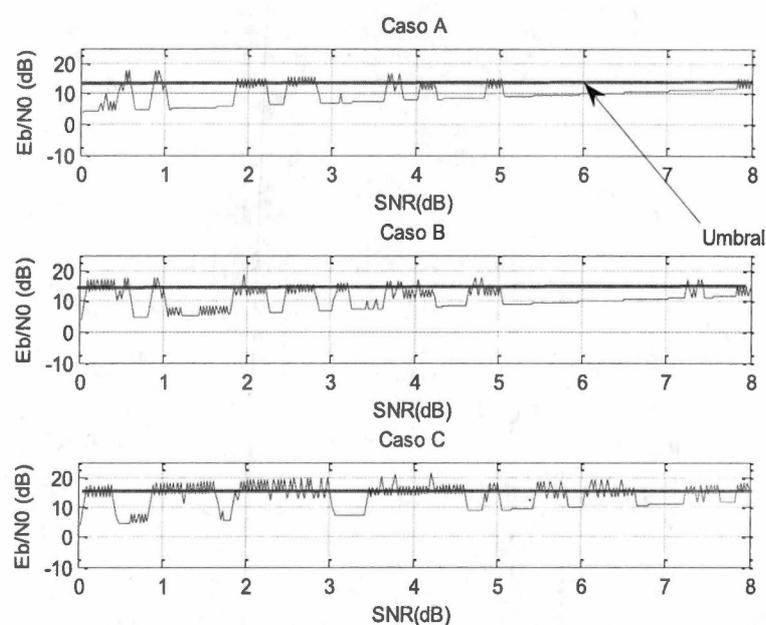


Fig. 63: Comportamiento de la E_b/N_0 ante un umbral de operación.

Tabla 33: Parámetros promedio de la relación E_b/N_0 .

	Caso A	Caso B	Caso C
Máximo	17.92	18.94	21.2
Media	9.66	10.85	13.51
Mínimo	3.99	3.99	3.99

Tabla 34: Parámetros promedio de la varianza de los símbolos.

	Caso A	Caso B	Caso C
Máximo	3.41	3.53	3.48
Media	1.51	1.89	2.06
Mínimo	0.90	0.88	0.88

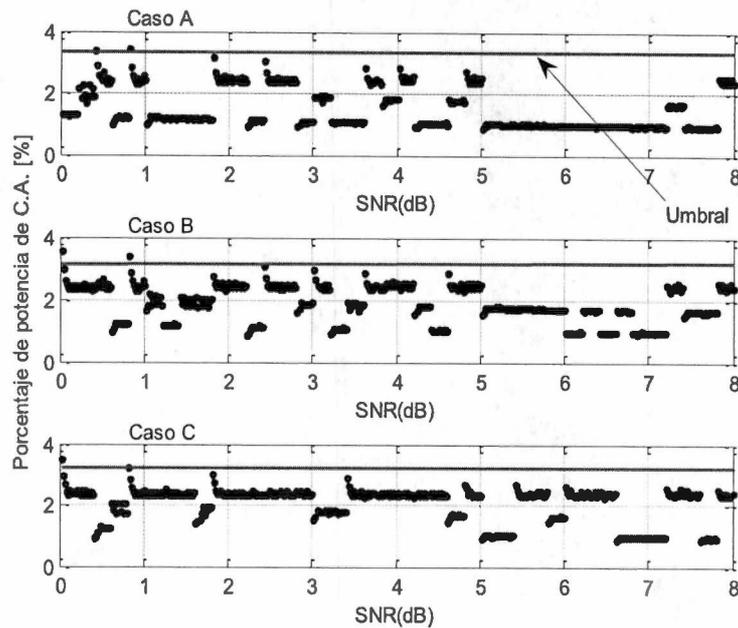


Fig. 64: Comportamiento comparativo del nivel de potencia de *C.A.* de los símbolos.

El comportamiento gráfico de este parámetro se aprecia en la Fig. 64 en la cual es apreciable que el parámetro en cuestión no sobrepasa el umbral establecido y en los casos en los cuales el comportamiento tiende a sobrepasarlo, se registra la conmutación de tasa. De manera específica, cada semi-curva de las gráficas representa el comportamiento de una única tasa de operación. De forma igualitaria a las variables anteriormente mostradas, la potencia de corriente alterna presenta gran homogeneidad entre casos extremos de comportamiento del canal de transmisión.

Como se argumentó en el Capítulo 3 para validar las estimaciones de canal realizadas en este conjunto de pruebas se requirió obtener los estadísticos de segundo orden *LCR* y *AFD*. Los valores de estos estadísticos de segundo orden obtenidos del modelado de los ambientes *pedestrian*, vehicular y urbano para condiciones *SNR* contrastantes en el canal de transmisión *LTE* se aprecian en la Fig. 65 y en la Fig. 66. En ellas se consideró una *SNR* de 30dB y de 0dB respectivamente. En ambas gráficas se aprecia un comportamiento adecuado de la estimación de canal generada en el sistema con respecto al comportamiento que presentan los ambientes de canal descritos. En la Fig. 66 se observa que la cercanía de las curvas presenta una distinción más significativa entre los parámetros debido a la mayor presencia de desvanecimiento y menor *SNR* lo que implica imperfecciones en la estimación.

Con el objeto de tener un valor numérico que defina el grado de similitud de cada estadístico con el canal en cuestión y eliminar la ambigüedad que los elementos gráficos genera, se correlaron los resultados obteniendo las cifras reflejadas en la Tabla 35 y en la Tabla 36 para los casos de *LCR* y *AFD* con respecto a cada ambiente *LTE* respectivamente.

De ambas tablas se aprecia que los indicadores obtenidos de la correlación de los estadísticos de segundo orden reflejan adecuadamente el grado de afinidad de cada estimación con respecto al ambiente que representa.

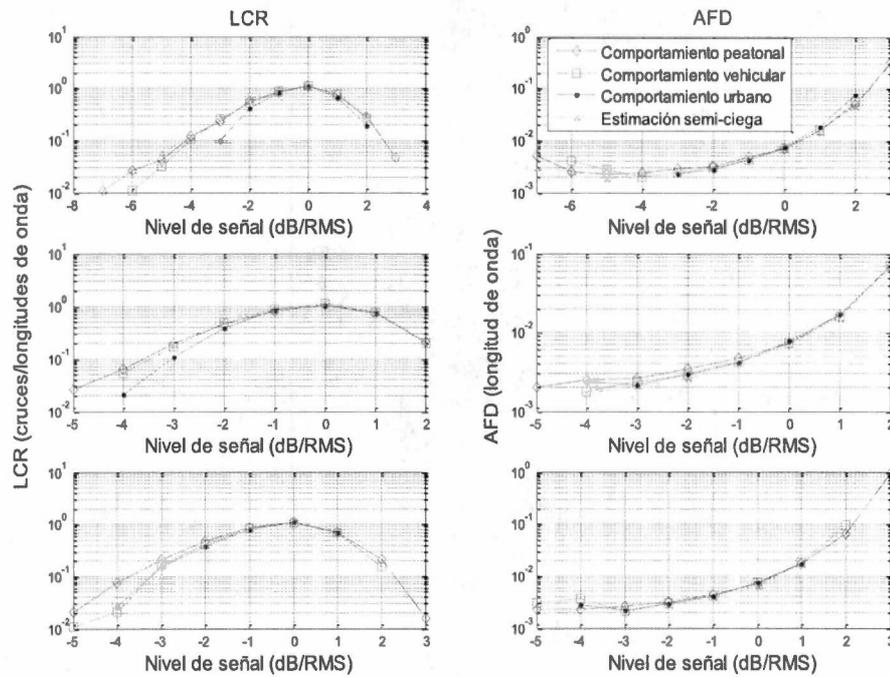


Fig. 65: Comportamiento de los estadísticos de segundo orden *LCR* y *AFD* obtenidos para el caso A (imagen superior), caso B (central) y caso C (imagen inferior) para una *SNR* de 30dB.

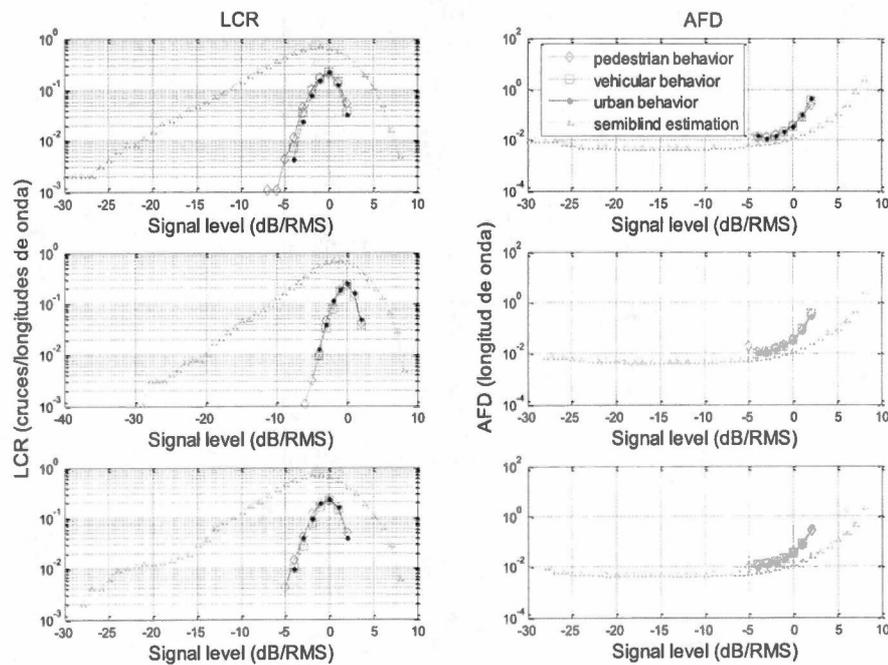


Fig. 66: Comportamiento de los estadísticos de segundo orden *LCR* y *AFD* obtenidos para el caso 1 (imagen superior), caso 2 (central) y caso 3 (imagen inferior) para una *SNR* de 0dB.

Tabla 35: Valores de correlación entre el LCR de cada ambiente LTE obtenidos en condiciones extremas para los tres casos estudiados.

S/NR	Caso A		Caso B		Caso C	
	30dB	0dB	30dB	0dB	30dB	0dB
$LCR_{pedestrian}$	0.825	0.820	0.821	0.715	0.839	0.825
$LCR_{vehicular}$	0.928	0.464	0.999	0.740	0.808	0.928
LCR_{urbano}	0.723	0.478	0.997	0.726	0.999	0.723

Tabla 36: Valores de correlación entre el AFD cada ambiente LTE obtenidos en condiciones extremas para los tres casos estudiados.

S/NR	Caso A		Caso B		Caso C	
	30dB	0dB	30dB	0dB	30dB	0dB
$AFD_{pedestrian}$	0.318	0.147	0.490	0.223	0.351	0.318
$AFD_{vehicular}$	0.242	0.122	1	0.157	0.331	0.242
AFD_{urbano}	0.307	0.123	0.997	0.151	0.999	0.307

5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS A FUTURO

Tecnologías de cuarta generación emplean canales de banda ancha para ofrecer servicios multimedia de alta velocidad y cuya evolución refleja una dinámica creciente en el desarrollo de enlaces inalámbricos para aplicaciones de área local, de área extensa y de área personal que brinden al usuario movilidad y versatilidad. Aplicaciones simples de este tipo de servicios tenemos la televisión por cable, la telefonía celular, servicios de teleconferencia, mandos telecontrolados, telefonía satelital, control satelital, comunicación aeronáutica, entre muchas otras.

