

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



08 ABR 2008

BIBLIOTECA



296539

**ANÁLISIS, DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN
MODELADO DE CANAL BASADO EN CADENAS DE MARKOV
Y SERIES TEMPORALES PARA UN SISTEMA ADAPTATIVO**

TESIS QUE PARA OPTAR EL GRADO
DE MAESTRA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
PRESENTA

DIANA ALEJANDRA SÁNCHEZ SALAS

Asesor: Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ

Comité de Tesis: Dr. ALEJANDRO ARAGÓN ZAVALA,
Dr. JAVIER EDUARDO GONZÁLEZ VILLARRUEL,
Dr. JOSÉ LUIS CUEVAS RUÍZ

Presidente
Secretario
Vocal

Atizapán de Zaragoza, Estado de México. Noviembre de 2007.

RESUMEN

La transmisión de datos a través de un medio inalámbrico ha creado la necesidad de caracterizar el canal de comunicaciones, en el cual se describa la mayoría de los fenómenos posibles que pudieran ocurrir. Ejemplos de estos fenómenos son la línea de vista que puede haber entre el transmisor y receptor añadida al fenómeno de multicamino, la velocidad del usuario durante la comunicación, los obstáculos con los que podría encontrarse la señal, tales como edificios altos, árboles, montañas, entre otros. Estos fenómenos causan atenuaciones en la señal enviada y por tanto, la recepción de ella contiene datos erróneos. Una manera de reducir el número de errores recibidos en la información es mediante elementos que son agregados al sistema de comunicaciones, tales como algunos tipos de codificación, entrelazador o filtros. Sin embargo, en ocasiones, el número de elementos que forman este sistema son demasiados para la cantidad de errores presentados en la información que llega, es decir, varios elementos son desperdiciados ya que ellos son añadidos porque el modelado del canal está basado en las peores condiciones. En esta tesis se proponen dos alternativas para lo anterior: un sistema adaptativo y el modelado de canal a través de canales estadísticos, cadenas de Markov, además de un análisis para que la metodología de series temporales sea empleada en un futuro como otra opción de modelado de canal.

Los fenómenos que hacen que una señal presente desvanecimiento están representados matemáticamente por una función de densidad de probabilidad (pdf), por ejemplo, una línea de vista mas multicamino sigue una pdf tipo Rice, o el multicamino mas la velocidad del usuario que está modelado por una pdf de tipo Rayleigh. Este modelado es clasificado como estadístico. No obstante de que existe una descripción matemática para cada uno de estos fenómenos, esto no es suficiente ya que en la realidad un canal de transmisión está formado por un conjunto de esos canales estadísticos. Por lo cual, en este trabajo de tesis se propone un modelado de canal a través de cadenas de Markov de dos, tres y cuatro estados. De igual manera, se examina la metodología de la implementación de series temporales como una forma de caracterizar un canal, ya que con ella se incluiría más fenómenos y no se reduciría a un determinado número de estados como lo es en el caso de las cadenas de Markov.

Así mismo, un sistema adaptativo es presentado. Su fundamento principal está basado en un estimador que determina la cantidad de ruido añadido a la señal por el canal. Este sistema adaptativo está formado por modos de operación que cambiarán de acuerdo a los niveles de ruido en el medio. La meta de este tipo de sistema es la optimización de los recursos con los que cuenta, es decir, no sólo considerar las peores condiciones del canal, ya que éstas se presentan en periodos de tiempo muy cortos.

La metodología realizada y los resultados fueron obtenidos mediante simulaciones hechas en Matlab.

ABSTRACT

Due to the new communication systems, the data transmission through a wireless medium has become an everyday activity, so all possible phenomenons that could happen during this transmission have to be characterized. Examples of them are the possible line of sight between the transmitter and the receptor added to the multipath, the velocity of the user during the communication, the obstacles such as buildings, trees, mountains, etc. These phenomenons cause attenuations in the signal, and therefore its reception results in wrong data. Adding elements to the system, like some codification, interleaving or filters can be an option to reduce the number of received errors. However, sometimes those elements are more than enough comparing the number of errors presented in the received information, in other words, many elements are wasted because the channel model is based on the worst conditions. In this thesis, two solutions are proposed for all above: an adaptive system and a channel modeling with statistic channels, Markov chains and, in addition, an analysis with time series is done as an alternative to other channel models.

The phenomenons that cause a fading signal are mathematically represented by a probability density function (pdf); for example, a line of sight plus multipath fading is represented by a Rician pdf, or the multipath plus the user velocity by a Rayleigh pdf. These models are classified as statistical. Although there is a mathematic description for many of them, this is not enough because a real transmission channel is composed by the combination of those statistic channels. Then, a channel modeling with two, three and four Markov chains is proposed in this thesis. Furthermore, the methodology of the time series is analyzed as a third option to characterize the channel. This channel model includes more possible types of fading compared to the statistic models and Markov chains.

An adaptive system is also presented. The estimator is the principal element of this system, which determines the quantity of noise presented in the channel. The adaptive system is formed by operation modes that will change according to the levels of noise. The goal of this kind of systems is the optimization of the resources and not only considers the worst conditions of the channel because they are present only in short periods of time.

The methodology and results were done with simulations in Matlab.

CONTENIDO

1. Introducción	16
1.1. Planteamiento del problema.....	17
1.2. Objetivos.....	18
1.2.1. Objetivo general.....	18
1.2.2. Objetivos específicos.....	18
2. Modelado de canal	19
2.1. Clasificación del modelado de canal.....	20
2.1.1. Clasificación de acuerdo a la naturaleza matemática del modelo.....	20
2.1.2. Clasificación de acuerdo al tipo de banda.....	21
2.1.2.1. Banda estrecha	21
2.1.2.2. Banda ancha	22
2.1.3. Modelos de canales aeronáuticos.....	22
2.2. Modelos estadísticos	23
2.2.1. AWGN	23
2.2.2. Fading o desvanecimientos	24
2.2.2.1. Desvanecimiento en presencia de multicamino y por velocidad.....	25
2.2.2.2. Desvanecimientos en condiciones de línea de vista.....	28
2.3. Cadenas de Markov	29
2.3.1. Elementos de las cadenas de Markov	31
2.3.2. Propiedades de las cadenas de Markov	31
2.4. Series temporales.....	32
2.5. Elementos del sistema.....	33
2.5.1. Modulación QAM.....	34
2.5.1.1. BER para 16QAM	35

2.5.2. Codificación.....	36
2.5.2.1. Codificación convolucional	36
2.5.2.2. Codificación Reed Solomon	37
2.5.3. Entrelazador.....	39
2.5.4. Filtro de coseno realzado.....	39
2.5.5. Sistema adaptativo.....	40
2.5.6. Estimador.....	41
2.5.6.1. Coeficiente de correlación	42
3. Metodología.....	43
3.1. Presentación de problema.....	43
3.2. Elementos básicos del sistema	44
3.2.1. Modulación QAM.....	44
3.2.2. Codificación.....	45
3.2.2.1. Codificación convolucional	45
3.2.2.2. Codificación Reed Solomon.....	46
3.2.2.3. Doble codificación	46
3.2.3. Entrelazador	48
3.2.4. Filtro de coseno realzado.....	49
3.3. Generación del canal de comunicaciones.....	49
3.3.1. Canales estadísticos.....	50
3.3.2. Cadenas de Markov.....	51
3.3.2.1. Cadenas de Markov de dos estados	52
3.3.2.2. Cadenas de Markov de tres estados	53
3.3.2.3. Cadenas de Markov de cuatro estados	55
3.3.2.4. Cadenas de Markov de cinco estados	57
3.4. Sistema adaptativo	59
3.4.1. Sistema adaptativo 1	59
3.4.2. Sistema adaptativo 2	60
3.4.2.1. Estimador	61
3.5. Series temporales.....	64
4. Resultados	70
4.1. Elementos básicos del sistema	70

4.1.1. Modulación 16QAM.....	70
4.1.2. Codificación.....	72
4.1.2.1. Codificación convolucional.....	72
4.1.2.2. Codificación Reed Solomon	73
4.1.2.3. Doble codificación	73
4.1.3. Entrelazador.....	74
4.1.4. Filtro de coseno realzado	75
4.2. Canales	76
4.2.1. Canal Rice.....	76
4.2.2. Canal Rayleigh	79
4.3. Modelo de canal markoviano.....	82
4.3.1. Modelo de canal markoviano de dos estados.....	83
4.3.2. Modelo de canal markoviano de tres estados.....	86
4.3.3. Modelo de canal markoviano de cuatro estados.....	90
4.3.4. Modelo de canal markoviano de cinco estados.....	92
4.4. Sistema adaptativo	93
4.4.1. Sistema adaptativo 1	93
4.4.2. Sistema adaptativo 2 y estimador.....	95
4.5. Series temporales.....	100
5. Conclusiones y futuras líneas de investigación.....	106
5.1. Conclusiones y aportaciones.....	106
5.2. Líneas de investigación futuras.....	107
6. Fuentes de información	109
7. Apéndice A: WiMAX.....	115
8. Apéndice B: Simulación de las cadenas de Markov.....	121
9. Publicaciones realizadas.....	133

LISTAS DE TABLAS

3.1	Características del sistema con codificación convolucional.....	45
3.2	Características del sistema con codificación Reed Solomon.....	46
3.3	Características del sistema con doble codificación.....	47
3.4	Características de las pruebas con los canales estadísticos.....	50
3.5	Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de dos estados.....	53
3.6	Características del canal markoviano de dos estados.....	53
3.7	Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de tres estados.....	54
3.8	Características del canal markoviano de tres estados.....	55
3.9	Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de cuatro estados.....	56
3.10	Características del canal markoviano de cuatro estados.....	57
3.11	Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de cinco estados.....	58
4.1	Tasas de transmisión de WiMAX.....	78
4.2	Características de la simulación del canal Rayleigh.....	79
4.3	Diferencias y correlaciones para sistemas con modulación y doble codificación....	95
4.4	Diferencias y correlaciones para sistemas con sólo modulación.....	95
4.5	Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de dos estados.....	96
4.6	Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de tres estados.....	97
4.7	Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de cuatro estados.....	99
4.8	Comparación de <i>BER</i> de modelo de canal markoviano de dos estados y sistema adaptativo.....	99
4.9	Comparación de <i>BER</i> de modelo de canal markoviano de tres estados y sistema adaptativo.....	99
4.10	Comparación de <i>BER</i> de modelo de canal markoviano de cuatro estados y sistema adaptativo.....	99
4.11	Probabilidades condicionales para el caso creciente.....	102
4.12	Probabilidades condicionales para el caso decreciente.....	102
4.13	Probabilidades condicionales para el caso constante.....	103
4.14	Medias y desviaciones estándares para caso creciente de series temporales.....	104

4.15	Medias y desviaciones estándares para caso decreciente de series temporales.....	105
4.16	Medias y desviaciones estándares para caso constante de series temporales.....	105
A.1	Características de WiMAX.....	116
A.2	Comparación entre los estándares de WiMAX.....	117
A.3	Comparación de WiMAX con otras tecnologías.....	119