Existen algunos inconvenientes que el desarrollo tecnológico en telecomunicaciones ha propiciado. Un caso simple se presenta en la operación del espectro radioeléctrico el cual ha requerido el empleo de alta frecuencia por su aporte de ancho de banda además de la escasez de licencias de operación en bandas de frecuencia media o baja. Esto conlleva a trabajar con longitudes de onda centrimétricas y milimétricas lo cual repercute en un incremento en la distorsión temporal y la distorsión de frecuencia los cuales son directamente proporcionales a la frecuencia de operación. Ambas reflejan el desvanecimiento de la señal de datos ante canales de transmisión variables en el tiempo.

Por lo anterior resulta primordial proponer sistemas con algoritmos que reduzcan el fenómeno de desvanecimiento obteniendo un decremento en la tasa de error de bit. Los algoritmos encargados de resolver la problemática planteada son denominados técnicas de mitigación de desvanecimientos. Dentro de esta tesis se llevó a cabo el análisis de dos técnicas de este tipo las cuales fueron planteadas para operar en el estándar *LTE*. Las técnicas que se emplearon fueron:

1. Control de tasa de transmisión de datos (*DRR*).
2. Estimación de canal semi-ciega.

La primera de ellas consiste en la variación de la tasa de transmisión de datos de manera proporcional al desvanecimiento medido en la señal recibida. El desvanecimiento del canal puede representarse a través de diferentes variables tales como la *SNR* y la *BER*, aunque de manera particular en esta tesis se realizó a través de la componente variable con respecto al tiempo al medir la potencia de *C.A.* a los símbolos recibidos.

La segunda de ellas no se clasifica en la literatura como una técnica de mitigación de desvanecimiento aunque dentro del trabajo de tesis desarrollado fue considerada como un algoritmo que disminuye los errores en símbolos recibidos a través de una ecualización basada en la *CSI* que el estimador obtiene. La estimación de canal se divide en tres tipos de acuerdo a la manera en la cual se obtiene la *CSI* del canal las cuales son:

1. Estimación de canal basada en pilotos agregados.
2. Estimación de canal ciega.
3. Estimación de canal semi-ciega.

La estimación de canal basada en pilotos agregados consiste en la inserción de símbolos conocidos en la trama de datos que se transmitirá por el canal de tal forma que en el receptor los símbolos de referencia son extraídos e interpolados para la obtención de la *CSI*. La ecualización se realiza a través del cociente entre la señal recibida y la *CSI*.

La estimación de canal ciega consiste en realizar la estimación sin incluir patrones de referencia en la trama de datos con lo que la *CSI* es obtenida en base a la correlación matricial de los símbolos de datos recibidos y que fueron afectados por el medio.

La estimación semi-ciega combina los algoritmos de estimación piloto con los de estimación ciega de manera que la ecualización se realiza en dos ocasiones en la etapa receptora, la primera de la forma ordinaria a la técnica de pilotos agregados y la segunda de acuerdo al criterio de técnica ciega.

Para cualquiera de las técnicas mencionadas un modelo de canal es necesario. Un modelo de canal representa matemáticamente el comportamiento del medio de transmisión a través de una función de distribución de probabilidad. El objetivo primordial del modelo de canal es conocer sus características para emular el comportamiento que una señal de datos tendría al propagarse por un medio físico y por ende obtener mediante simulaciones resultados fiables en la implementación de técnicas de contrarresten sus efectos. Además, un modelo de canal nos permite obtener información de patrones de señal propagados por él o muestras a través del cual sea posible cuantificar el grado de afectación de la señal y por consiguiente contrarrestar los efectos. En el caso particular de esta tesis se simularon varios modelos de canal, entre los cuales se tiene:

1. Modelo de canal *Markoviano* de dos estados de banda estrecha.
2. Modelo de canal de banda ancha *COST 207*.
3. Modelo de canal de banda ancha *LTE*.
4. Modelo de canal *Markoviano* de banda ancha *LTE*.

Estos canales fueron requeridos como herramienta para la implementación de sistemas simples de comunicación que fueran sometidos a las técnicas de mitigación propuestas en la tesis. Los cuatro modelos de canal fueron construidos en base a un comportamiento con distribución de probabilidad *Rician* que considera una línea de vista entre emisor y receptor así como caminos reflejados sin *LOS*. Los modelos de canal en banda ancha están constituidos de multicaminos propios del *Power Delay Profile* representativo del estándar. Estos perfiles son variables de

acuerdo a ambientes de propagación específicos tales como un ambiente urbano y que varían en cierta medida a las condiciones particulares de cada urbe o zona geográfica en la que se aplican.

Los casos *Markovianos* surgieron de la necesidad de tener un ambiente de canal variable en el tiempo y éstos fueron representados como estados de una cadena *Markoviana*. Lo anterior tuvo la finalidad de representar condiciones cambiantes en el ambiente tales como lo registra un usuario móvil que se desplaza entre diferentes zonas urbanas o bien sale o entra de una zona altamente poblada.

Con el objeto de realizar pruebas y combinaciones de las técnicas descritas que garanticen su adecuado comportamiento se simularon cuatro sistemas:

1. *DRR* en un canal conmutado de banda estrecha.
2. *DRR* en canal de banda ancha *COST 207*.
3. Estimadores de canal para *LTE*.
4. *DRR* y estimación semi-ciega para *LTE*.

De acuerdo a las pruebas realizadas se identificó que la *DRR* presentó resultados adecuados en la implementación de la máquina de estados que controla el incremento y decremento de tasa respecto a la potencia de *C.A.* además de que la complejidad computacional es pequeña con respecto a los recursos empleados en una mitigación de desvanecimiento por diversidad.

Con respecto a las técnicas de estimación se obtuvieron resultados con menor *BER* que respecto a los sistemas sin implementación de estimación. Es importante mencionar que la estimación con menor *BER* y menor dispersión en símbolos recibidos corresponde a la semi-ciega seguido de la estimación ciega y con la menor efectividad la basada en pilotos. La complejidad computacional requerida para cada caso tiene una relación directa con la calidad de la *CSI* obtenida de tal forma que con una estimación basada en pilotos agregados presentará una complejidad computacional menor a la identificada en un estimador semi-ciego.

La *CSI* a través del nivel de potencia de *C.A.* para sistemas de comunicación con *DRR* como mitigación de desvanecimiento, refleja una técnica poco utilizada para dicha aplicación ya que el factor de varianza de la señal recibida es utilizada en su mayoría en la cuantificación de niveles de ruido en sistemas electrónicos o en líneas de transmisión. En el trabajo realizado en esta tesis, se identificó que el nivel de potencia de *C.A.* cuantifica apropiadamente el desvanecimiento provocado por el canal a la señal transmitida. El comportamiento observado en los experimentos refleja una relación directa del factor de varianza de los símbolos recibidos con respecto a la atenuación registrada en la señal debido a los fenómenos de dispersión temporal (*ISI*), dispersión frecuencial (efecto *Doppler*) así como a la *SNR*. Lo anterior reflejó que bajo condiciones de baja *SNR* la dispersión de los símbolos es mayor y por ende la varianza de los mismos con respecto a su valor medio es creciente.

A través de los resultados obtenidos en la implementación de las técnicas se observó que la combinación de algoritmos que propician la disminución de *BER* en un enlace de comunicaciones refleja un rendimiento incremental del enlace con respecto a sistemas con técnicas de mitigación individuales o bien con respecto a sistemas que no implementan algoritmos de mitigación de atenuación. El principal aporte técnico de esta combinación de técnicas y que también resulta ser el principal aporte de esta tesis consiste en que el rendimiento del sistema no solo radica en una menor tasa de error respecto a sistemas sin técnicas de mitigación, sino que trasciende a la posibilidad de realizar transmisiones con menores tiempos de caída de enlace así como realizar el proceso a través de un consumo energético constante representado por una E_b/N_0 constante.

Un segundo aporte técnico constituye el empleo de la varianza de símbolos de datos recibidos como *CSI* lo cual es raramente utilizado para el modelado de canal y reflejó en los resultados una excelente variable para definir la atenuación de la señal y su distorsión provocada por dicho desvanecimiento.

Finalmente es importante mencionar que un aporte de los resultados y conclusiones del trabajo de tesis incide en los sistemas de transmisión empleados por empresas de telecomunicaciones los cuales en la actualidad emplean un control de potencia para mitigar la atenuación presentada en las señales que se propagaron por un canal inalámbrico. Esta solución por la que han optado resulta ser la más sencilla pero a su vez la que genera mayores inconvenientes en el aspecto de gasto en potencia de transmisión así como en disminución del tiempo de vida de los equipos.

Desde el punto de vista de tecnologías sustentables los resultados de la tesis marcan el beneficio de racionalización del uso de la energía para la transmisión de datos y operación de los equipos de comunicación. Actualmente, la minimización de energía en cualquier sistema eléctrico o electrónico está en boga debido al incremento a nivel global del costo de generación energética así como los efectos ambientales que conlleva el empleo de la misma. Los resultados de la tesis marcan la posibilidad de adopción de algoritmos de mitigación de desvanecimiento y estimaciones de canal combinados que disminuyan los errores en las tramas recibidas dentro de los equipos de telecomunicaciones comerciales y que por lo consiguiente eviten la implementación de controladores de errores de alto procesamiento.

El trabajo de tesis presentado en este documento puede ser complementado con los siguientes trabajos a futuro.

1. Obtención de un modelo de canal particular a una ciudad o una zona de la misma como por ejemplo la ciudad de México en la cual se obtenga y aplica un *power delay profile* zonal que permita la obtención de resultados específicos de nuestra región.
2. Implementación de los algoritmos de mitigación y estimación expuestos en la tesis en un dispositivo programable genérico de alta velocidad que permita incorporar de manera sencilla la tecnología en equipos comerciales.
3. Realizar mediciones de señales en equipos físicos y comerciales de la implementación de la técnica para la verificación de su efectividad.

4. Extender el análisis a técnicas de mitigación de desvanecimiento por diversidad temporal y espacial y su combinación con las técnicas expuestas en este trabajo de tesis que permitan una comunicación con altas tasas de transmisión y baja complejidad computacional.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation," *IEEE Communications Magazine*, 1997.
- [2] Sánchez-Salas D.A. and J.L. Cuevas-Ruiz, "N-states Channel Model using Markov Chains," *Fourth Congress of Electronics, Robotics and Automotive Mechanics. IEEE*, 2007.
- [3] Pérez-Fontán F. and Mariño-Espiñeira P., *Modelling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with MATLAB.*: Wiley, 2008.
- [4] Ross S.M., *Introduction to Probability Models*, 9th ed. U.S.A.: Academic Press, 2007.
- [5] Castanet L., Lemorton J., and Bousquet M., "A Modular Simulation Tool of Interference and Fade Mitigation Techniques applied to Millimeter-wave SATCOM Systems," *1st International Workshop*, 2002.
- [6] 3GPP Scope. 3rd Generation Partnership Project Agreement. [Online]. <http://www.3gpp.org>
- [7] H. and Toskala, A. Holma, *LTE for UMTS: OFDMA and SC_FDPA based Radio Access*. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [8] R. and Meyer, M. Susitaival, "LTE Coverage Improvement by TTI Bundling," *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th.*, pp. 1-5, 2009.
- [9] S., Toufik, I. and Baker, M. Sesia, *LTE: The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice*. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [10] 3GPP (TR 25.913), "Requirements for evolved UTRA (E-UTRA) and evolved UTRAN (E-UTRAN)," Sophia Antipolis, France, Technical Report 2006.
- [11] J Cabrejas-Peñuelas, D. Calabuig-Soler, N Cardona, and et.al., *3GPP LTE: Hacia la 4G Móvil*. Barcelona, España: Marcombo, 2011.
- [12] S.R. Ferran and M.A. Lema-Rosas, "QoS – Control de Admisión Uplink en Long Term Evolution," Universidad Politécnica de Cataluña, Cataluña, España, Tesis 2012.
- [13] K. and Kaiser, S. Fazel, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*, Second Edition ed. United Kingdom: John Wiley & Sons,

Ltd., 2008.

- [14] C. A. Rodríguez-García, *VoIP Jitter in 3GPP Long Term Evolution Networks*. México: ITESM, 2009, Thesis of Master of Science in Electronic Engineering Major in Telecommunications.
- [15] Pérez-Vega C., Zamanillo J., and Casanueva A., *Sistemas de Telecomunicación*. España, 2007.
- [16] Rappaport, T., *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed.: Pearson Education, 2001.
- [17] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, 1997.
- [18] F. and Mariño-Espiñeira, P. Pérez-Fontán, *Modeling the Wireless Propagation Channel: A Simulation Approach with MATLAB*.: Wiley, 2008.
- [19] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communication*, Chichester Ltd, Ed. United Kingdom: John Wiley & Sons, 1974.
- [20] F., Fantini, R., Mondin, M. and Savi, P. Dosis, "Small-Scale Fading for High-Altitude Platform (HAP) Propagation Channels," *IEEE Journal on Selected areas in Communications*, vol. 20, no. 3, April 2002.
- [21] Pech-Carmona J.H., Cuevas-Ruiz J.L., and Aragón-Zavala A., "Data Rate Reduction (DRR) as Fading Mitigation Technique for a Wideband Channel," *22nd International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP 2012)*, 2012, ISBN 978-1-4577-1326-2.
- [22] Pech Carmona J.H., Cuevas Ruiz J.L., and Aragón Zavala A., "Mitigación de Fading por Reducción de Tasa de Datos (DRR) para un Canal Conmutado," *IX Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico (CIINDET)*, 2011, ISBN: 978-607-95255-3-8.
- [23] Dissanayake A., "Propagation modeling and fade mitigation for Ka-band satellite systems," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE*, vol. 2, pp. 550-553, 2000, ISBN: 0-7803-6369-8.
- [24] Aroumont A., Alamanac A.B., Castanet L., and M. Bousquet, "SNR estimation algorithms for Channel Quality detection in Ka/EHF band Satellite systems," *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006.*, 2006, ISBN: 978-92-9092-937-6.

- [25] Kim S.W., "A Comparison of Fading Mitigation Techniques in frequency-nonselective Rayleigh-fading Channels," *Military Communications Conference Proceedings (MILCOM 1999)*, vol. 1, pp. 321-325, 1999, ISBN: 0-7803-5538-5.
- [26] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed.: McGraw-Hill, 1995.
- [27] Fred Halsall, *Data Communications, Computer Networks and Open Systems*, 4th ed.: Addison Wesley, 1992.
- [28] Pech-Carmona J.H., Cuevas-Ruiz J.L., and Aragón-Zavala A., "Performance Analysis for LTE Transmission Using Channel Estimators," *Ninth Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA)*, 2012.
- [29] Mohamed B.N. and N. Andrew, "Impact of Channel Estimation Errors on the Performance of DFE equalizers with Space Time Block Codes in Wideband Fading Channels," *Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007. IEEE*, pp. 2243-2248, 2007.
- [30] "Channel Estimation for a WCDMA Rake Receiver," Freescale Semiconductor, Rev. 2 2004.
- [31] Bastug A., Montalbano G., and Slock D., "Generalized Pilot Assisted Channel Estimation for WCDMA," *EUSIPCO*, 2005.
- [32] Holma H. and Toskala A., *WCDMA for UMTS Radio Access for Third-Generation Mobile Communications.*: John Wiley & Son, Inc., 2001.
- [33] Tresch R., Mehlführer C., and Guillaud M., "LMMSE Channel Estimation for MIMO W-CDMA with Out-of Cell Interference Mitigation," *Conference Record of the Fourtysecond Asilomar Conference on Signals*, 2008.
- [34] Sung Y., Tong L., and Swami A., "Semiblind Channel Estimation for Space-Time coded WCDMA," *International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, 2003.
- [35] Sung Y., Tong L., and Swami A., "Blind Channel Estimation for Space-Time coded WCDMA," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 322-334, 2004.
- [36] Melvasalo M. and Koivunen V., "Semi-blind Estimation in HSDPA Systems," *Conference Record of the 39th Asilomar Conference on Signals*, pp. 1292-1296, 2005.
- [37] Torrelló A.M., "CPICH Power Optimization for MIMO HSDPA," *Master Thesis.*, March 2009.

- [38] Melvasalo M. and Koivunen V., "Blind Channel Estimation in Multicode CDMA using Multiantenna Receiver," *Wireless Personal Communications*, vol. 28, pp. 163-178, 2004.
- [39] Mehmod A. and Chema W.A., "Channel Estimation For LTE Downlink," *Thesis of Degree of Master of Science in Electrical Engineering*, September 2009.
- [40] Somasegaran L., "Channel Estimation and Prediction in UMTS LTE," *Thesis of Degree of Master of Science*, June 2007.
- [41] Sahu A. and Behera S., "PAPR Analysis and Channel Estimation Techniques for 3GPP LTE System," *Thesis of Degree of Master of Science*, 2011.
- [42] Meyer J., Simmer K.U., and Kammeyer K.D., "Comparison of one –and two- channel noise- Estimation Techniques," *IWAENC'97*, no. FB-1, 1997.
- [43] Parsons J.D., *The Mobile Radio Propagation Channel*, Second Edition ed., University of Liverpool, Ed. United Kingdom: John Wiley and Sons LTD, 2000.
- [44] Manterola M., "Apuntes de Procesos Estocásticos," Facultad de Ingeniería. Universidad de Buenos Aires., Buenos Aires, Argentina, Apuntes de Academia 2005.
- [45] Strembler F.G., *Introduction to Communication systems*, 3rd ed.: Addison-Wesley, 1990.
- [46] Mendez M., González J.L., Mateo D., and Rubio A., "Densidad de Potencia Espectral de las Señales de Ruido Digital," Universidad Politécnica de Cataluña, High Performance Integrated Circuits Group TIC 2010-2337, 2010.
- [47] Niwa N., Katayama M., Yamazato T., Ogawa A., and Isaka N., "A Spread Spectrum System with Dual Processing Gain Designed for Cyclic Noise in Power Line Communications," *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, 1996.
- [48] Ergen Mustafa, *Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE.*: Springer, 2009, ISBN: 0387681892.
- [49] Abdi A., Wills K., Barger H.A., Alouini M.S., and Kaveh M., "Comparison of the Level Crossing Rate and Average Fade Duration of Rayleigh, Rice and Nakagami fading models with mobile channel data," *52nd. Vehicular Technology Conference. IEEE VTS-Fall VTC*, 2000.
- [50] Socheleau F., Laot C., and Passerieux J., "Stochastic Replay of Non-WSSUS Underwater Acoustic Communication Channels Recorded at Sea," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 10, pp. 4838-4849, October 2011.

- [51] Papazafeiropoulos A.K. and Kotsopoulos S.A., "An Extended Generalized Rice Model for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 5, pp. 2604-2609, June 2010.
- [52] Papazafeiropoulos A.K. and Kotsopoulos S.A., "Second-Order Statistics for the Envelope of α - κ - μ Fading Channels," *Communications Letters*, vol. 14, no. 4, pp. 291-293, April 2010.

A1. ANEXO 1

A1.1 SNR CON COMPORTAMIENTO SENOIDAL Y CADENA MARKOVIANA DE 2 ESTADOS

Las pruebas mostradas en este anexo corresponden a casos adicionales a los mostrados en el capítulo 3 y 4 del trabajo de Tesis y en los cuales se simuló un sistema en banda estrecha de 2 estados con distribución *Rician* conmutable a través de una cadena de *Markov*. Los parámetros de este sistema así como las tasas de operación utilizadas se encuentran en la descripción del Sistema 1 dentro del capítulo 3.

El canal *Markoviano* consideró el uso de dos tipos de canal conmutables a razón de 50% del tiempo en un tipo y el 50% en el otro. Un canal con distribución *Rician* con un factor $K=18\text{dB}$ y un canal con distribución *Rician* con un factor $K=8\text{dB}$. Su representación gráfica se observa en la Fig. 67. Como se aprecia en ésta, la conmutación entre los dos tipos de canal se lleva a cabo de acuerdo a la matriz de Probabilidad de Transiciones (P). La matriz P tiene el objetivo de obtener el estado que se empleará para estimar el comportamiento del canal para los símbolos subsecuentes. La matriz de Probabilidad de Transiciones utilizada es la mostrada en (67).

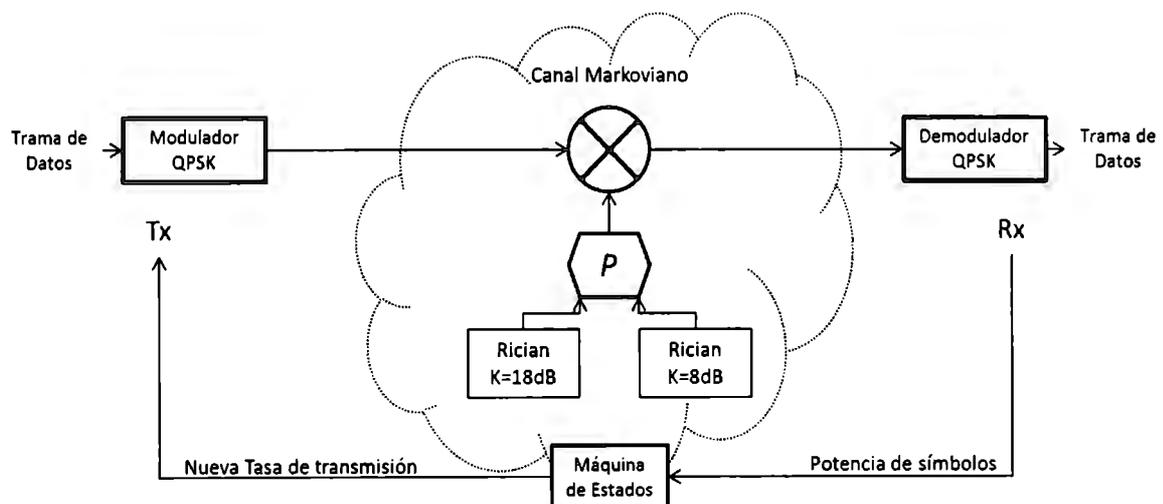


Fig. 67: Representación gráfica del canal *Markoviano* de dos estados utilizado en la simulación.

$$P = \begin{bmatrix} 0.027 & 0.9975 \\ 0.9965 & 0.0034 \end{bmatrix} \quad (69)$$

Esta matriz P da prioridad a la transición hacia el estado opuesto por lo cual una vez que estamos en un estado, difícilmente permaneceremos en él por más de un ciclo. Esto representa un canal de comunicación altamente cambiante.

De la misma forma como se realizó en la simulación del sistema 1 descrito en el capítulo 3 se contempla el criterio de potencia de corriente alterna para cuantificar el grado de dispersión generado en los símbolos que fueron propagados por el modelo de canal. El monitoreo de la variable se cuantifica como un grado de dispersión de una señal que se propaga por el canal degradado. Esta potencia es medida de las muestras o símbolos recibidos en RX , posterior a su propagación por el medio. A través de una máquina de estados con un número de estados igual al número de tasas de transmisión utilizadas responde mediante el control de la tasa de bits a emplear en la transmisión de los siguientes símbolos tomando como elemento de entrada el factor de potencia de alterna.

Con fines demostrativos se realizaron las pruebas tomando en cuenta una SNR creciente y decreciente con función seno la cual nos permitió tener una respuesta del sistema adaptativo ante una situación real que registra alta o baja SNR . Esta SNR se aprecia en la Fig. 68.