LISTAS DE FIGURAS

2.1	Factores que pueden alterar la señal RF.....	20
2.2	PDF de AWGN.....	23
2.3	Clasificación de desvanecimientos en canales.....	24
2.4	PDF de Rayleigh.....	27
2.5	Señal con desvanecimiento Rayleigh.....	27
2.6	PDF de Rice.....	29
2.7	Diagrama y matriz de transición para una matriz de dos estados.....	30
2.8	Diagrama y matriz de transición para una matriz de tres estados.....	30
2.9	Diagrama y matriz de transición para una matriz de cuatro estados.....	31
2.10	Sistema de comunicaciones con canal generado por series temporales.....	33
2.11	Constelación teórica de 16QAM.....	34
2.12	Diagrama de bloques del modulador 16QAM.....	35
2.13	Respuesta al impulso de un filtro de coseno realzado.....	40
3.1	Diagrama de bloques del sistema con modulación.....	44
3.2	Diagrama de bloques del sistema con codificación.....	45
3.3	Codificador convolucional.....	46
3.4	Diagrama de bloques del sistema con doble codificación.....	47
3.5	Diagrama de bloques del entrelazador.....	48
3.6	Diagrama de bloques del entrelazador en el sistema.....	48
3.7	Diagrama de bloques del filtro de coseno realzado.....	49
3.8	Diagrama de bloques del sistema con canales estadísticos.....	49
3.9	Diagrama de bloques de los canales estadísticos.....	50
3.10	Diagrama de bloques del sistema con canal markoviano.....	51
3.11	Diagrama del canal cuando se usan cadenas de Markov.....	52
3.12	Diagrama de bloques del sistema adaptativo 1.....	60
3.13	Diagrama de bloques del sistema adaptativo 2.....	61
3.14	Diagrama de bloques del estimador.....	62
3.15	Señal con misma amplitud y fase.....	62
3.16	Señales con misma amplitud y diferente fase.....	63
3.17	Constelación con misma fase, diferente amplitud.....	63
3.18	Señales con misma fase y diferente amplitud.....	63
3.19	Constelación con misma amplitud, diferente fase.....	63
3.20	Señales con diferente amplitud y fase.....	64

3.21	Constelación con diferente amplitud y fase.....	64
3.22	Envolvente de la señal con desvanecimiento Rice.....	65
3.23	Envolvente de la señal con desvanecimiento Rice.....	65
3.24	Tabla de probabilidades condicionales para metodología de series temporales.....	66
3.25	Diagrama de flujo de la metodología seguida para el tema de series temporales.....	67
3.26	Generador de atenuaciones para series temporales.....	68
3.27	Diagrama de bloques del modelado de canal con series temporales.....	69
4.1	Constelación de 16QAM	71
4.2	Constelación de 16QAM con canal AWGN.....	71
4.3	<i>BER</i> para 16QAM	71
4.4	Gráfica de <i>BER</i> para 16QAM y codificación convolucional.....	72
4.5	Gráfica de <i>BER</i> para 16QAM y codificación Reed Solomon	73
4.6	Gráfica de <i>BER</i> para 16QAM y codificación.....	74
4.7	Gráfica de <i>BER</i> para el entrelazador	75
4.8	Respuesta al impulso del filtro de coseno realzado usado	75
4.9	Constelación obtenida antes y después del filtro	76
4.10	Canal Rice y comparación con AWGN.....	77
4.11	Canal Rice $K = 7$ dB con varios tipos de codificación	77
4.12	Canal Rice $K = 7$ dB con varias tasas de transmisión.....	78
4.13	PDF de Rice teórico y generado	79
4.14	Canal Rayleigh y comparación con AWGN.....	80
4.15	Canal Rayleigh con diferentes velocidades en el usuario.....	80
4.16	Canal Rayleigh con diferente número de caminos.....	81
4.17	Canal Rayleigh con varias tasas de transmisión.....	81
4.18	PDF de Rayleigh teórico y generado.....	82
4.19	Canales a usar como estados para cadenas de Markov.....	83
4.20	Sistema conmutado H, I con canal markoviano de dos estados	84
4.21	Sistema conmutado J, K con canal markoviano de dos estados	84
4.22	Sistema conmutado L con canal markoviano de dos estados.....	85
4.23	Modelado de canal con cadenas de Markov de dos estados	86
4.24	Sistema conmutado M, N, O con canal markoviano de tres estados.....	87
4.25	Sistema conmutado P, Q, R con canal markoviano de tres estados.....	87
4.26	Sistema conmutado S con canal markoviano de tres estados	88
4.27	Sistema conmutado T, U con canal markoviano de tres estados	88
4.28	Sistema conmutado V con canal markoviano de tres estados	89
4.29	Modelado de canal con cadenas de Markov de tres estados.....	90
4.30	Sistema conmutado W, X, Y, Z con canal markoviano de cuatro estados.....	91
4.31	Sistema conmutado AA, AB, AC con canal markoviano de cuatro estados.....	91
4.32	Modelado de canal con cadenas de Markov de cuatro estados.....	92
4.33	Modelado de canal con cadenas de Markov con diferente número de estados	93
4.34	<i>BER</i> para un sistema con y sin codificación para el sistema adaptativo 1	94
4.35	Sistema adaptativo 1	94
4.36	Transición entre modos para un canal markoviano de dos estados	96
4.37	Transición entre modos para un canal markoviano de dos estados	96
4.38	Transición entre modos para un canal markoviano de tres estados.....	97
4.39	Transición entre modos para un canal markoviano de tres estados.....	97
4.40	Transición entre modos para un canal markoviano de cuatro estados.....	98
4.41	Transición entre modos para un canal markoviano de cuatro estados.....	98

4.42	Histograma para caso creciente.....	100
4.43	Histograma para caso decreciente.....	100
4.44	Histograma para caso constante.....	101
4.45	Gráficas obtenidas por Fiebig.....	101
4.46	Prueba de hipótesis 1 para caso creciente.....	104
4.47	Prueba de hipótesis 2 para caso creciente.....	104
4.48	Prueba de hipótesis 1 para caso decreciente.....	104
4.49	Prueba de hipótesis 2 para caso decreciente.....	104
4.50	Prueba de hipótesis 1 para caso constante.....	105
4.51	Prueba de hipótesis 2 para caso constante.....	105
A.1	Ejemplo de una red de WiMAX.....	115
A.2	Trama de WiMAX.....	118
B.1	Diagrama de bloques del proceso de cadenas de Markov.....	122
B.2	Metodología de la simulación de las cadenas de Markov.....	123

ABREVIATURAS

LOS	Línea de vista (Line of sight)
NLOS	Sin línea de vista (No line of sight)
AWGN	Ruido blanco gaussiano aditivo (Additive white Gaussian noise)
dc	Corriente directa
PDF	Función de densidad de probabilidad
RS	Reed Solomon
RF	Radio frecuencia
rms	Raíz media cuadrática
SNR	Relación señal a ruido
BER	Tasa de error de bit (Bit error rate)
ADSL	Línea de abonado digital asimétrica (Asymmetric digital subscriber line)

1. INTRODUCCIÓN

Las emergentes tecnologías que han surgido a lo largo de los últimos diez años han sido resultado de las necesidades que hoy tiene el ser humano para poder comunicarse de manera rápida, eficaz desde cualquier punto del mundo a otro. De aquí que sea tan importante el estudio de la transmisión a través de un medio de comunicación para evitar las mayores pérdidas posibles.

La transmisión de datos en un medio inalámbrico con altas velocidades requiere de técnicas de transmisión robustas y eficientes para que el espectro pueda ser aprovechado. Las técnicas de transmisión que no se adaptan a los canales con desvanecimientos requieren un enlace o codificación fijos para mantener un desempeño aceptable frente a esos desvanecimientos. Por tanto, estos sistemas son diseñados para las peores condiciones que puede presentar el canal, resultado en un uso deficiente de toda su capacidad. No obstante, si el nivel de desvanecimiento del canal es conocido en el transmisor, entonces, la capacidad del canal determinada por medio del teorema de Shannon se puede lograr adaptando la potencia del transmisor, la velocidad de los datos y/o el esquema de codificación relativo al nivel de desvanecimiento.

Para implementar alguna de estas técnicas con el objetivo reducir las atenuaciones y/o perturbaciones, es necesario conocer los posibles factores que provocan esa atenuación de la señal. Una manera de detectar las variaciones que se presentan en el canal en la actualidad es tomar un promedio de las atenuaciones de la señal y detectar el tipo de atenuación presentada con mayor frecuencia. Sin embargo, esto puede resultar poco eficiente en cuanto al rendimiento del sistema, por tanto, otras técnicas deben ser usadas. Dos opciones a esto son las siguientes, las cuales son abordadas en esta tesis:

- Realizar un modelado de canal que permita caracterizar de manera confiable el canal por donde viajará la información.
- Implementar un sistema adaptativo que mejore el rendimiento del sistema de acuerdo al nivel de perturbaciones posibles en el canal.

Una técnica muy divulgada en la actualidad son las cadenas de Markov, las cuales son un proceso estocástico con un número determinado de estados y cuya transición entre ellos está basada en la probabilidad de que un evento suceda. E. Lutz realizó un trabajo relacionado a través de un modelo en el que se realizan transiciones entre un canal con dos estados, uno clasificado como bueno y otro como malo dependiendo de las condiciones; este proceso se ha aplicado en la banda L [1]. Otro trabajo es el realizado por B. Vucetic, quien logra caracterizar el canal inalámbrico presentado en cierta región de Australia, sin limitarse a un solo tipo, dando como resultado una matriz de probabilidad de cuatro estados, es decir, el medio de transmisión que estudió puede tener la combinación de cuatro tipos de canal [2].

Por otro lado, el objetivo de los sistemas adaptativos es poder cambiar los modos (las características) del sistema aprovechándolo lo mejor posible; por ejemplo, variar el tipo de modulación, codificación, etc. Algunos trabajos presentados en esta área fueron realizados por un grupo de investigadores noruegos dirigidos por Henrik Holm, quien presenta un trabajo sobre la predicción del canal a través de la modulación codificada adaptativa; K.M.S. Soyjaudah, B. Rajkumarsingh, A. J. Goldsmith, S. G. Chua, A. Misra, V. Krishnamurthy, R. Schober, entre otros [3,4,5,6].

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Dado que en la actualidad la tendencia es la comunicación en canales inalámbricos, en este trabajo se busca contribuir a que este canal se caracterice de manera eficiente y a la vez, tener un mejor rendimiento en el sistema. Para ello, se propone un escenario específico de un ambiente, el cual será para una zona semi-urbana.

Una zona semi-urbana se caracteriza por tener zonas habitacionales dispersas, con pocos edificios altos, teniendo una línea de vista entre el transmisor y receptor ocasionalmente; en ellas se puede llegar a transitar a grandes velocidades. Un ejemplo de este tipo de zona es el Estado de México [7,8].

El problema planteado es el siguiente: Se desea modelar un canal de comunicaciones inalámbrico en un área suburbana, el cual caracterice las fuentes principales de atenuación por ejemplo, los obstáculos que la señal encuentre en su camino al receptor, que el usuario sea móvil o la influencia de la línea de vista entre el transmisor y receptor. Dado que se desea apegarse a un escenario real en una zona de México, también es conveniente ajustar las características de la señal enviada a los estándares usados en el país para el tipo de comunicaciones propuesto. El rango de frecuencia en la portadora en los estándares de comunicaciones inalámbricas en México se encuentra entre 900 MHz a 3 GHz [9]. Es así como se elige para este trabajo de tesis una frecuencia que se encuentre en este rango, la cual es de 2.5 GHz.

Así mismo, se requiere que el sistema resultante cuente con un número de recursos suficientes tal que tenga la capacidad recuperar satisfactoriamente la información. Por tanto, otro problema debe ser tomado en cuenta para la realización del sistema: la optimización de recursos.

1.2 OBJETIVOS DE LA TESIS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL

Modelar, analizar y simular un canal de comunicaciones basado en canales estadísticos y cadenas Markovianas para aplicarlo a un sistema adaptativo bajo un escenario de zona semiurbana, evaluando su rendimiento mediante gráficas de error en el bit y optimizando los recursos del sistema.