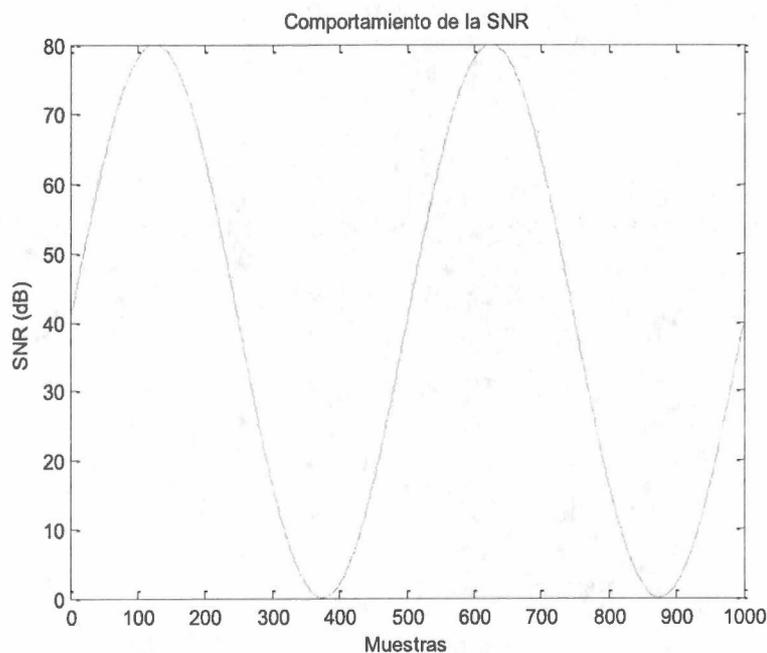


Fig. 68: Comportamiento senoidal de la SNR para fines de experimentación.

La BER obtenida considerando la SNR mostrada en la Fig. 68 se aprecia en la Fig. 69.

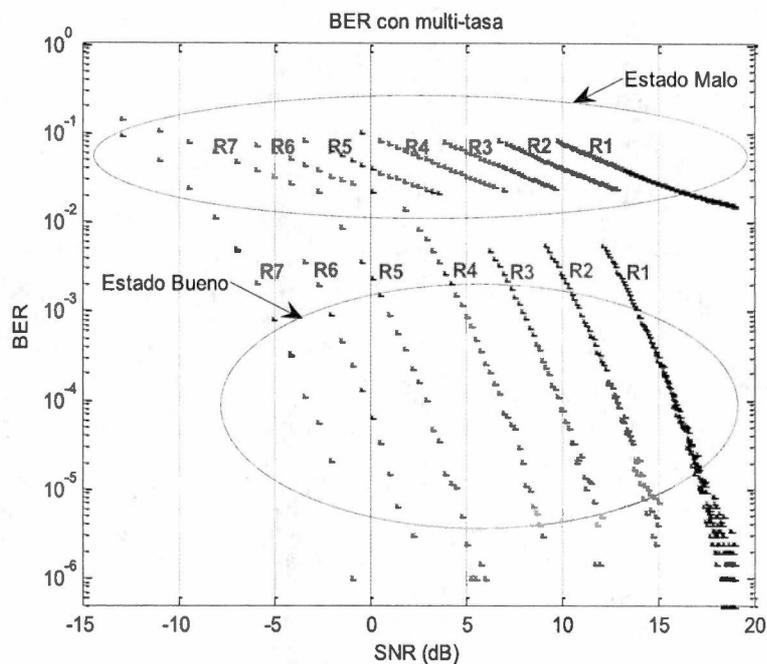


Fig. 69: *BER* para siete tasas de operación con un canal *Markoviano*.

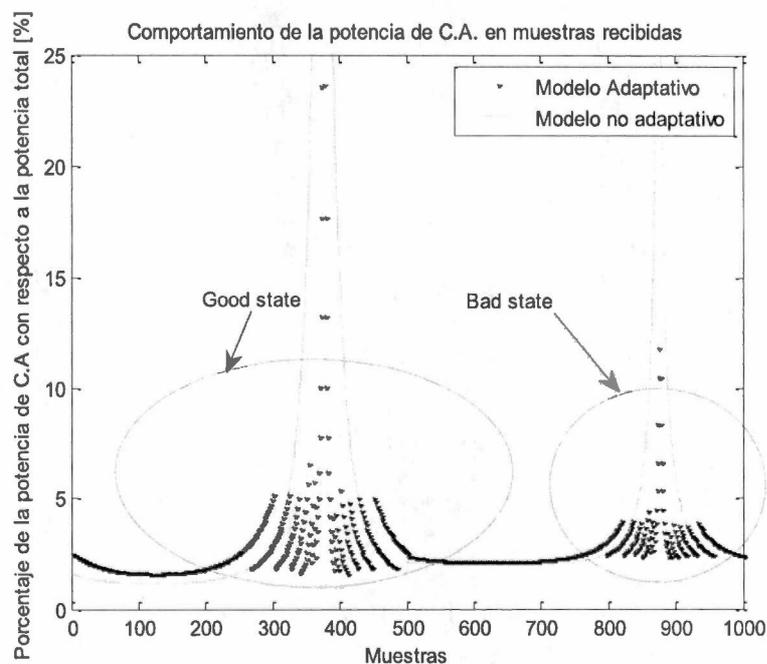


Fig. 70: Comportamiento de la potencia de corriente alterna para el caso descrito.

El comportamiento de la potencia de corriente alterna normalizada ante el sistema adaptativo de tasa de transferencia resulta muy estable para el canal bueno y malo del elemento *Markoviano* tal como se aprecia en la Fig. 70. Esta estabilidad oscila cerca del 3% de la potencia total. En esta

figura se hace contraste de las mediciones de potencia de *A.C.* registrada en el sistema para cuando se emplea una tasa de datos única de 4Mbps y para cuando se emplea el algoritmo *DRR*. De lo anterior se observa que a razón de emplear el algoritmo adaptativo se obtiene una mayor estabilidad de los valores generados de dispersión cuantificados como potencia de *A.C.* de las muestras recibidas.

De acuerdo al algoritmo *DRR*, las tasas de transmisión de datos sufrieron conmutaciones desde la más alta para las condiciones del canal con mayor *SNR* (posiciones más lejanas a la máxima potencia de *A.C.*) hasta la más baja para las mínimas *SNR* (posiciones más cercanas a la máxima potencia de *A.C.*). Dado los casos bueno y malo del canal, se hace énfasis de la conmutación de tasas obtenida por la variación de potencia de *A.C.* dentro de la Fig. 71. En ella se observa el comportamiento que registran las tasas de bits con respecto a las muestras recibidas ante una *SNR* variable apreciándose que a razón de una menor *SNR* se opera con una tasa de bits menor y para una *SNR* mayor, se considera la transferencia de datos con la máxima tasa permitida, en nuestro caso R1 que es igual a los 4Mbps.

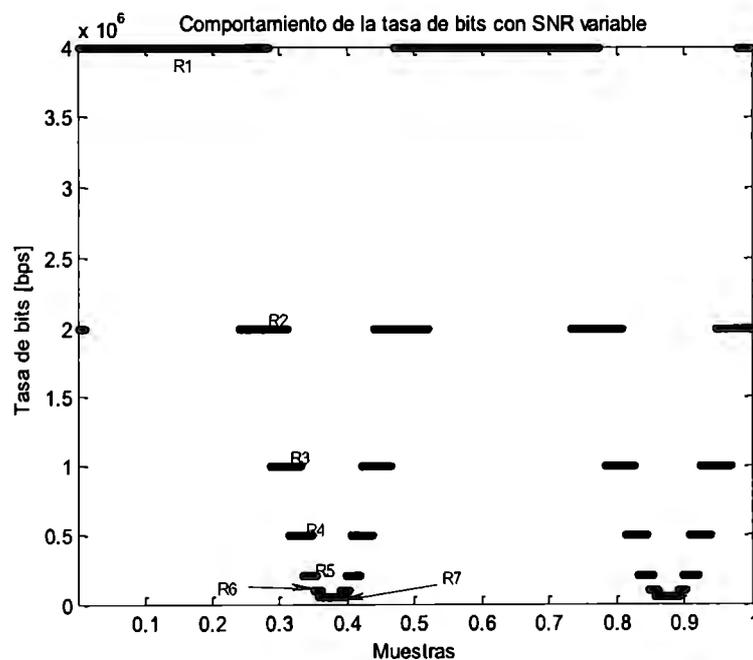


Fig. 71: Conmutación de tasa de transmisión de datos del sistema simulado.

En la Fig. 72 se muestra el comportamiento de la tasa de bits de acuerdo a la variación de la *SNR* siguiendo el mismo patrón considerado en el párrafo anterior. Como resultado del algoritmo de mitigación de desvanecimiento se observa en la Fig. 73 el comportamiento estable a un valor cercano a 15dB de la E_b/N_0 . Esta relación tiende a mantenerse cercano al umbral descrito sacrificando tasa de transmisión de datos.

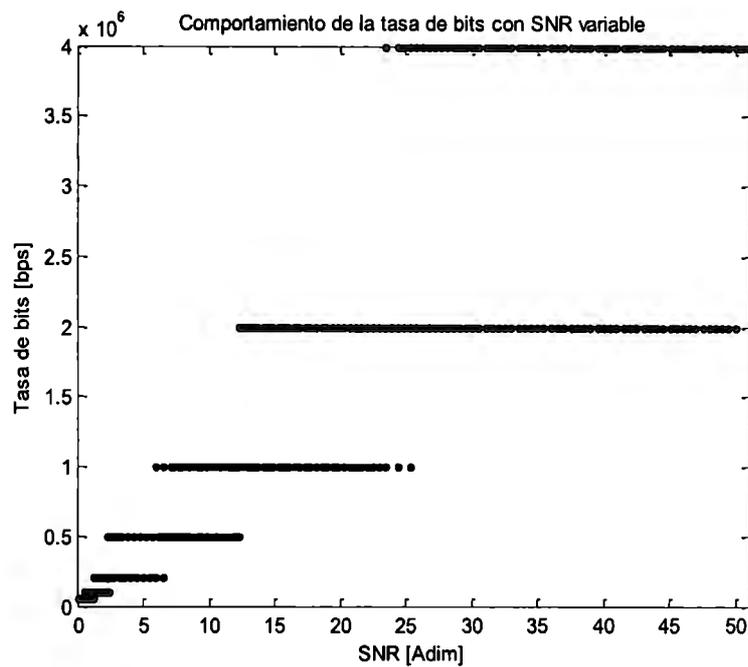


Fig. 72: Conmutación de tasa de bits de acuerdo a la variación de la SNR .

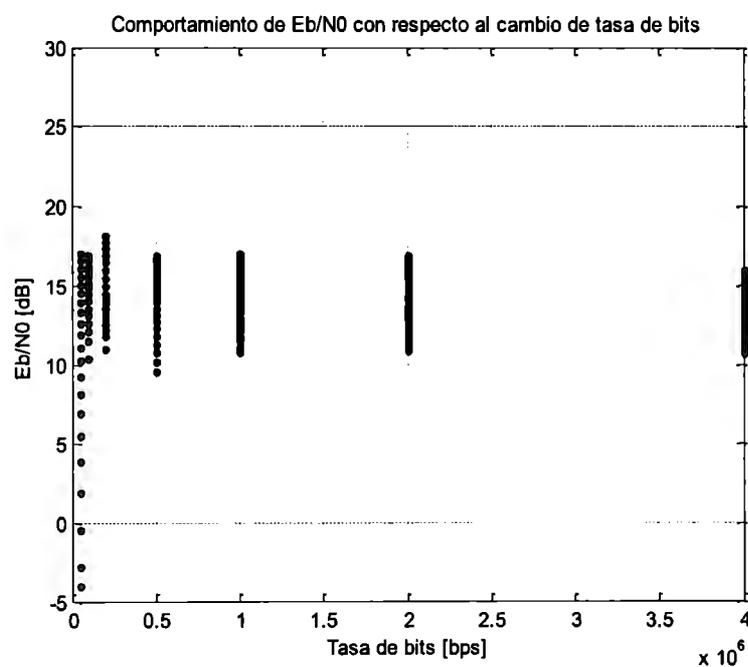


Fig. 73: Comportamiento estable de la E_b/N_0 resultante del sistema adaptativo.

Del proceso adaptativo de tasa de bit es posible identificar rangos de operación en los cuales el sistema trabaja con una E_b/N_0 y una BER estable. Estos rangos y valores se aprecian en la Tabla 37.

Tabla 37: Parámetros registrados en el receptor del sistema adaptativo.

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [dB]	BER
4	Media: 14.83 Max: 16.02 Min: 10.68	Media: 63.16 Max: 80 Min: 23.42	Media: 8.87e-3 Max: 3.1e-2 Min: 0
2	Media: 14.43 Max: 16.98 Min: 10.88	Media: 29.66 Max: 49.94 Min: 12.25	Media: 1.02e-2 Max: 3.16e-2 Min: 0
1	Media: 14.34 Max: 17.03 Min: 10.77	Media: 14.53 Max: 25.27 Min: 5.96	Media: 1.02e-2 Max: 3.09e-2 Min: 0
0.5	Media: 13.94 Max: 16.90 Min: 9.61	Media: 6.98 Max: 12.25 Min: 2.28	Media: 1.07e-2 Max: 3.56e-2 Min: 0
0.2	Media: 15.05 Max: 18.13 Min: 11.02	Media: 3.48 Max: 6.49 Min: 1.25	Media: 9.45e-3 Max: 2.87e-2 Min: 0
0.1	Media: 14.17 Max: 16.92 Min: 10.35	Media: 1.39 Max: 2.45 Min: 0.53	Media: 1.07e-2 Max: 3.02e-2 Min: 0
0.05	Media: 8.35 Max: 17.04 Min: -3.97	Media: 0.32 Max: 1.25 Min: 0	Media: 7.89e-2 Max: 3.45e-1 Min: 0

En la Tabla 37 se aprecia un comportamiento de estabilización de parámetros a un valor de umbral tanto en la E_b/N_0 como en la BER cuando es alterada la SNR . Lo anterior se logra a través de la variación en la tasa de transferencia de datos. Cabe mencionarse que la BER presenta una estabilidad en dos rangos que corresponden a los dos tipos de canal con distribución *Rician* considerados (estado bueno y estado malo). Con respecto a los umbrales de potencia de corriente alterna, estos pueden ser modificados de acuerdo a las necesidades. Para el caso específico de este trabajo se adaptaron de tal manera que mantienen el mayor porcentaje de utilización de la tasa de bits más alta; esto con el objeto de realizar una mayor transferencia de datos a una máxima velocidad. Los porcentajes de operación de nuestro sistema de observan en la Tabla 38 siguiente.

A1.2. SNR CON COMPORTAMIENTO SENOIDAL Y CADENA MARKOVIANA DE 3 ESTADOS

Con la finalidad de considerar un ambiente con mayor diversidad, se contempló como elemento de comparación la implementación de un canal *Markoviano* de tres estados

conmutables. Los estados corresponden a 3 tipos de canal: Un canal con distribución *Rician* con un factor $K=18\text{dB}$ y un canal con distribución *Rician* con un factor $K=8\text{dB}$ y un canal con distribución *Rayleigh*, para los casos en los que no se cuenta con línea de vista. Se considera un 50% del tiempo en condiciones favorables (canal bueno) y un 50% del tiempo en condiciones malas (constituido por la combinación del canal con distribución *Rician* con $K=8\text{dB}$ y el canal *Rayleigh*). Su representación gráfica se observa en la figura 10. El resto de las características consideradas es igual al presentado en la sección III de este trabajo. La matriz P para este caso es la mostrada en la expresión (70).

$$P = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.2 & 0.3 \\ 0.3 & 0.3 & 0.4 \\ 0.4 & 0.2 & 0.4 \end{bmatrix} \quad (70)$$

Tabla 38: Porcentaje de utilización de las tasas de bit empleadas en el sistema.

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	52.5%
2Mbps	15.8%
1Mbps	9.8%
0.5Mbps	7.2%
0.2Mbps	5%
0.1Mbps	3%
0.05 Mbps	6.7%

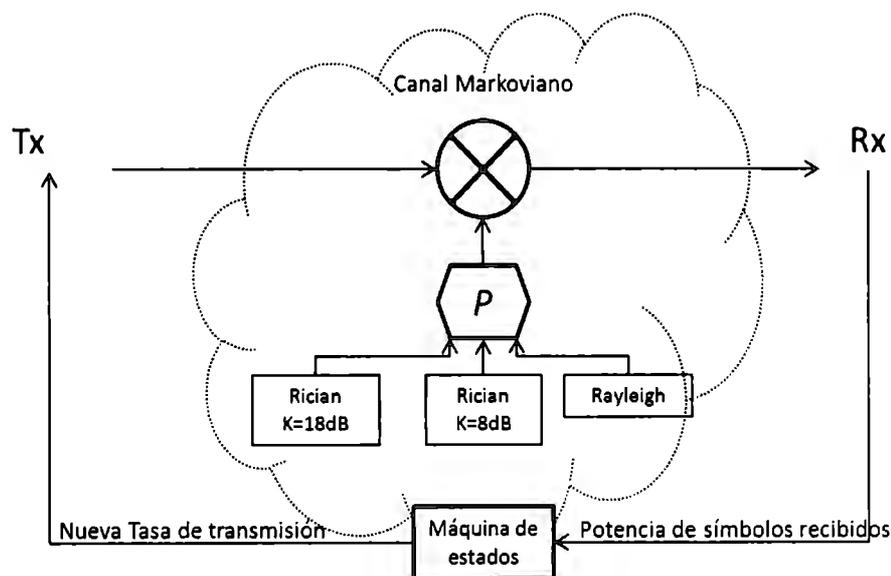


Fig. 74: Canal *Markoviano* de tres estados utilizado en la simulación.

En contraste con el caso anterior, la matriz P de la expresión (70) considera condiciones de canal menos cambiantes que la considerada en (67) por lo que es posible que en muestreos sucesivos del canal no se presenten variaciones. Para el caso del empleo de la cadena *Markoviana* de tres estados obtenemos una *BER* de la forma mostrada en la Fig. 75.

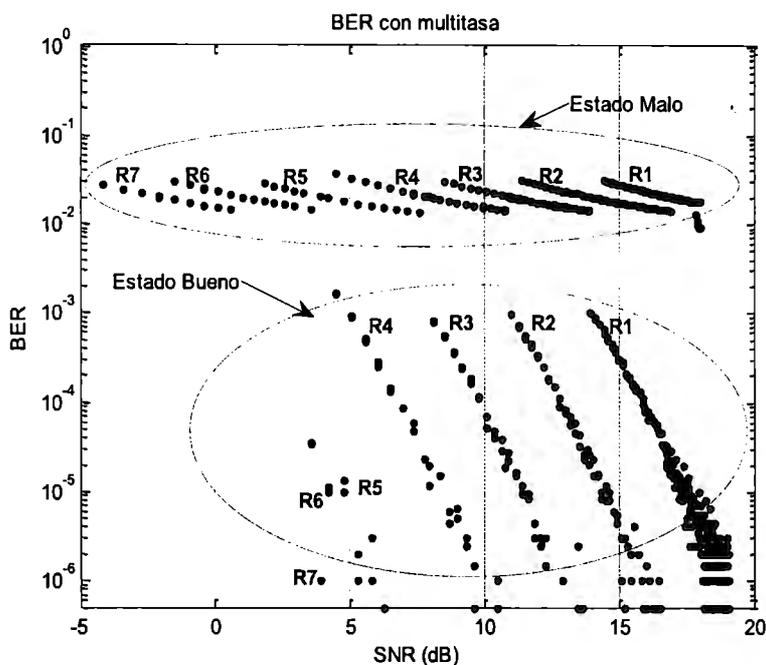


Fig. 75: *BER* para 7 tasas de operación con una canal *Markoviano* de tres estados.

Los resultados observados en la Fig. 75 son muy similares a los obtenidos en las pruebas reportadas en el capítulo 4, aunque con la diferencia que se observa en la mayor parte del tiempo un estado malo debido al caso con distribución *Rayleigh* y al caso con distribución *Rician* con factor $K=8$ dB.

El comportamiento de la potencia de *A.C.* para el modelo con tres estados mostrado en la Fig. 76 refleja un caso estable de acuerdo a las condiciones establecidas. Con respecto a la tasa de bits, ésta sufrió conmutaciones directamente relacionados con el comportamiento de la *SNR*. Esto se aprecia en la Fig. 77.

En la Fig. 78 se aprecia las condiciones de *SNR* bajo las cuales el sistema adaptativo opera en una tasa determinada. En ella es posible apreciar que a valores de *SNR* mayores, se trabaja con la tasa de bits más grande considerada en el sistema. Como resultado del algoritmo de mitigación de desvanecimiento se muestra en la Fig. 79 un comportamiento estable de la E_b/N_0 a un valor cercano a 15dB, rango de la misma magnitud que el considerado para la cadena *Markoviana* de 2 estados examinada anteriormente.

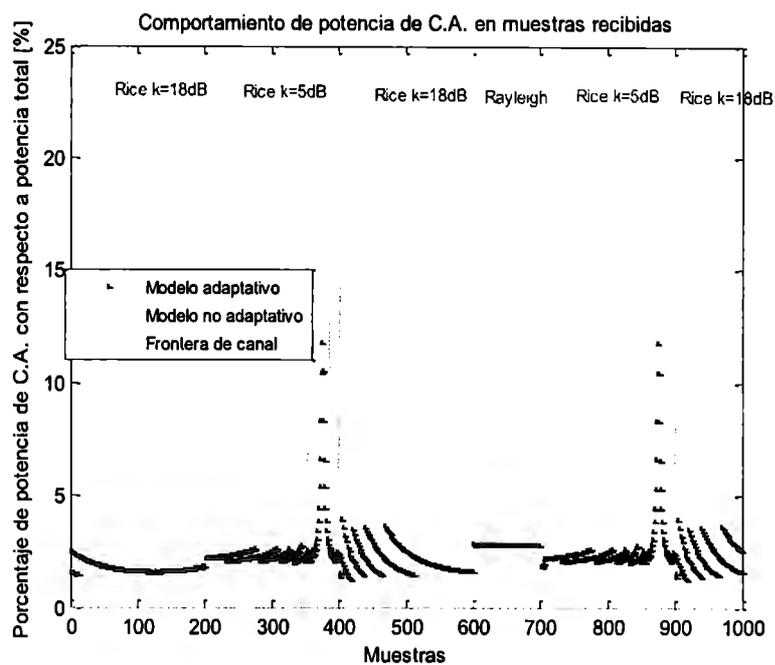


Fig. 76: Comportamiento de la potencia de C.A. registrada en el sistema de 3 estados.