Así mismo, analizar la posibilidad de obtener una mejor caracterización del canal por medio de series temporales.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para lograr este objetivo general, se establecen los objetivos específicos siguientes:

- ❖ Diseñar, analizar y simular un canal basado en modelos de canal estadísticos en donde se caractericen los factores que afectan el enlace en un sistema de comunicaciones inalámbrico, tales como línea de vista, diferentes trayectorias que puede tomar la señal para llegar al receptor y la velocidad del usuario.
- ❖ Diseñar, analizar y simular un canal basado en cadenas de Markov utilizando los modelos estadísticos analizados.
- ❖ Evaluar el rendimiento del sistema de comunicaciones usando canales conmutados para determinar un número de estados en la matriz de transiciones de las cadenas markovianas, tal que sea suficiente para lograr una caracterización del canal.
- ❖ Diseñar y analizar un sistema adaptativo cuyas características, principalmente en cuanto modulación y codificación, estén basadas en el estándar 802.16 WiMAX.
- ❖ Analizar y adaptar la metodología de series temporales para que en un futuro se analice la posibilidad de implementar un modelo general que pueda ser implementado a otras frecuencias.

2. MODELADO DE CANAL

El surgimiento de nuevas técnicas de transmisión y recepción de señales mediante sistemas de comunicación inalámbricos ha creado la necesidad de estudiar de manera profunda el canal y sus características. El modelado de canal es la caracterización del canal de comunicaciones, es decir, en él se describe la forma en que pueden ser afectadas las características de la señal de acuerdo a varios factores como la frecuencia, las características físicas del lugar en el cual viaja, los obstáculos que pueden presentarse en el trayecto, etc. Mediante el modelado de canal se puede realizar una evaluación del rendimiento del sistema y así, comparar entre diferentes técnicas para eliminar las perturbaciones que presenta la señal y elegir la mejor o la más conveniente según las necesidades [10].

En un sistema de comunicaciones siempre se presentará algún tipo de pérdida. El modelo más simple es el que representa las pérdidas espacio libre, que considera que no hay objetos entre el transmisor y receptor. Sin embargo, éste es un modelo ideal que generalmente no sucede en la realidad ya que cuando se realiza un enlace por un medio inalámbrico existen otro tipo de pérdidas. Para implementar un modelo de canal más apegado a la realidad es necesario incluir los principales factores que ocasionan atenuaciones; estas atenuaciones se analizan desde dos puntos de vista: atenuaciones de pequeña y gran escala.

Existen diferentes factores que pueden alterar la señal, tal como:

- ◆ Reflexión.
- ◆ Refracción.
- ◆ Difracción.
- ◆ Dispersión.
- ◆ Multicamino.
- ◆ Velocidad del móvil, etc.

Éstos se producen durante el trayecto de la señal RF hacia el receptor y puede causar varios efectos sobre el canal. Estas perturbaciones reducen la potencia de dicha señal y cada fenómeno requiere diferentes tratamientos para reducir el impacto que puedan tener sobre la señal [11,12]. La Fig. No. 2.1 muestra estos fenómenos.

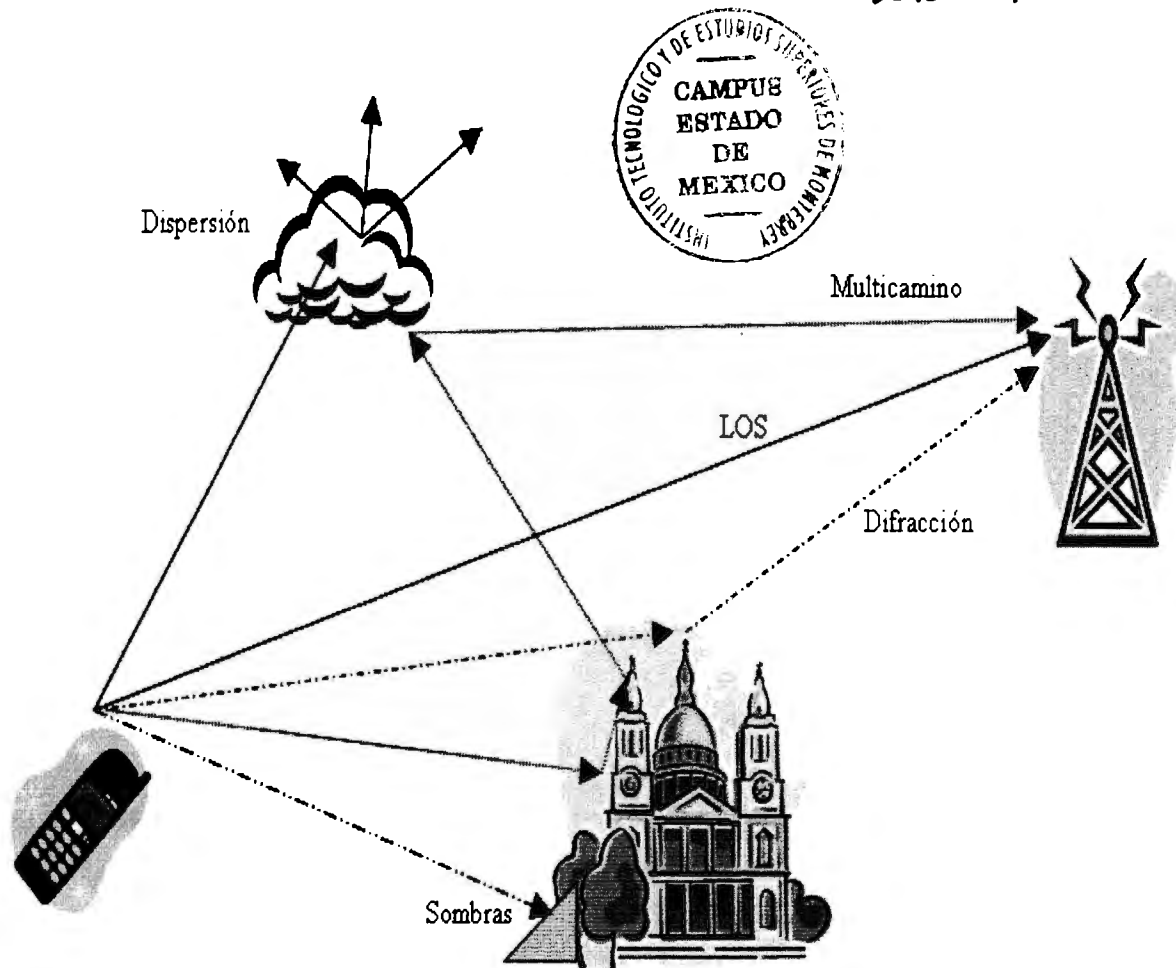


Fig. 2.1 Factores que pueden alterar la señal RF

2.1 CLASIFICACIÓN DEL MODELADO DE CANAL

De acuerdo a sus características, los diferentes modelos de canal pueden clasificarse de la siguiente manera [13]:

1. De acuerdo a la naturaleza matemática del modelo.
2. De acuerdo al tipo de banda (estrecha o ancha).
3. Canales aeronáuticos.

2.1.1 CLASIFICACIÓN DE ACUERDO A LA NATURALEZA MATEMÁTICA DEL MODELO

Los modelos matemáticos que describen a un canal pueden ser tres diferentes:

- Modelos determinísticos. Las características del canal son conocidas (tales como altura de los obstáculos, potencia enviada, etc.) y por tanto, es posible estimar los valores de los parámetros importantes de la señal: amplitud, frecuencia, fase. Sin embargo, estos modelos no toman en cuenta otros fenómenos que pueden aparecer alrededor del usuario. El modelo de Okumura-Hata y el modelo de rayos son ejemplos de estos modelos [14,15].

- **Modelo empírico:** Son los modelos desarrollados a partir de mediciones experimentales en determinado lugar y que utilizan ajustes por regresión. La ventaja de ellos es que llegan a describir de manera completa el escenario en cuestión, sin embargo, su desventaja radica en esta característica ya que sólo se pueden aplicar a dicho escenario o lugar, además de que la extrapolación puede resultar complicada.
- **Modelos estadísticos:** Están basados en funciones de densidad de probabilidad conocidas: Rice, Rayleigh y Log-Normal. Aunque son fáciles de generar o simular, no son óptimos cuando el receptor cambia entre condiciones.
- **Modelos físicos:** Son modelos que se generan a partir de un escenario y sus resultados se obtienen de un conjunto de rayos formados por aproximaciones físicas y matemáticas, basados en el Modelo de Rayos.[16]
- **Modelos empírico-estadísticos:** Es la combinación de los dos modelos anteriores y pueden agruparse de la siguiente manera:
 - **Modelo Rice:** cuando hay línea de vista (LOS) de la señal predominante entre el transmisor y receptor mas multicamino.
 - **Modelo de Canal con LOS y efectos de sombra (Modelo de Loo, Log Normal / Rice, Rice / Rayleigh).**
 - **Modelo combinado:** agrupa los anteriores.

2.1.2 CLASIFICACIÓN DE ACUERDO AL TIPO DE BANDA

2.1.2.1 Banda Estrecha

Dentro de este tipo, algunos de los modelos que puede haber se mencionan a continuación.

- **Modelo de Rice:** es un modelo empírico-estadístico basado en la función de densidad de probabilidad de Rice donde las ondas de radio llegan al receptor móvil con igual potencia en todas direcciones pero siempre con una LOS. Se ha aplicado a medidas experimentales en banda S, L y K [17,18].
- **Modelo Log-Normal/Rayleigh:** este modelo incluye el multicamino y los efectos de la lluvia en la señal, y al igual que el anterior, está basado en una función de densidad de probabilidad [19,20].
- **Modelo de Loo:** es un modelo empírico-estadístico que incluye LOS, sombras y multicamino [21,22].
- **Modelo de Lutz:** es un modelo en el que se hace transición entre un canal con dos estados, uno clasificado como bueno y otro como malo dependiendo de las condiciones; esta transición se hace con cadenas de Markov. Se ha aplicado en la banda L [1].
- **Modelo de N estados de Markov:** es muy similar al anterior, pero aquí se incluyen varios estados y la salida es una matriz de probabilidades de transición de estados. Como su nombre lo indica, la transición se hace con cadenas de Markov apoyándose en sus propiedades y en la matriz de transiciones [23].

2.1.2.2 Banda Ancha

En la banda ancha, los modelos que se pueden encontrar son:

- Modelo de banda ancha DLR: modela la respuesta al impulso dividido en tres partes: rayo directo, ecos cercanos y ecos lejanos, mediante una línea de retardos. El estado del rayo directo está dado por una cadena de Markov [24,25,26].
- Modelo de banda ancha de Rappaport: es un modelo geométrico que considera al transmisor y receptor dentro de una elipsoide; incluye también LOS. Es sólo válido para la banda L [27,28].
- Modelo de banda ancha Politécnico de Turín: es una extensión del modelo de Rappaport que está conformado por LOS y un conjunto de N multicaminos con retardos distribuidos exponencialmente. Es recomendado para bandas de 1.2 GHz [29].
- Modelo de banda ancha de Vázquez-Fontan: este modelo es válido para constelaciones satelitales en las bandas L, S y Ka. Esta basado en cadenas de Markov para tres estados: Rayleigh, Rice y Log Normal y considera la elevación, sombras y velocidad del móvil [30].

2.1.3 MODELOS DE CANAL AERONÁUTICOS

Existen cuatro modelos de canal aeronáuticos: de Bello, de Frasco, de Elnoubi y el de Hoer – Hass. Los dos primeros están diseñados para enlaces entre una aeronave y un satélite y los demás son para una aeronave y una estación en Tierra. En seguida se mencionan algunas de sus características.

- Modelo de canal aeronáutico de Bello: es un modelo que se caracteriza para las bandas UHF y VHF. El canal es caracterizado para las componentes difusas (dispersión y reflejadas) del radio canal aeronáutico multitrayecto [31].
- Modelo de canal aeronáutico de Frasco: es un modelo de banda estrecha tipo Rice en donde el valor de K de Rice varía según la intensidad de la línea de vista que hay en el sistema. Se recomienda usarlo para la banda L [32].
- Modelo de canal aeronáutico de Elnoubi: en este modelo, la propagación depende de las características del terreno y la ruta entre la nave y la Tierra; incluye LOS y se usa para las bandas VHF y UHF [33].
- Modelo de canal aeronáutico de Hoer-Hass: está compuesto por un rayo directo y multicaminos que incluye el comportamiento espectral de la potencia Doppler, el espectro de potencia de retardo y las posiciones de la nave (despegue, aterrizaje, vuelo en ruta y estacionado, etc.). Propone dos modelos, uno para banda ancha y otro para estrecha y es usado para la Banda S (5 GHz) [34,35].