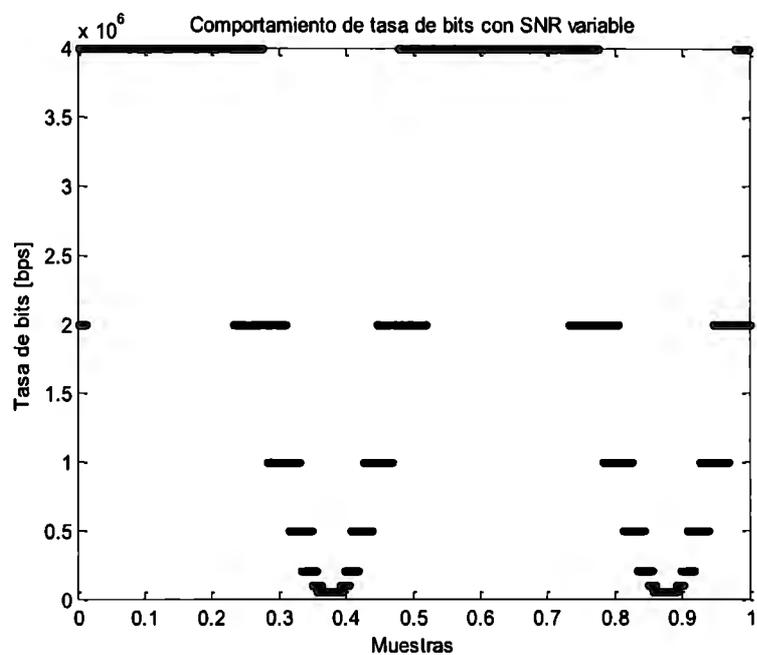


Fig. 77: Conmutación de tasa de acuerdo a la variación de la potencia de C.A. para la cadena *Markoviana* de 3 estados.

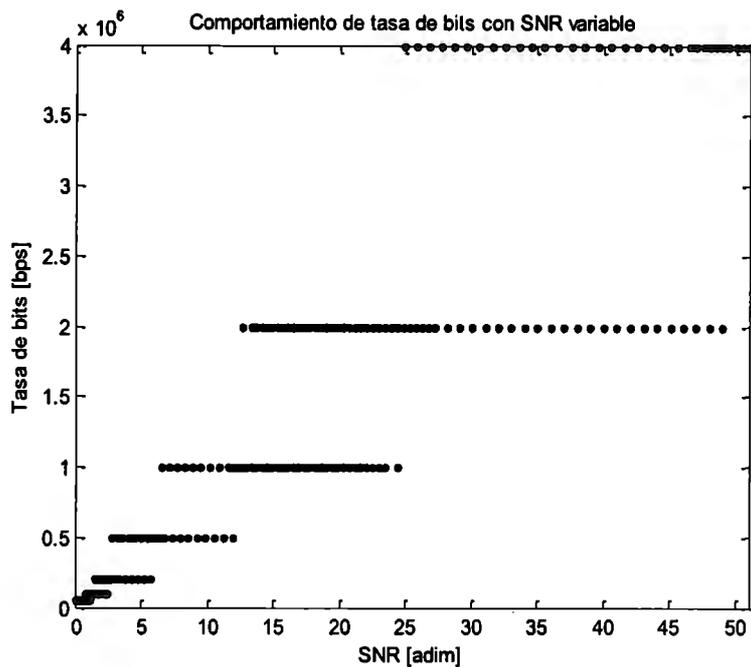


Fig. 78: Conmutación de tasa de bits de acuerdo a variación de SNR con cadena de 3 estados.

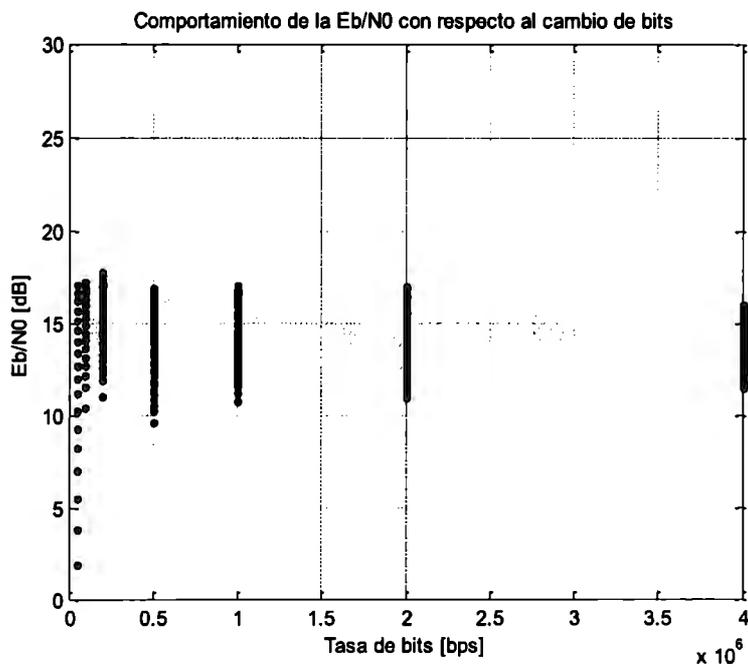


Fig. 79: Comportamiento estable de la E_b/N_0 para el sistema adaptativo.

Con fines de comparación se engloba en la Tabla 39 los resultados en la E_b/N_0 , la SNR y la BER durante la conmutación de las tasas de transmisión de datos. En esta se aprecia un comportamiento adecuado al proceso, ya que se identifica una buena estabilidad en las variables de análisis para cuando se alterada la SNR y que por consiguiente se generó una variación en la tasa de transferencia de información. Cabe mencionarse que la BER presenta una estabilidad pero en dos rangos los que corresponden a los dos tipos de canal con distribución *Rician* contemplados.

Tabla 39: Parámetros registrados en el receptor del sistema cuando se aplica la *DRR*.

Tasa [Mbps]	E_b/N_0 [dB]	SNR [dB]	BER
4	Media: 14.90	Media: 63.84	Media: 1.5e-2
	Max: 16.02	Max: 80	Max: 3.12e-2
	Min: 11.40	Min: 27.63	Min: 0
2	Media: 14.53	Media: 30.22	Media: 1.79e-2
	Max: 16.98	Max: 49.94	Max: 3.08e-2
	Min: 10.88	Min: 12.25	Min: 0
1	Media: 14.48	Media: 14.99	Media: 1.61e-2
	Max: 17.03	Max: 25.27	Max: 3.08e-2
	Min: 10.77	Min: 5.96	Min: 3e-6
0.5	Media: 14.00	Media: 6.98	Media: 1.61e-2
	Max: 16.90	Max: 12.25	Max: 3.71e-2
	Min: 9.61	Min: 2.28	Min: 0
0.2	Media: 14.88	Media: 3.36	Media: 1.31e-2
	Max: 17.75	Max: 5.96	Max: 3.35e-2
	Min: 11.02	Min: 1.25	Min: 0
0.1	Media: 14.28	Media: 1.44	Media: 1.09e-2
	Max: 17.22	Max: 2.62	Max: 3.01e-2
	Min: 10.35	Min: 0.53	Min: 0
0.05	Media: 8.35	Media: 0.32	Media: 7.89e-2
	Max: 17.04	Max: 1.25	Max: 3.45e-1
	Min: -3.97	Min: 0	Min: 0

Los umbrales de potencia de corriente alterna pueden ser modificados de acuerdo a las necesidades. Para el caso específico de este trabajo se adaptaron de tal manera que mantienen el mayor porcentaje de utilización de la tasa de bits más alta; esto con el objeto de realizar una mayor transferencia de información a las mejores condiciones. Los porcentajes de operación de nuestro sistema se observan en la Tabla 40.

Tabla 40: Porcentaje de utilización de las tasas de bits empleadas en el sistema adaptativo de 3 estados.

Tasa	Porcentaje de operación
4Mbps	51.4%
2Mbps	16.2%
1Mbps	10.3%
0.5Mbps	7.5%
0.2Mbps	4.9%
0.1Mbps	3%
0.05 Mbps	6.7%

A2. ANEXO 2

A2.1. EVALUACIÓN DE ESTIMADOR DE CANAL

Antes de realizar la comparativa entre técnicas de estimación de canal correspondiente al tercer sistema, se realizó el diseño y análisis de cada una de las técnicas de estimación para mitigar los efectos de canal a través del adecuado conocimiento del mismo.

Como se revisó en el Capítulo 2 y 3, la estimación de canal puede desarrollarse a través de tres técnicas principales, estimación de canal basado en pilotos agregados, estimación de canal ciega y estimación de canal semi-ciega.

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos al construir tres estimadores distintos uno de cada tipo de técnica de estimación, a través de los cuales se sometieron a un análisis de acuerdo al diagrama de dispersión que presentaban los símbolos recibidos y ecualizados, la respuesta en frecuencia obtenida por cada uno, así como de un análisis por *BER*.

Consideraremos tres casos de estudio:

Caso A. Estimación por pilotos agregados.

Caso B. Estimación ciega basada en algoritmo *MMSE*.

Caso C. Estimación semi-ciega combinando los casos *A* y *B* anteriores.

Estos casos brindarán información para la implementación comparativa entre estimación de pilotos agregados, estimación ciega y estimación semi-ciega.

CASO A

Los parámetros utilizados en la simulación para el caso *A* son los mostrados en la Tabla 41. Como se observa en ésta, se llevó a cabo la inserción del símbolo piloto complejo $0.9+0.9j$, donde 0.9 corresponde al elemento real y $0.9j$ corresponde al elemento imaginario para cada 10 símbolos de datos con la finalidad de verificar en la recepción el grado de afectación a éstos ocasionado por el canal.

La información del estado del canal se generó considerando la extracción de los símbolos piloto de la trama y relacionándolos con el símbolo piloto manejado en el proceso. Tal información del canal se considera en la ecualización de la estimación de canal a través de un

proceso de interpolación. Esta interpolación es necesaria para igualar las tasas de transmisión entre datos y símbolos piloto. La información de estado de canal que manifestó la estimación de canal empleando interpolación por *FFT*, interpolación lineal, interpolación esférica e interpolación cúbica se aprecia en la Fig. 80. En ésta se observa que la estimación obtenida al emplear cada una de las técnicas de interpolación es adecuada y genera los resultados esperados.

Tabla 41: Parámetros para análisis de estimación basada en pilotos.

Parámetro	Valor
<i>SNR</i>	1 a 40 dB
Símbolos por trama	1593
Símbolo piloto	$0.9+0.9j$
Espaciamiento piloto	10
Modulación	16- <i>QAM</i>
Desvanecimiento del canal	<i>Rayleigh</i>
No. de trayectorias	32
Desplazamiento <i>Doppler</i>	30Hz
Interpolación	3 (<i>FFT</i> -lineal-cúbica)

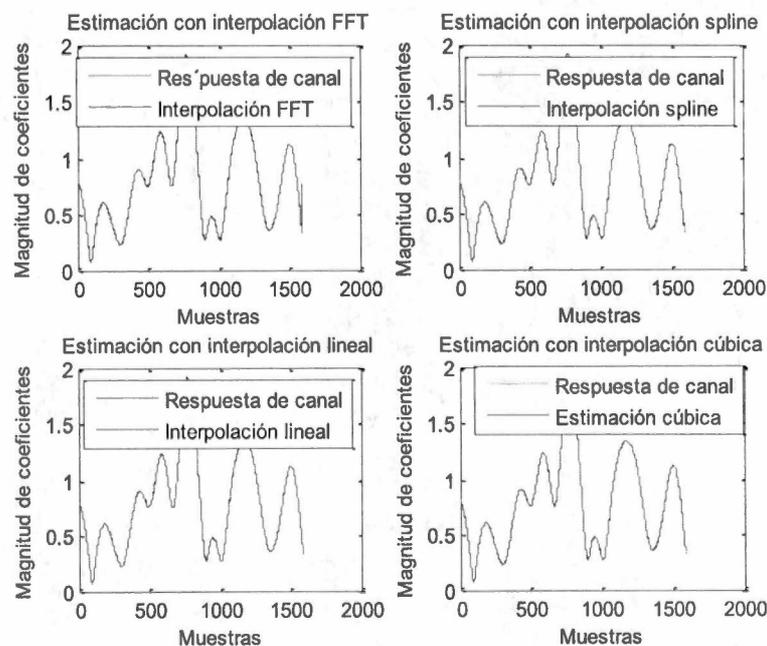


Fig. 80: Resultados de la estimación piloto de acuerdo a 4 técnicas de interpolación.