Cada modelo anteriormente mencionado ha sido realizado de acuerdo a las necesidades y a la línea de investigación seguida. De acuerdo a los objetivos, el modelo que se propone en este documento es un modelo estadístico ya que estará basado en las funciones de densidad de probabilidad de Rice y Rayleigh para estudiar los fenómenos asociados a ellos, y un modelo nuevo a partir de series temporales.

2.2 MODELOS ESTADÍSTICOS

Una de las mejores opciones para describir un canal es por medio de modelos estadísticos, los cuales están basados en funciones de densidad de probabilidad, que aunque no describen por completo el comportamiento del canal, brindan una buena aproximación en un lugar con determinadas características o condiciones [36,37,38,39]. A continuación se explican los tipos de canales y desvanecimientos que pueden presentarse en un enlace.

2.2.1 AWGN

AWGN o Ruido Aditivo Blanco Gaussiano, es un modelo muy usado como punto de partida para la comprensión del funcionamiento de un sistema de comunicaciones, ya que es el más simple. Éste sólo incluye la suma del ruido blanco que sigue una densidad gaussiana o normal. Esta función de densidad de probabilidad se muestra en la ecuación No. (2.1) [40].

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.1)$$

Donde:

$p(x)$, Función de densidad de probabilidad.

μ , Media.

σ , Desviación estándar.

σ^2 , Varianza

Las características específicas para el AWGN son las siguientes:

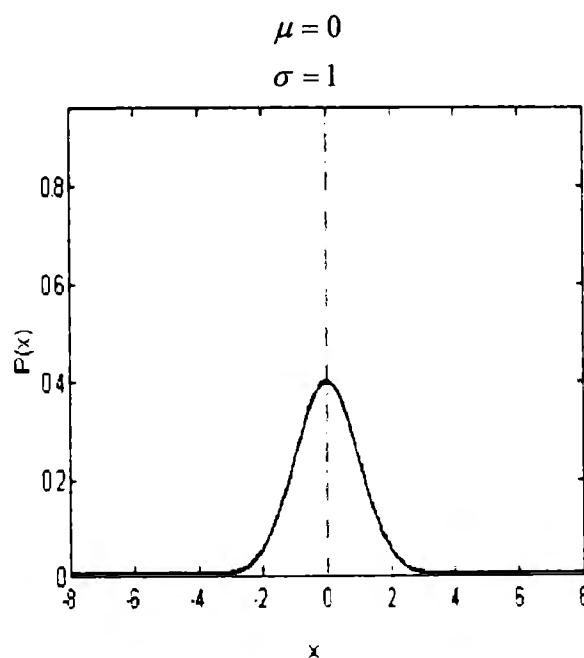


Fig. 2.2 PDF de AWGN

Las fuentes que causan Ruido Aditivo Blanco Gaussiano son principalmente naturales como el calor producido en las antenas, la radiación de los cuerpos celestes cercanos a la Tierra, etc. Dado que es el más simple, no incluye otros fenómenos como el multicamino, líneas de vista, interferencias, sombras, entre otros.

2.2.2 FADING O DESVANECIMIENTOS

El modelo anterior es un modelo ideal que no considera todas las posibles pérdidas. En los sistemas de comunicación móviles inalámbricos, la señal puede tomar varios caminos antes de llegar al receptor. Los efectos que éste fenómeno son cambios en la señal en su amplitud, fase y ángulo de llegada, dando origen así al *desvanecimiento multicamino*.

La Fig. No. 2.3 muestra los tipos de desvanecimiento de un canal [41,42]. Existen dos tipos de desvanecimiento principales: el de gran escala y de pequeña escala.

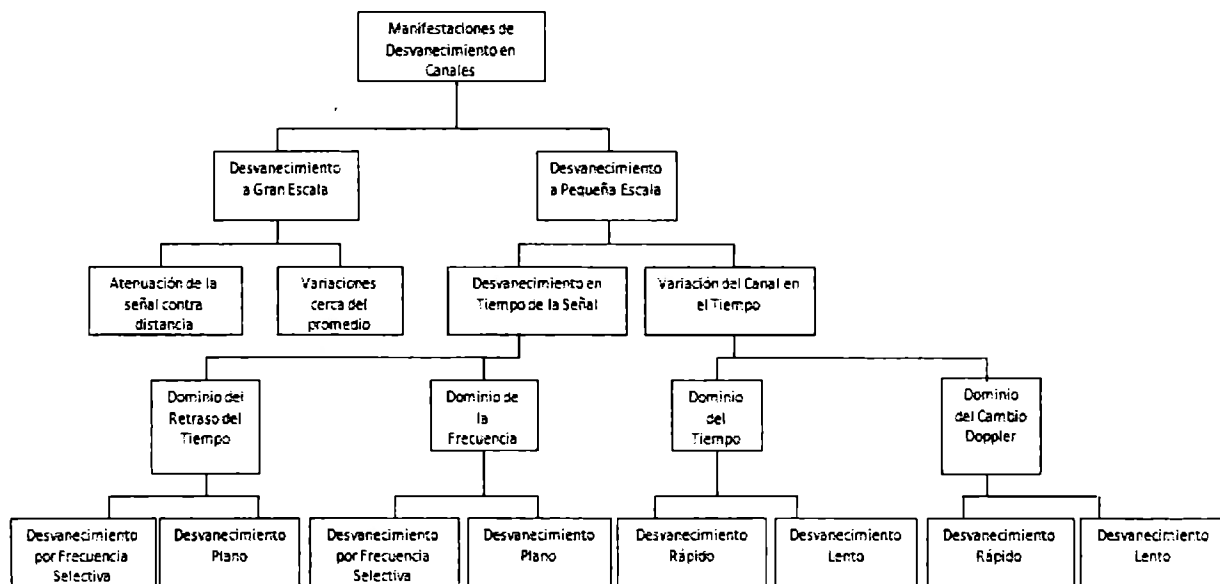


Fig. 2.3 Clasificación de desvanecimiento en canales

El desvanecimiento a larga escala es la atenuación de la potencia de la señal promedio o las pérdidas de camino debidas al movimiento en grandes áreas. Las pérdidas de pequeña escala se refieren a los cambios drásticos en la amplitud y fase de la señal causados por pequeños cambios en la separación espacial entre el transmisor y receptor. Estas pérdidas también son llamadas como *desvanecimiento Rayleigh*, o si existe una condición de LOS se le llama *desvanecimiento Riciano*. Existen dos manifestaciones de este desvanecimiento: dispersión de la señal en tiempo y variación del canal en el tiempo. La primera tiene dos tipos de desvanecimiento: plano o selectivo en frecuencia; y el segundo puede tener desvanecimiento rápido o lento.

La amplitud del fading r_i en el instante de tiempo i se puede representar por medio de la ecuación No (2.2).

$$r_i = \sqrt{(x_i + \beta)^2 + y_i^2} \quad (2.2)$$

Donde:

r_i , Amplitud del fading.

β , Amplitud de la componente.

x_i, y_i , Muestras aleatorias gaussianas de media cero con varianza σ_0^2 .

Esta relación resultará muy útil para la sección de metodología y resultados en la generación de este fading.

2.2.2.1 DESVANECIMIENTO EN PRESENCIA DE MULTICAMINO Y POR LA VELOCIDAD DEL USUARIO

El desvanecimiento Rayleigh es un tipo de desvanecimiento rápido y describe el fenómeno multicamino en un sistema de comunicaciones, el cual se presenta cuando no hay LOS entre el transmisor y receptor. El valor que puede tener estas pérdidas es entre 20 y 30 dB.

Este fenómeno sucede cuando dos o más ondas de RF se reflejan al chocar con una superficie, formando pares de esa misma onda en el espacio. Esto hace que n amplitudes (de los diferentes caminos) sean sumadas en amplitud resultando en una reducción en la potencia de la señal enviada, más el AWGN [15]. La señal recibida cuando presenta desvanecimiento Rayleigh está representada por las ecuaciones No. (2.3) y (2.4), donde sus parámetros principales están indicados en las ecuaciones No. (2.5) y (2.6).

$$r(t) = \sum_{i=1}^n [a_i \cos(2\pi f_c t + \phi_i)] + \eta(t) \quad (2.3)$$

$$r(t) = \cos(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^l [a_i \cos(\phi_i)] - \sin(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^l [a_i \sin(\phi_i)] + \eta(t) \quad (2.4)$$

$$A = \sum_{i=1}^l [a_i \cos(\phi_i)] \quad (2.5)$$

$$B = \sum_{i=1}^l [a_i \sin(\phi_i)] \quad (2.6)$$

Donde:

t , Tiempo.

$r(t)$, Señal recibida con multicamino.

a_i, ϕ_i , Amplitud y fase la de n -ésima componente de la señal multicamino.

f_c , Frecuencia de la portadora.

$\eta(t)$, AWGN.

A , Componente en fase.

B , Componente en cuadratura.

Sin embargo, no sólo los múltiples caminos pueden presentarse en este tipo de fading, sino que también influye la velocidad que tiene el transmisor o receptor en el momento del enlace. Este fenómeno es caracterizado por el efecto Doppler [42]. El efecto Doppler es el cambio en frecuencia percibido por el receptor (que se encuentra en movimiento) en relación con la fuente de generación de la señal. Este cambio de frecuencia relativo a la velocidad se caracteriza con la ecuación No. (2.7).

$$f_D = \frac{vf_c}{c} \quad (2.7)$$

Donde:

- f_D , Frecuencia Doppler en Hz.
- v , Velocidad del usuario en m/s.
- f_c , Frecuencia de la señal portadora.
- c , Velocidad de la luz. (3×10^8 m/s)

Por tanto, la ecuación No. (2.3) agregando la frecuencia Doppler resulta de la siguiente manera, como lo indica la ecuación No. (2.8).

$$r(t) = \sum_{i=1}^n [a_i \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_D t + \phi_i)] + \eta(t) \quad (2.8)$$

Donde:

- t , Tiempo.
- $r(t)$, Señal recibida con multicamino.
- a_i, ϕ_i , Amplitud y fase la de n -ésima componente de la señal multicamino.
- f , Frecuencia de la portadora.
- $\eta(t)$, AWGN.

La potencia recibida después del multicamino se representa por medio de una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad dada por la ecuación No. (2.9). En la Fig. No. 2.4 se muestra la gráfica de dicha ecuación [43].

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (2.9)$$

Donde:

- $p(x)$, Función de densidad de probabilidad.
- σ , Desviación estándar de la señal o voltaje rms de la señal antes de la detección de la envolvente.
- σ^2 , Varianza de la señal o potencia promedio de la señal antes de la detección de la envolvente.

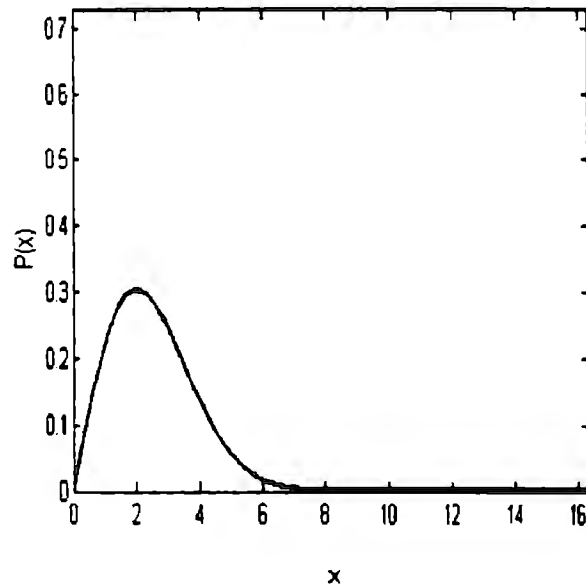


Fig. 2.4 PDF de Rayleigh

De manera abreviada, la señal recibida en tiempo se representa como lo muestra la ecuación No. (2.10).

$$r(t) = \alpha s(t) + \eta(t) \quad (2.10)$$

Donde:

$r(t)$, Señal recibida con multicamino.