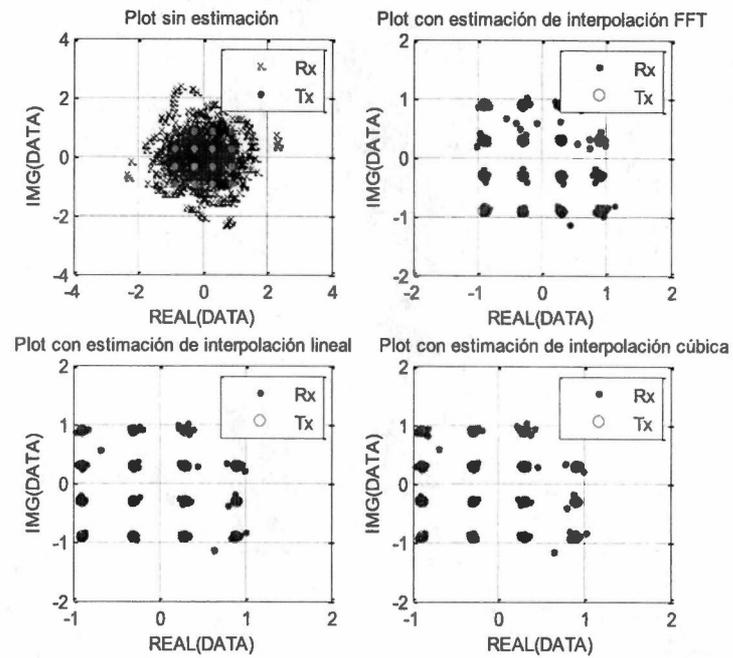


Fig. 81: Diagrama de dispersión de los símbolos ecualizados por tres tipos de interpolación.

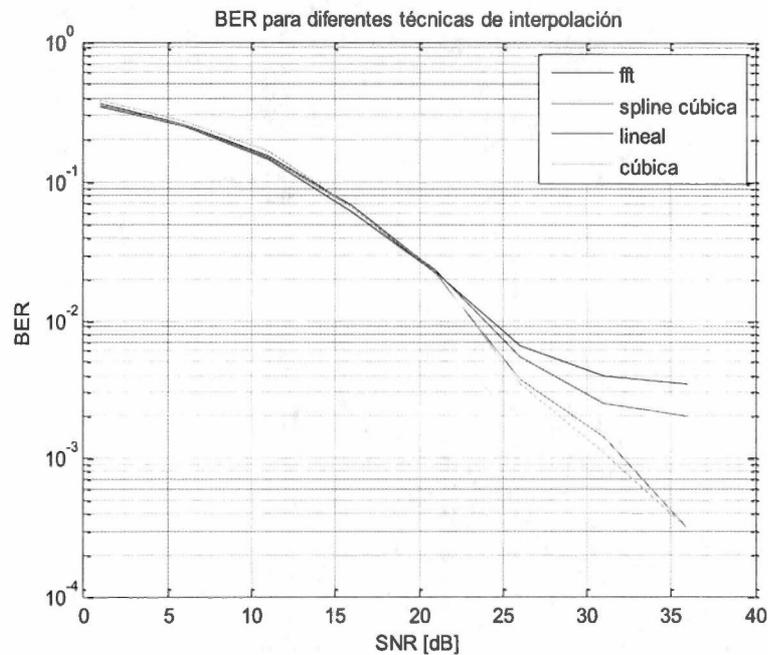


Fig. 82: BER para diferentes técnicas de interpolación en la ecualización.

La ecualización de los datos recibidos con desvanecimiento de canal fue llevada a cabo a través de la relación de la trama sin símbolos piloto con respecto a la estimación interpolada

respectiva. Los resultados obtenidos mediante el diagrama de dispersión de los símbolos ecualizados se aprecia en la Fig. 81 en la cual se observa que dadas las condiciones del sistema, una interpolación cúbica genera la mejor estimación y por lo consiguiente, la corrección de las irregularidades del canal. Adicionalmente verificando el comportamiento de la *BER* con cada una de las ecualizaciones descritas en la Fig. 81 se observa un comportamiento favorable sobre todo en el momento de hacer uso de la interpolación cúbica. La tasa de error de bit se aprecia en la Fig. 82.

CASO B

El segundo caso corresponde a la estimación ciega a través de dos algoritmos principales, el algoritmo *LS* y el *MMSE*. Para verificar su comportamiento se tomaron en cuenta las condiciones mostradas en la Tabla 42. Con el objeto de realizar el análisis de una manera simple se tomó en cuenta un canal sin afectación de ruido gaussiano ya que éste fue añadido posterior al modelado

Tabla 42: Parámetros del sistema de estimación ciega sin *AWGN*.

Parámetro	Valor
<i>SNR</i>	-10 a 30 dB
Símbolos por trama	128
Modulación	<i>16QAM</i>
Desvanecimiento del canal	<i>Rayleigh</i>
No. de trayectorias	2
Retardos	0.5, 3.5 μ s.
Estimación	2 (<i>LS-MMSE</i>)
Iteraciones	1000

La respuesta en frecuencia obtenida de la estimación del canal por el algoritmo *LS* y por el algoritmo *MMSE* reflejó una diferencia considerable en la cual la estimación obtenida a través del *MMSE* presentó un acercamiento considerable al modelo del canal en cuestión. Este resultado se aprecia en la Fig. 83. Cabe mencionarse que el tiempo de procesamiento requerido para el algoritmo *MMSE* es muy superior al empleado en el *LS*.

Con respecto al diagrama de dispersión, se realizó la comparativa de ambos algoritmos dentro de la constelación de la modulación *16QAM* empleada. Sus resultados se observan gráficamente en la Fig. 84. De esta se concluye que mediante la técnica de estimación *MMSE* se obtienen los mejores resultados al ubicar los símbolos lo más cercanos a los puntos de referencia de la constelación empleada.

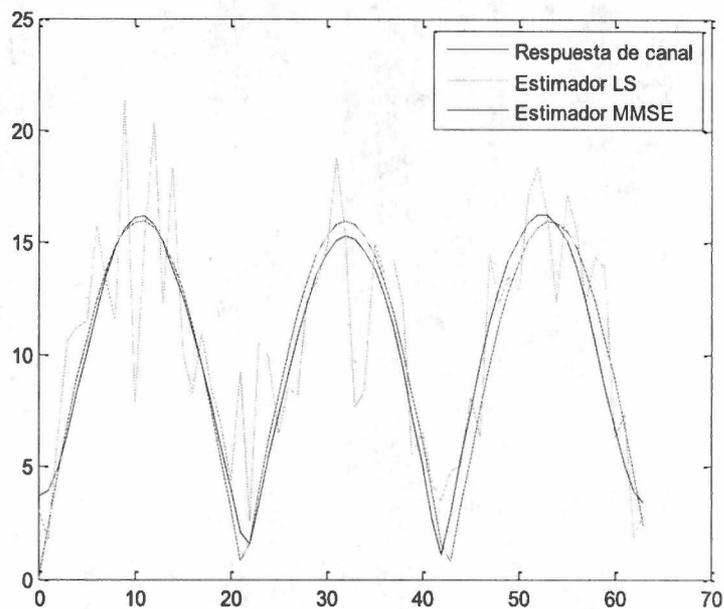


Fig. 83: Respuesta en frecuencia de las estimaciones ciegas *LS* y *MMSE*

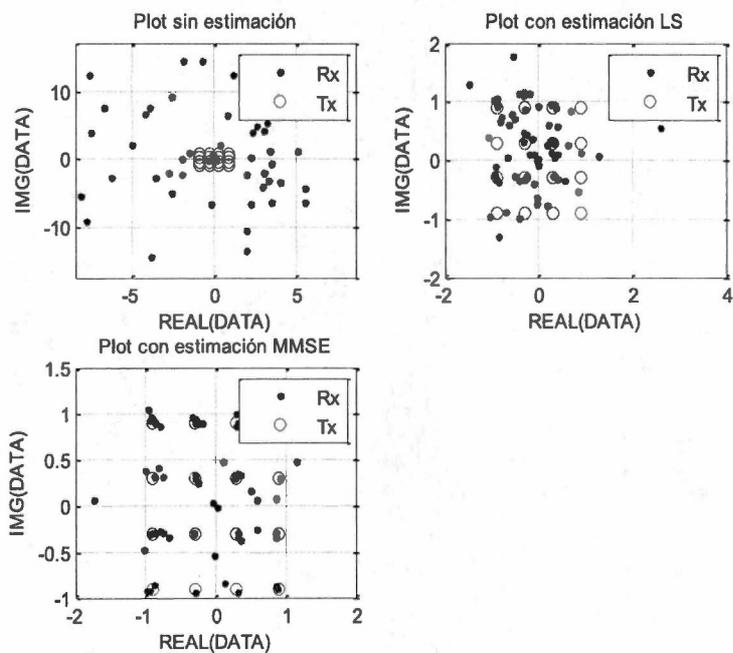


Fig. 84: Resultados en el diagrama de dispersión empleando estimaciones ciegas.

Finalmente, en la Fig. 85 se aprecia la obtención de la *BER* y en la cual es clara la ventaja en la disminución de errores al hacer uso de la estimación por *MMSE* a diferencia de los beneficios obtenidos con la estimación *LS*.

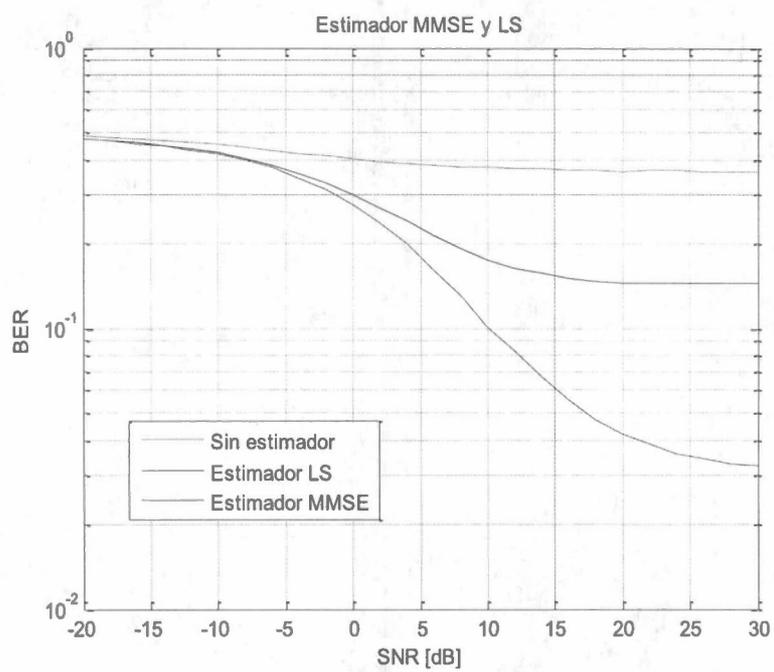


Fig. 85: *BER* para algoritmos de estimación ciega.

A3. ANEXO 3

A3.1. SIMULACIÓN UTILIZANDO CANAL DE BANDA ANCHA *ETU-LTE* CON CODIFICADOR CONVOLUCIONAL 2/3

Esta serie de pruebas realizadas al sistema tienen el objetivo primordial de tener un contraste con los resultados realizados con el canal de banda ancha *ETU-LTE* sin codificadores de errores descritos en el Capítulo 3 de esta Tesis en la sección Sistema 3 y cuyos parámetros de la simulación son los mismos que los mostrados en dicha sección. De la misma forma se realiza la comparativa de tres tipos de estimadores de canal, basado en piloto, estimador ciego *MMSE* y estimador semi-ciego.