α , Ganancia de camino.

$s(t)$, Señal enviada.

$\eta(t)$, AWGN.

La variable compleja α tiene como características $\mu = 0$ y es una variable aleatoria gaussiana. Su magnitud, $|\alpha|$, es una variable aleatoria que sigue la PDF Rayleigh. La Fig. No. 2.5 muestra una señal con distribución Rayleigh en función del tiempo.

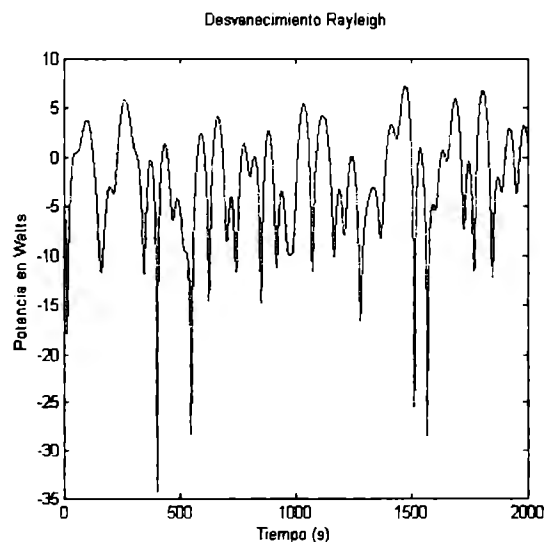


Fig. 2.5 Señal con desvanecimiento Rayleigh

Una forma de evitar este fenómeno es por medio de un ancho de banda mayor, sin embargo, no siempre es posible.

En este modelo hay dos características importantes en el receptor móvil inalámbrico que son afectadas por el desvanecimiento del canal: el margen de desvanecimientos y la tasa de actualización [36].

2.2.2.2 DESVANECIMIENTOS EN CONDICIONES DE LÍNEA DE VISTA Y MULTICAMINO

Durante el trayecto de la señal transmitida, existe la probabilidad de que en algún momento se tenga una condición de LOS.

Las componentes que toman los multicaminos llegan en amplitudes y ángulos diferentes además de una señal dominante, que es resultado de la LOS. El detector de envolvente identifica esta señal como una componente en DC a la señal multicamino [16,44].

El fading de este tipo está determinado por la función de densidad de probabilidad tipo Rice, la cual se muestra en la ecuación No. (2.11) [42].

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right) \quad (A \geq 0) \quad (2.11)$$

Donde:

$p(x)$, Función de densidad de probabilidad.

σ^2 , Varianza de la señal o potencia promedio de la señal antes de la detección de la envolvente.

A , Amplitud de la señal dominante.

$I_0(\)$, Función de Bessel modificada del primer tipo de orden cero.

Es muy común encontrar que el fading Riciano es descrito en términos del factor K , el cual es una relación entre la potencia de la señal dominante y la potencia de las señales multicamino. Esto se muestra en la ecuación No. (2.12).

$$K(dB) = 10 \log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

Donde:

K , Factor de Rice.

σ^2 , Varianza de la señal o potencia promedio de la señal antes de la detección de la envolvente.

A , Amplitud de la señal dominante.

Conforme la señal dominante es más débil (A disminuye), la señal recibida se acerca más a una señal con desvanecimiento Rayleigh; de la misma forma, conforme A aumenta, la señal recibida se asemeja a AWGN. En la Fig. No. 2.6 se muestra la gráfica que resulta de esta pdf al variar su parámetro principal y la comparación con los dos tipos de canales anteriormente mencionados.

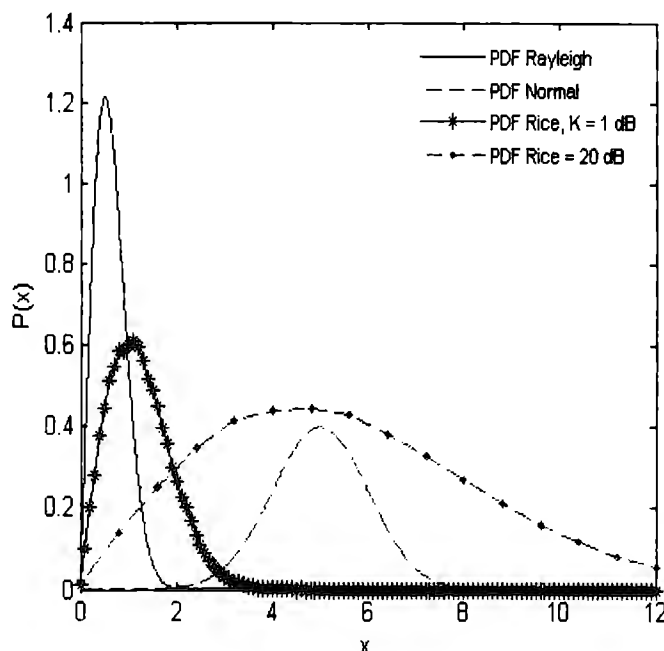


Fig. 2.6 PDF de Rice

De igual manera que en el fading Rayleigh, la señal recibida puede ser representada por la ecuación No. (10). La diferencia es que la distribución de $|\alpha|$ es de tipo Rice.

2.3 CADENAS DE MARKOV

Las cadenas de Markov fueron desarrolladas por el matemático ruso Andrei Markov a principios del siglo XX. Éstas representan un proceso estocástico con propiedades específicas tales como que en cada tiempo el sistema puede cambiar de una condición a otra o permanecer en el mismo estado de acuerdo a la matriz de transiciones P de la ecuación No. (2.13) donde cada elemento P_{ij} representa la probabilidad de que cambie de estado o permanezca en el mismo. Dichos cambios de estado se llaman *transiciones* [45].

$$P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1j} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2j} \\ \dots & \dots & & \dots \\ P_{i1} & P_{i2} & \dots & P_{ij} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

Su concepto básico es la transición entre estados basada en la probabilidad de que un evento suceda. Una de las mayores ventajas de usar modelos markovianos es que describen de manera eficiente características de los sistemas y por tanto, pueden ser resueltos por medios matemáticos. En el caso de los sistemas de comunicación, éstas sirven para caracterizar mejor al canal, ya que sus condiciones pueden variar de un momento a otro [46,47].

Las matrices de transiciones son representadas por diagramas de estado. Las figuras No. 2.7, 2.8 y 2.9 muestran algunos ejemplos:

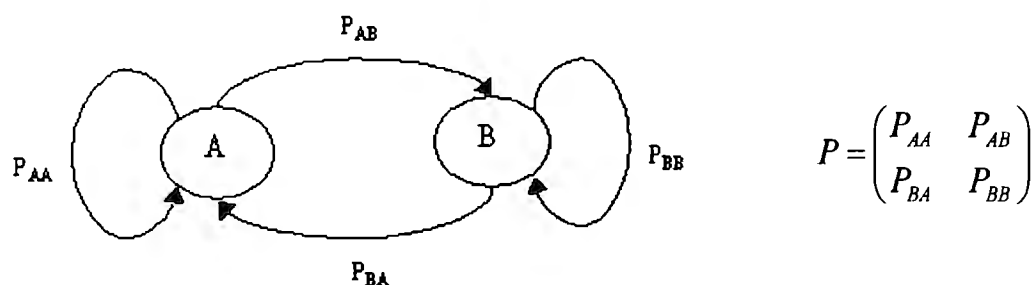


Fig. 2.7 Diagrama y matriz de transición para una matriz de dos estados

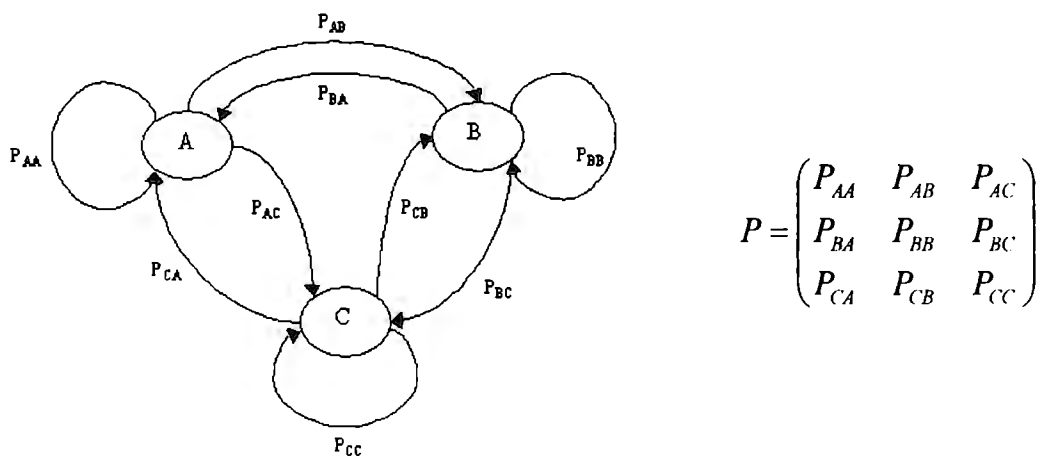


Fig. 2.8 Diagrama y matriz de transición para una matriz de tres estados

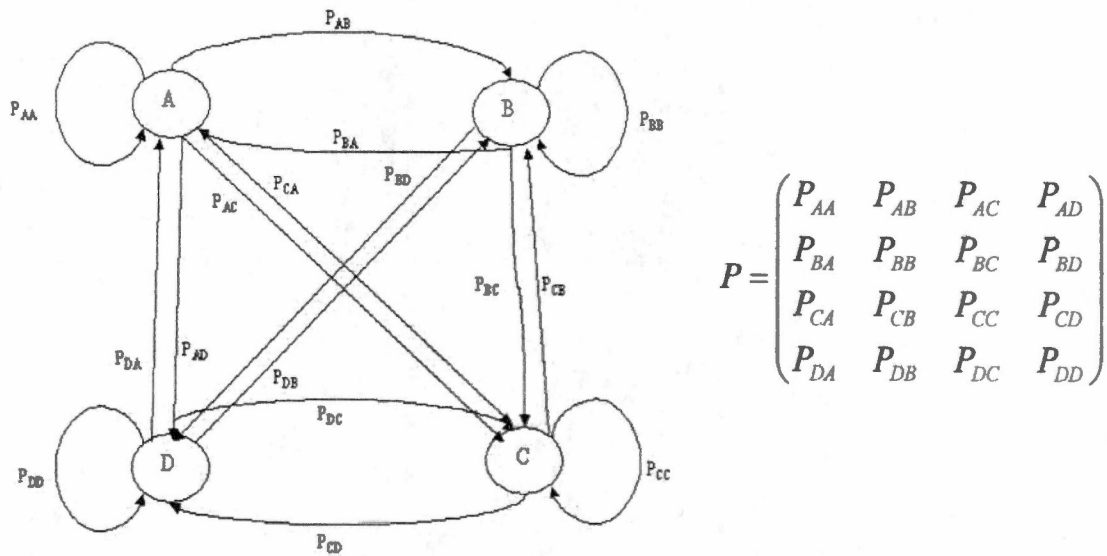


Fig. 2.9 Diagrama y matriz de transición para una matriz de cuatro estados

2.3.1 ELEMENTOS DE LAS CADENAS DE MARKOV

Los elementos que caracterizan una cadena de Markov son los siguientes [48]:

1. Número de estados del modelo, N . Se denotan como $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$.
2. Distribución de probabilidad de los estados de transición, $A = \{a_{ij}\}$.
3. Distribución de probabilidad de los símbolos en cada estado.
4. Distribución inicial de estado, $\pi = \{\pi_i\}$.

2.3.2 PROPIEDADES DE LAS CADENAS DE MARKOV

Las propiedades más importantes que debe cumplir una cadena markoviana son [49]:

- a) El comportamiento futuro del proceso depende sólo del estado presente y no es influenciado por lo que pasó anteriormente, es decir, no tiene memoria.
- b) Cada uno de los elementos de la matriz P debe ser mayor o igual a cero, ya que éstos representan probabilidades, como lo indica la ecuación No. (2.14).

$$p_{ij} \geq 0 \quad (2.14)$$

- c) La suma de los elementos de cada renglón debe ser igual a uno, de acuerdo a la ecuación No. (2.15).

$$\sum_{j=1}^N p_{ij} = 1 \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (2.15)$$

- d) El resultado de multiplicar el vector de estado estacionario por la matriz de transiciones P es igual al vector de estado estacionario, como lo indica la ecuación No. (2.16).

$$\pi P = \pi \quad (2.16)$$

e) La suma de los elementos del vector de estado estacionario debe ser igual a uno, como es mostrado en la ecuación No. (2.17).

$$\sum_i \pi_i = 1 \quad (2.17)$$

El vector de estado estacionario π es calculado, usando las propiedades del proceso de Markov, las cuales se muestran en las ecuaciones No. (2.18), (2.19) y (2.20) [50].

$$\pi(P - I) = 0 \quad (2.18)$$

$$\pi e = 1 \quad (2.19)$$

$$e = [1 \ 1 \ \dots]^T \quad (2.20)$$

Donde:

I , Matriz de identidad.

P , Matriz de transiciones

Los elementos de π_i representa el porcentaje del tiempo total en el que permanece en cada estado; su notación se encuentra en la ecuación No. (2.21).

$$\pi = (\pi_A \ \pi_B \ \dots \ \pi_S) \quad (2.21)$$

Este vector puede ser calculado si se eleva la matriz de transiciones P a un exponente muy grande, como es mostrado en la ecuación No. (2.22).

$$\pi \approx P^n \quad n \rightarrow \infty \quad (2.22)$$

2.4 SERIES TEMPORALES

Como se ha hablado hasta ahora, existen varios modelos para describir las condiciones de los canales de comunicación. Una clasificación es de acuerdo a su naturaleza matemática, y dentro de ellos se encuentran dos modelos importantes:

- ◆ Modelos deterministas. Las características del canal son conocidas y por tanto, es posible estimar los valores de los parámetros importantes de la señal: amplitud, frecuencia, fase. Ejemplos de ellos son los modelos de Okumura-Hata, modelo de rayos, etc.
- ◆ Modelos estadísticos. Estos modelos caracterizan las condiciones del canal o de la señal por medio de procesos aleatorios paramétricos y/o estocásticos (o aleatorios), brindando mayor precisión y cercanía a la realidad. Incluye procesos gaussianos, de Markov, de Poisson, etc. [1,51,52].

Los modelos estadísticos son los que fueron abordados anteriormente; aunque presentan varias ventajas dado que se conoce la función de densidad de probabilidad de estos desvanecimientos,

ellos sólo caracterizan un tipo de fenómeno en la realidad. Esto es, una LOS más multicamino está caracterizada matemáticamente con una pdf de tipo Rice, el multicamino y la velocidad del usuario están caracterizadas por una pdf Rayleigh. Estos modelos, a diferencia de los modelos determinísticos representan una mejor caracterización del canal ya que éstos últimos son aplicados para un escenario que podría resultar incompleto debido a que no presentan variación temporal. Por ejemplo, el modelo de rayos calcula la potencia recibida por el usuario tomando en cuenta los obstáculos que puede presentar la señal, pero no toma en cuenta factores tales como el movimiento del usuario, el multicamino, o incluso otros factores que en determinados momentos pueden tener movimiento y pueden afectar la comunicación [15].

Las series temporales son un conjunto de información medida en intervalos de tiempo sucesivos uniformes. Su análisis comprende métodos que ayudan a interpretar los datos, extrayendo información representativa, tanto referente a los orígenes o relaciones subyacentes como a la posibilidad de extrapolar y predecir su comportamiento futuro [53].

En el caso del área de telecomunicaciones, la generación de las series temporales tiene su fundamento en las probabilidades condicionales con respecto a las atenuaciones, las medias, desviaciones estándares u otras propiedades dependiendo de las características de la señal.

Esta metodología fue desarrollada por U.C. Fiebig, pero para una frecuencia de 40 GHz. El objetivo de esta sección es adaptar su análisis a la frecuencia del escenario de esta tesis (2.5 GHz) para que así mismo, pueda ser factible el ser implementado para otras frecuencias. La implementación del canal es por medio de un generador de variables aleatorias que siguen la función de densidad de probabilidad y es así como las atenuaciones son generadas e introducidas en la canal [54,55,56]. La Fig. 2.10 muestra un sistema cuyo canal es generado a través de series temporales.

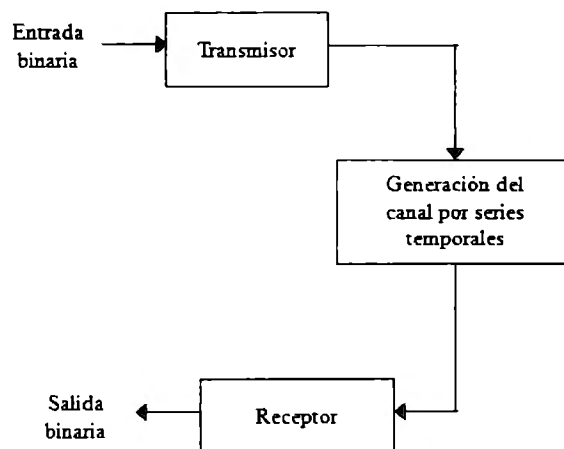


Fig. 2.10 Sistema de comunicaciones con canal generado por series temporales

2.5 ELEMENTOS DEL SISTEMA

Para implementar alguno de los canales mediante las técnicas anteriormente mencionadas, es necesario crear un sistema de comunicaciones en el que se puedan aplicar los conceptos anteriores y llegar a una conclusión sobre ellos. El sistema propuesto cuenta con los siguientes bloques:

- Modulación
- Codificación
- Entrelazador
- Filtro
- Estimador

Para que cada uno de ellos pueda ser simulado en algún programa, es necesario comprender su funcionamiento. A continuación se explica la teoría básica de estos elementos.

2.5.1 MODULACIÓN QAM

Una de las modulaciones recomendadas por el estándar 802.16 WiMAX es 16QAM, la cual es la que se eligió para las simulaciones del sistema propuesto en esta tesis.

La modulación por amplitud en cuadratura o QAM es un método que combina la modulación en amplitud y fase. Este tipo de modulación permite mejorar la capacidad del canal, sin embargo, la aplicación de ésta en comunicaciones móviles terrestres requiere de técnicas de compensación de pérdidas muy precisas [57]. En una señal QAM, hay dos portadoras que tienen la misma frecuencia pero que difieren en 90° en la fase. Las portadoras están formadas por 2 componentes: una en cuadratura y la otra en fase. Las dos portadoras moduladas se combinan en la transmisión y en el receptor son separadas para obtener de nuevo la información original [58].

La constelación correspondiente a 16QAM es mostrada en la Fig. No. 2.11 y el diagrama del modulador es mostrado en la Fig. No. 2.12.

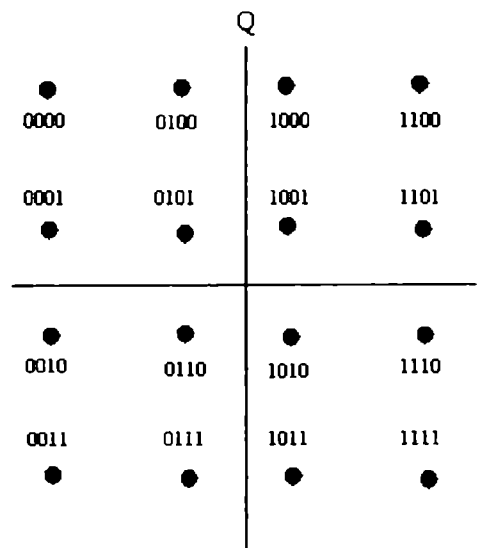


Fig. 2.11 Constelación teórica de 16QAM

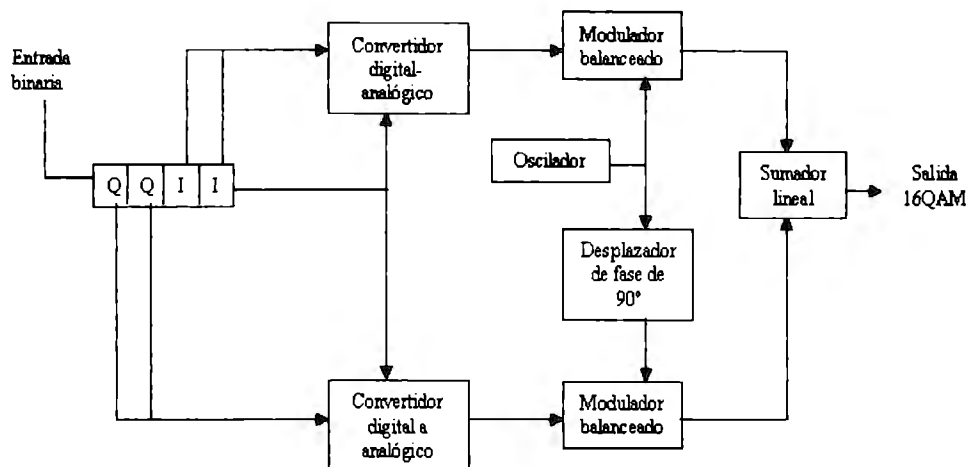


Fig. 2.12 Diagrama a bloques del modulador 16QAM

2.5.1.1 BER PARA 16QAM

La tasa de error de bit (*BER*) es un registro histórico del verdadero rendimiento de error de bit de un sistema. Una tasa de error de bit se mide, luego se compara con la probabilidad de error esperada para evaluar el rendimiento de un sistema [40].

La fórmula general con la cual se puede calcular la *BER* se muestra en la ecuación No. (2.23).

$$BER(x) = \frac{P_t}{2} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{1-x}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right] \quad (2.23)$$

Donde:

P_t , Potencia de transmisión.

σ , Varianza.

σ^2 , Desviación estándar.

t , Tiempo.

Existen otras fórmulas establecidas para cada tipo de modulación, que son derivadas de (2.23). Para 16QAM, la fórmula para obtener la *BER* se muestra en la ecuación No. (2.24) [59,60,61].

$$BER_{16QAM} = \frac{3}{4} Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) + \frac{1}{2} Q \left(3\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) - \frac{1}{4} Q \left(5\sqrt{\frac{E_s}{5N_0}} \right) \quad (2.24)$$

Donde:

$\frac{E_s}{N_0}$, Densidad espectral señal a ruido por símbolo.

$Q(x)$, Función de error complementaria.

2.5.2 CODIFICACIÓN

Los principales objetivos del proceso de codificación son detectar y corregir errores que la modulación no pudo corregir en los mensajes recibidos. Dos tipos de codificaciones recomendadas por el estándar 802.16 son la codificación por bloques y codificación convolucional.