Debido a que el diagrama de dispersión considera señales propagadas por el canal, su comportamiento no se ve alterado al implementar un codificador de control de errores, por lo que el resultado en la dispersión de los símbolos resulta ser el mismo que el visto en la Fig. 50 y Fig. 51 del Capítulo 4.

La segunda prueba corresponde a la *BER*, la cual se ve rotundamente mejorada con la implementación del codificador convolucional 2/3. Los resultados se aprecian en la Fig. 86 y muestran un mejor rendimiento que el mostrado en su similar mostrado en el Capítulo 4 pero sin control de errores. Para la *BER* descrita, se realizó tomando en cuenta el mismo rango que en la sección A (E_b/N_0 de 0 a 25dB), con una variación notoria en sus valores de *BER* obtenidos, los cuales consideran 10^{-2} cuando se emplea como técnica de estimación los símbolos piloto, y de 10^{-6} con una estimación semi-ciega cuando se tiene una E_b/N_0 de 13dB. Con lo anterior se obtiene una ganancia de aproximadamente 5dB para la misma *BER* al usar la codificación convolucional.

Finalmente, verificando el comportamiento de los estadísticos de segundo orden, los resultados fueron divididos en dos etapas. En primer lugar se realizaron pruebas cuando la *SNR* del canal se encuentra en 10dB, es decir que se presentan condiciones de canal deficientes. En la Fig. 87 y Fig. 88 se observan los resultados para el *LCR* y el *AFD* respectivamente, los cuales empatan con los valores numéricos de correlación obtenidos de ellos y que se muestran en la Tabla 43. En esta se observa, de la misma forma que en las simulaciones del caso A del mismo sistema del Capítulo 4, que existe una alta correlación entre los estadísticos de segundo orden de las estimaciones realizadas. Lo anterior implica que las estimaciones representan de una forma adecuada al canal de transmisión.

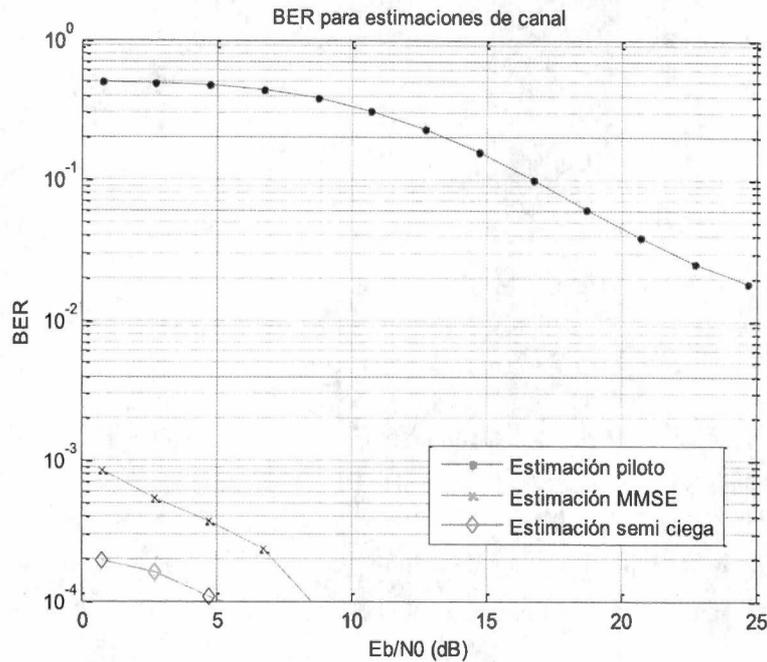


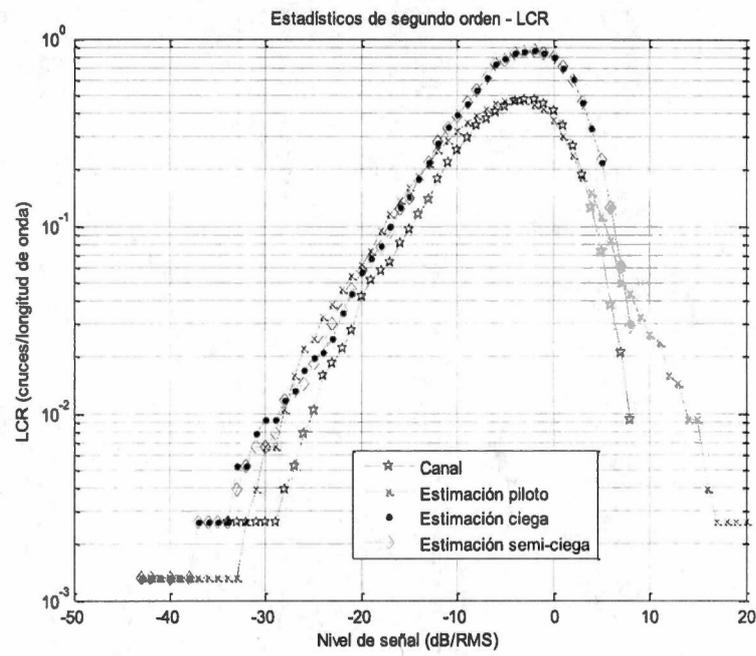
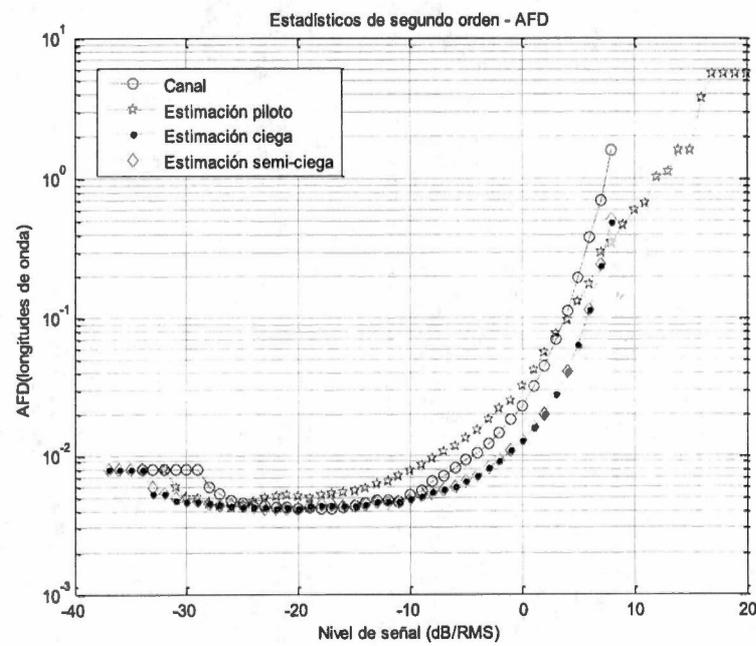
Fig. 86: BER para estimación de canal con codificador convolucional 2/3.

Tabla 43: Correlación de estadísticos de segundo orden para las estimaciones con SNR de 10dB

Técnica de Estimación	Correlación con respecto al canal original	
	LCR	AFD
Pilotos agregados	0.8386	0.9852
Ciega	0.9438	0.8238
Semi-ciega	0.9746	0.9579

Para el caso en el cual la SNR es de 34dB se generaron los gráficos de segundo orden que se muestran en la Fig. 89 y Fig. 90 para el LCR y el AFD respectivamente. Para obtener un criterio numérico de comparación se obtuvo la correlación entre los estadísticos de segundo orden de las estimaciones y el canal arrojándose como resultado una alta correlación. Esto se aprecia en la Tabla 44.

Para el caso de la correlación entre las estimaciones y el canal original cuando la SNR fue de 10dB se obtuvo 0.6879, 0.7846 y 0.7846 para la correlación del canal con la estimación piloto, la correlación del canal con la estimación ciega y la correlación del canal con la estimación semi-ciega respectivamente. Cuando la SNR fue de 34dB las correlaciones fueron modificadas a 0.9397, 0.9980 y 0.9980 para los mismos casos.

Fig. 87: *LCR* para una *SNR* de 10dBFig. 88: *AFD* para la *SNR* de 10dB

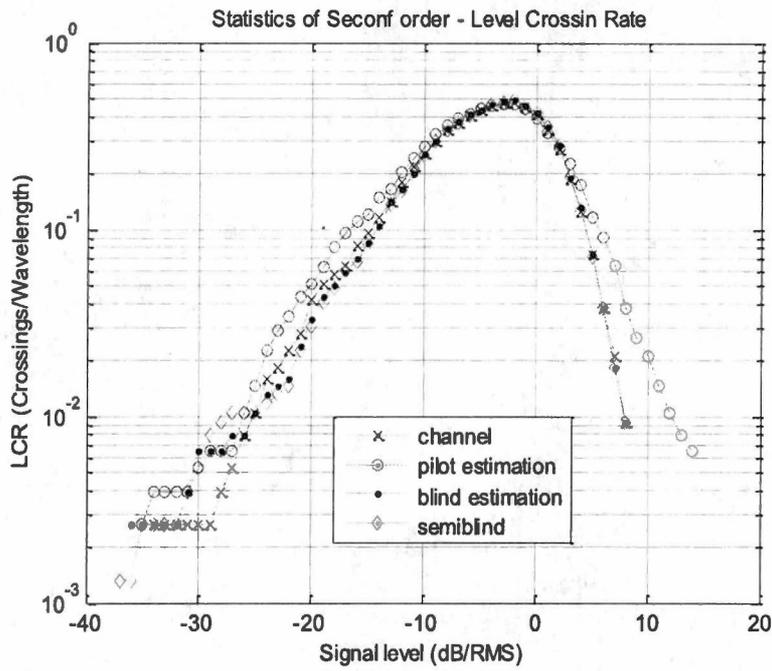


Fig. 89: LCR para una SNR de 34dB.

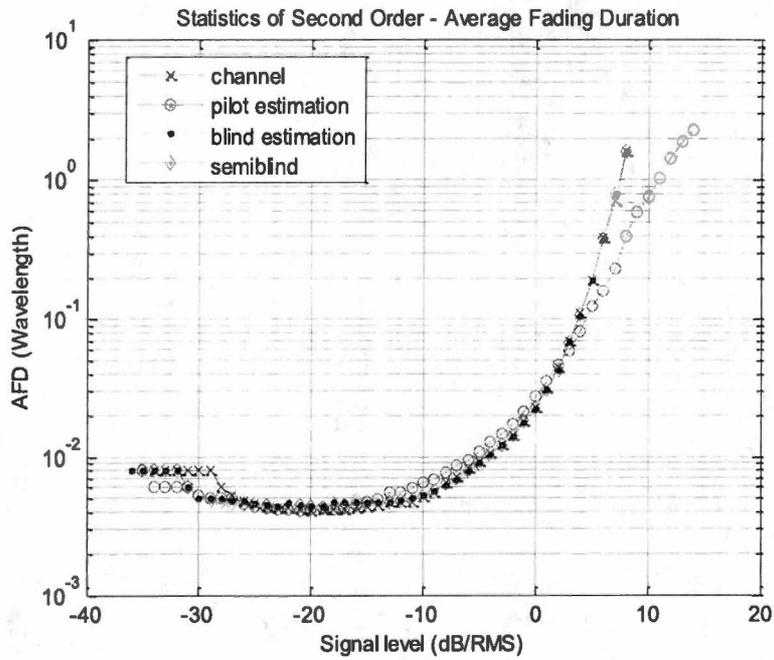


Fig. 90: AFD para una SNR de 34dB

Tabla 44: Correlación de estadísticos de segundo orden de las estimaciones para SNR de 34dB

Técnica de Estimación	Correlación con respecto al canal original	
	<i>LCR</i>	<i>AFD</i>
Pilotos agregados	0.4760	0.9759
Ciega	0.8048	0.9897
Semi-ciega	0.8061	0.9855