En la codificación por bloques, por cada bloque de k bits que entran, se obtiene un bloque de n bits codificados. En ella, la tasa de código k/n mide la cantidad de redundancia introducida por el codificador. Por otro lado, la codificación convolucional puede ser vista como un registro de corrimiento lineal de estados finitos con una secuencia de información de salida formada por conjunto de combinaciones de la serie de entrada. El número de bits de salida del registro por cada bit de entrada indica la redundancia de este código y su recíproco es la velocidad de código. En la actualidad, la codificación es usada para mejorar el desempeño de varios sistemas de comunicación como radio digital, telefonía móvil, enlaces satelitales, CDs, sondas espaciales, Digital Video Broadcasting (DVB), xDSL, etc.

2.5.2.1 CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL

Los códigos convolucionales es un tipo de codificación que ayuda a corregir errores, y es visto como una máquina de estados finita. Sus 3 parámetros importantes son:

N = número de bits de salida.

K = número de bits de entrada.

L = longitud de restricción.

Los codificadores convolucionales operan de la siguiente manera: los bits de entrada pasan a través de un registro de corrimiento lineal de estados finitos, el cual, consiste en L etapas y n generadores de funciones lineales algebraicos, generando así los bits de salida. Esta entrada corre dentro y a lo largo del registro formando K bits cada tiempo de corrimiento [50]. El parámetro L representa el número de bits en la memoria del codificador que afecta la generación de la salida de n bits. Está definido como lo muestra la ecuación No. (2.25).

$$L = k(m - 1) \quad (2.25)$$

Donde m es el número de registros de memoria. La longitud restringida puede ser a veces confundida con el parámetro K , sin embargo este parámetro se define según la ecuación No. (2.26). [40]

$$k = L - 1 \quad (2.26)$$

La velocidad de código R_c es definida como cualquier código de bloques, tal como se muestra en la ecuación No. (2.27).

$$R_c = k / n \quad (2.27)$$

Siendo ésta una medida de eficiencia del código. Comúnmente, el rango de parámetros de k, n va de 1 a 8, m va de 2 a 10 y la velocidad de código de 1/8 a 7/8.

La decodificación de los códigos convolucionales puede ser mediante una simplificación del *Maximum Likelihood Decoder*, que es el Algoritmo de Decodificación de Viterbi [61].

Por otro lado, la relación que permite evaluar el número de errores que puede llegar a tener un sistema que cuenta con codificación convolucional se encuentra en las ecuaciones No. (2.28) y (2.29).

$$BER < \frac{(q-1)q^{-LR_0/R_c}}{[1 - q^{-(R_0-R_c)/R_c}]^2} \quad (2.28)$$

$$R_c \leq R_0$$

$$R_0 = \log_2 \frac{2}{1 + e^{-E_c/N_0}} \quad (29)$$

Donde:

q , Número de símbolos de entrada del canal.

L , Longitud de restricción.

R_0 , Velocidad de corte.

R_c , Velocidad de código.

E_c/N_0 , Relación energía por bit codificado a ruido.

Con esta fórmula se obtiene las curvas de *BER*, la cual puede ser comparada con la obtenida en simulaciones.

Otra forma de hacer esta comprobación es mediante la ganancia de código G , la cual es calculada con la siguiente ecuación No. (2.30) [12].

$$G(\text{dB}) = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{sin codificar}} (\text{dB}) - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{codificado}} (\text{dB}) \quad (2.30)$$

Donde:

$\frac{E_b}{N_0}$, Energía del bit a ruido.

$G(\text{dB})$, Ganancia en dB

Esta fórmula también puede ser aplicada para una codificación de bloques.

2.5.2.2 CODIFICACIÓN REED SOLOMON

Los códigos Reed Solomon son códigos cíclicos no binarios y constituyen un subconjunto de los códigos BCH, que a su vez son una subclase de los códigos de bloque [62,63].

Un código no binario es un conjunto de palabras código de longitud fija en el cual los elementos de las palabras código son elegidos de un alfabeto de q símbolos, la cual se muestra en la ecuación No. (2.31).

$$q = 2^{k_{RS}} \quad (2.31)$$

k_{RS} es el mensaje a codificar y q toma valores de 0, 1, 2, hasta $q-1$. Los parámetros más importantes de un codificador Reed Solomon(n_{RS}, k_{RS}, t) son [64]:

$$\begin{aligned} n_{RS} &= \text{tamaño del mensaje a codificar (no binario)} \\ k_{RS} &= \text{tamaño del mensaje codificado (no binario)} \\ t &= \text{errores que puede corregir.} \end{aligned}$$

Sus propiedades se muestran en las ecuaciones No. (2.32), (2.33), (2.34), (2.35) y (2.36).

Tamaño del bloque, n_{RS} :

$$n_{RS} = 2^{k_{RS}} - 1 \quad \text{símbolos} \quad (2.32)$$

Capacidad de corrección, t :

$$\begin{aligned} t &= \frac{D_{\min} - 1}{2} \\ t &= \frac{n_{RS} - k_{RS}}{2} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Tamaño de la paridad:

$$\text{Paridad} = n_{RS} - k = 2t \quad \text{símbolos} \quad (2.34)$$

Distancia mínima, D_{\min} :

$$D_{\min} = n_{RS} - k_{RS} - 1 = 2t - 1 \quad \text{símbolos} \quad (2.35)$$

Velocidad del código, R_c :

$$R_c = k_{RS} / n_{RS} \quad (2.36)$$

Donde:

n_{RS} , Tamaño del mensaje a codificar (no binario).

k_{RS} , Tamaño del mensaje codificado (no binario).

t , Errores que puede corregir.

D_{\min} , Distancia mínima.

El desempeño de un decodificador *hard decision* puede ser caracterizado por su probabilidad de errores por bit, la cual se muestra en la ecuación No. (2.37).

$$BER = \frac{2^{k_{RS}-1}}{2^{k_{RS}} - 1} \left[\frac{1}{n_{RS}} \sum_{i=t+1}^{n_{RS}} i \binom{n_{RS}}{i} P_M^i (1 - P_M)^{n_{RS}-i} \right] \quad (2.37)$$

Donde:

- P_M , Probabilidad de error por símbolo de la modulación del sistema.
- n_{RS} , Tamaño del mensaje a codificar (no binario).
- k_{RS} , Tamaño del mensaje codificado (no binario).

Al igual que el caso anterior, se elige la codificación convolucional y Reed Solomon ya que son dos de las codificaciones recomendadas por el estándar IEEE 802.16 WiMAX.

2.5.3 ENTRELAZADOR

La función principal del entrelazador es proteger los datos transmitidos contra los errores producidos por las ráfagas.

Cuando los datos son enviados a altas tasas de transmisión, es posible que algunos bits se pierdan. El entrelazador puede llegar a resolver este problema. Todos los datos son transmitidos con algunos bits de redundancia, tales como bits de corrección de errores. Cuando ocurren los errores por ráfagas y algunos de estos bits son alterados, los símbolos no pueden ser decodificados correctamente. Anexando un entrelazador, los bits de un determinado número de símbolos son entrelazados y transmitidos. De este modo, la ráfaga afecta sólo un número de bits que pueden ser corregidos y los errores se disminuyen [40,65,66].

2.5.4 FILTRO DE COSENO REALZADO

El filtro de coseno realzado es usado para reducir la interferencia entre símbolos. Su nombre se debe a que la parte no nula del espectro frecuencia es un coseno con mayor amplitud, ubicándose por arriba del eje que representa las frecuencias [40,65,66].

La función de transferencia del filtro de coseno realzado y el factor de roll off se muestran en las ecuaciones No. (2.39) y (2.39).

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ \cos^2 \left\{ \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left[\frac{|f|T_s - (1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & |f| \geq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad (2.39)$$

Donde:

$H(f)$, Función de transferencia.

f , Frecuencia.

T_s , Período de la señal.

α , Factor de roll off.

Su respuesta al impulso está indicada por la relación No. (2.40)

$$h(t) = \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x} \left[\frac{\cos(\alpha \pi x)}{1 - 4\alpha^2 x^2} \right], \quad x = \frac{t}{T_s} \quad (2.40)$$

Donde:

t , Tiempo.

$H(t)$, Función de transferencia.

T_s , Período de la señal.

α , Factor de roll off.

La respuesta al impulso de un filtro de coseno alzado se muestra en la Fig. No. 2.13.

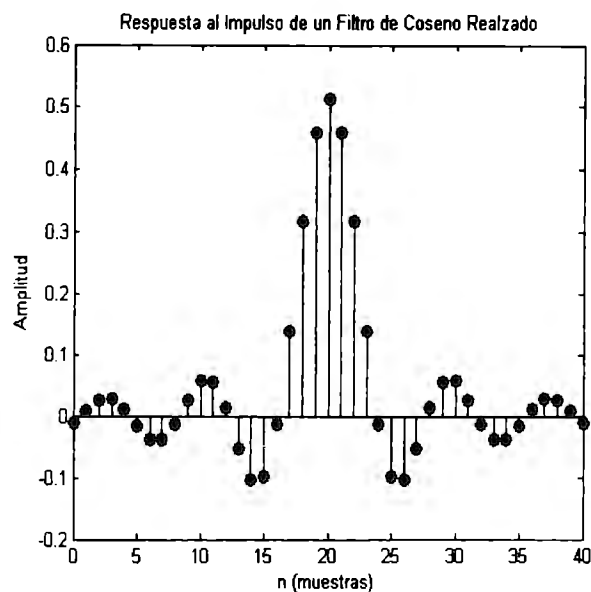


Figura 2.13 Respuesta al impulso de un filtro de coseno realzado

2.5.5 SISTEMA ADAPTATIVO

Un sistema adaptativo es aquel que es capaz de adaptar sus recursos (modulación, codificación, entre otros) en su transmisión y recepción de datos de acuerdo a los cambios presentados en el medio de transmisión [67].

En los últimos años se ha hablado de los sistemas adaptativos en el área de las comunicaciones, cada uno con sus propias características. Por ejemplo, en GSM cuenta con un sistema adaptativo

en cuanto a potencia ya que cuando el usuario se encuentra cerca de la antena, la potencia enviada es menor que cuando está más alejada [68,69,70]; otro ejemplo es la modulación codificada adaptativa que está siendo desarrollada [4,71-75]. Otra opción es utilizando los elementos que se han tratado hasta ahora en este documento y añadiendo otro elemento: un estimador, con el cual se podrán estimar las características del canal para que el sistema pueda cambiar entre sus características o modos.

Como ya se ha visto hasta ahora, el canal de transmisión puede presentar diferentes características; en determinado tiempo puede presentar muy buenas condiciones o en otras ocasiones, sus características puede que no sean las mejores. A esto se le agrega que estas peores condiciones se presentan durante un periodo de tiempo corto, es decir, no son las que predominan. Esto implica que, si se modelara un sistema muy robusto, de tal manera que tratara de corregir la mayor cantidad de errores posible a través de varios tipos de codificación y modulaciones menos complejas, el sistema se estaría desaprovechando la mayor parte del tiempo, acortando su tiempo de vida. Una forma de evitar esto es mediante un sistema adaptativo que conforme la cantidad de ruido variara, algunos elementos sean o no agregados. Por ejemplo, si el fading no fuera muy severo se podría utilizar un solo tipo de codificación o incluso con la modulación sería suficiente. Es aquí donde surge el concepto de modos adaptativos.

Los modos adaptativos son aquellos que definen las características, tales como tipo de codificadores y/o moduladores, de un sistema de acuerdo a las condiciones del medio durante la transmisión y recepción.

2.5.6 ESTIMADOR

Un estimador se puede definir como un elemento que, de acuerdo a la información que él posee y a determinados parámetros establecidos, determina o estima una o varias características de un sistema [76].

En el caso de las telecomunicaciones y específicamente en este trabajo, la función del estimador es determinar la cantidad de ruido que contiene la señal a partir de la información con fading y del conocimiento de determinada cantidad de información, la cual pueden por medio de los bits piloto [77,78,79].

Los bits piloto son un conjunto de bits que son enviados cada determinado tiempo y que son conocidos por el receptor. Por medio de ellos se pueden conocer algunas características del canal ya que pueden ser comparados con la información que llega, la cual tiene esos mismos bits piloto pero contaminados como si fuera la misma información a través de determinados parámetros [80,81].

Para que el estimador pueda llevar a cabo su objetivo es necesario que haga una comparación entre los bits piloto que ya conoce y los bits piloto que recibe, los cuales pasan por el canal y contienen la misma cantidad de ruido que los bits que contienen la información. Esta comparación la puede realizar mediante una diferencia (para establecer cómo fue afectada la magnitud) y la correlación (para saber si hubo desplazamiento de fase). La primera es obtenida mediante la resta entre magnitudes de los bits piloto sin ruido y los recibidos ya con ruido. La correlación se explica en la siguiente sección.

2.5.6.1 COEFICIENTE DE CORRELACIÓN

En probabilidad y estadística, la correlación es una medida de dependencia existente entre variables aleatorias, es decir, indica la relación existente entre dos variables. Se dice que dos variables cuantitativas están correlacionadas cuando los valores de una de ellas tienen una pequeña variación con respecto a los valores homónimos de la otra [82,83].

La correlación es obtenida mediante el coeficiente de correlación, el cual es un valor cuantitativo de la relación entre dos o más variables. En la ecuación No. (2.41) se muestra la fórmula con la cual se obtiene este coeficiente.

$$\rho(x,y) = \frac{\sum_i (x_i - m_x)(y_i - m_y)}{\sqrt{\sum_i (x_i - m_x)^2 \sum_i (y_i - m_y)^2}} \quad (2.41)$$

Donde:

ρ , Coeficiente de correlación.

x, y , Variables a correlacionar.

m_x, m_y , Valor medio de las variables a correlacionar.

Las propiedades del coeficiente de correlación son las siguientes se muestran en las ecuaciones No. (2.42), (2.43) y (2.44).

a) Los valores posibles del coeficiente de correlación pueden ser de -1 a 1.

$$-1 \leq \rho \leq 1 \quad (2.42)$$

b) Si las variables son estadísticamente independientes, entonces,

$$\rho = 0 \quad (2.43)$$

En este caso se dice que las variables aleatorias X e Y no están correlacionadas, es decir, son totalmente diferentes.

c) Cuando las variables están relacionadas linealmente, entonces, el coeficiente de correlación es igual a 1.

$$\rho = 1 \quad (2.44)$$

Es decir, conforme el valor del coeficiente de correlación es más cercano a 1, las variables aleatorias están correlacionadas, es decir son muy parecidas. Por el contrario, si dos variables aleatorias son estadísticamente independientes, no están correlacionadas sino que se tiene una correlación inversa o negativa.

Este término será de utilidad para el estimador, ya que con él se podrá determinar la relación entre la señal enviada y la recibida.

3. METODOLOGÍA

La metodología seguida para la realización de este trabajo de tesis está basada en la implementación en Matlab de cada uno de los elementos mencionados en el capítulo anterior (elementos del sistema y canales de transmisión). Cada uno de ellos es implementado y probado por separado para después anexarlos a los demás formando una cadena concatenada de ellos.

Los elementos necesarios para cumplir con los objetivos propuestos son los siguientes.

- Modulación
- Codificación
- Entrelazador
- Filtro de coseno realzado
- Estimador
- Modelado de canal a través de:
 - Canales estadísticos
 - Cadenas markovianas
 - Series temporales

A continuación se encuentra la metodología seguida para cada elemento, explicando sus características principales aplicándolas al modelado de canal planteado para que en la siguiente sección se expongan los resultados obtenidos.

3.1 PRESENTACIÓN DEL PROBLEMA

Antes de iniciar la metodología, es necesario establecer de manera concreta el escenario propuesto para desarrollar toda la metodología.

Se desea modelar un canal de comunicaciones inalámbrico en la frecuencia de 2.5 GHz con una tasa de transmisión de 4.36 Mbps, en una zona semi-urbana, la cual se define como una zona con

zonas habitacionales dispersas, con pocos edificios altos. Esto da como resultado una zona en donde se puede tener una línea de vista intensa entre el transmisor y el receptor y que el receptor podría llegar a alcanzar velocidades de hasta 100 Km/hr, por tanto, es necesario modelar un canal en donde se caracterice el movimiento del usuario. Además, en este sistema se busca optimizar lo más posible los recursos del sistema.

Lo anterior representa una guía para modelar el canal por medio de los canales estadísticos, cadenas de Markov o series temporales, como fue indicado en la explicación de su teoría en el capítulo anterior.

3.2 ELEMENTOS BÁSICOS DEL SISTEMA

Para lograr un sistema de comunicaciones inalámbrico eficiente y probar la metodología planeada para obtener un modelado de canal adecuado al escenario establecido, se necesitan algunos elementos básicos. Ellos son:

- Modulador / Demodulador
- Codificador / Decodificador
- Entrelazador / Desentrelazador
- Filtros

A continuación se explicarán las características de cada uno de ellos con el diagrama de bloques del sistema a simular en cada caso.

3.2.1 MODULACIÓN QAM

El principal objetivo de las simulaciones para este elemento es obtener las gráficas del *BER* para la modulación mencionada en el capítulo anterior (*16QAM*). Se inició con un sistema que tiene como componentes un generador de bits, el modulador, el demodulador y un canal gaussiano entre los dos anteriores. El diagrama del sistema a simular se encuentra en la Fig. No. 3.1.

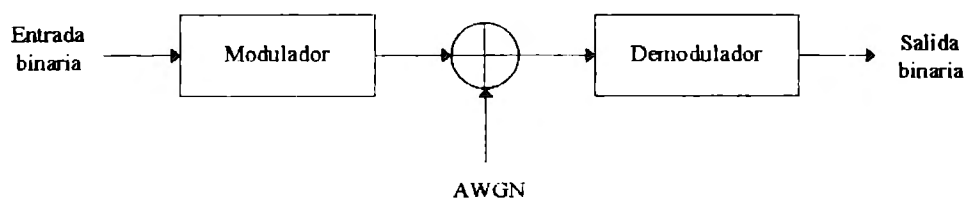


Fig. 3.1 Diagrama de bloques del sistema con modulación

La simulación del diagrama de bloques de la figura anterior es importante ya que, siendo la modulación uno de los elementos principales, es necesario asegurar que la implementación es correcta. Para ello, se compara la gráfica de *BER* obtenida a partir del sistema de la Fig. No. 3.1 con la curva de *BER* obtenida a través de la fórmula de la ecuación No. (2.25) para verificar que son iguales. Es importante mencionar que la curva de *BER* a obtener será mediante las

instrucciones de Matlab, donde a un conjunto de bits modulados se le suman variables aleatorias que siguen una pdf gaussiana y de nueva cuenta se demodulan.

3.2.2 CODIFICACIÓN

En la Fig. No. 3.2 se muestra el diagrama de bloques de las simulaciones a realizar para las codificaciones recomendadas por el estándar 802.16 WiMAX, específicamente Reed Solomon (64,48) y codificación convolucional 2/3.

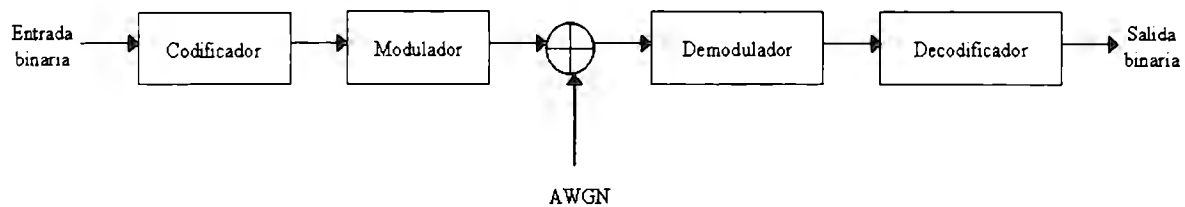


Fig. 3.2 Diagrama de bloques del sistema con codificación

Las simulaciones que se hicieron fueron 3:

- ◆ Con codificación convolucional.
- ◆ Con codificación Reed Solomon.
- ◆ Con doble codificación, es decir, incluye las dos anteriores.

De la misma manera que en la modulación, estas pruebas deben ser realizadas para verificar la correcta implementación de las codificaciones y así puedan ser anexadas al sistema final.

3.2.2.1 CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL

Dentro de la codificación convolucional, el estándar WiMAX recomienda dos tipos: *CC 2/3*, *CC 5/6*. De estos dos, por su desempeño, se eligió la codificación convolucional 2/3. Así, siguiendo las recomendaciones del estándar [46], se realizará la siguiente simulación para esta sección:

Tabla 3.1 Características del sistema con codificación convolucional

	Codificación Convolucional	Modulación
Prueba 1	2/3	16QAM

Las características de la codificación convolucional son las siguientes:

- ◆ $N = 3$
- ◆ $K = 2$
- ◆ $L = 5$
- ◆ $Rc = 2/3$

El diagrama del codificador convolucional a simular se encuentra en la Fig. No. 3.3. Su implementación en Matlab está basada en las instrucciones de la librería de comunicaciones, la

cual, para este tipo de codificación, está basado en estructuras de Trellis definidas por el mismo software.

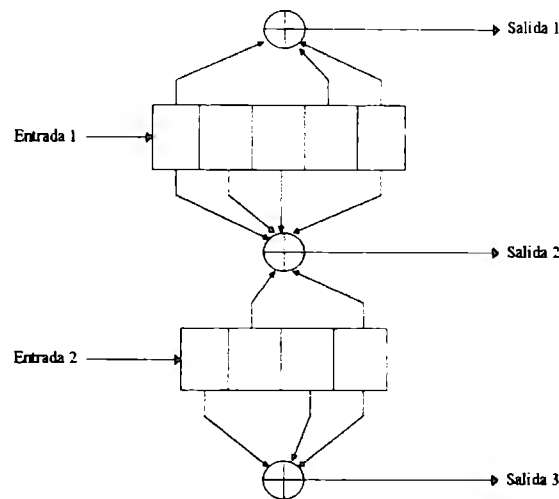


Fig. 3.3 Codificador convolucional

Existen dos fórmulas para comprobar el correcto funcionamiento de este codificador en Matlab: por medio de la ganancia o por la fórmula de *BER* para este tipo de codificación de la ecuación No. (2.29). Se comprobará la implementación mediante la fórmula de ganancia de la Ecuación (2.31).

3.2.2.2 CODIFICACIÓN REED SOLOMON

El estándar 802.16 recomienda varios tipos de Codificación Reed Solomon, sin embargo, dado que sólo se va a usar modulación 16QAM, se usará Reed Solomon(64,48,8).

La simulación a realizar con esta codificación tiene las siguientes características.

Tabla 3.2 Características del sistema con codificación Reed Solomon

	Codificación Reed Solomon	Modulación
Prueba 2	(64,48,8)	16QAM

El diagrama de bloques para este tipo de codificación es el mismo que el mostrado en la Fig. No. 3.2, donde el codificador Reed Solomon se encuentra en el bloque correspondiente a *codificación*.

De igual manera que para la modulación, la curva de *BER* obtenida con la ecuación No. (2.38), será comparada con la que se obtenga en simulaciones en Matlab con las características anteriores para comprobar el correcto funcionamiento y así anexar este bloque para formar un sistema de comunicaciones.

3.2.2.3 DOBLE CODIFICACIÓN

Las condiciones de un canal de comunicaciones pueden variar y algunas veces puede afectar de manera severa las características de la señal enviada; por ello es frecuente agregar dos tipos de

codificación. A esto se le denomina códigos concatenados y generalmente se combina una codificación binaria con otra no binaria. El diagrama de bloques de este tipo de sistemas es el siguiente.

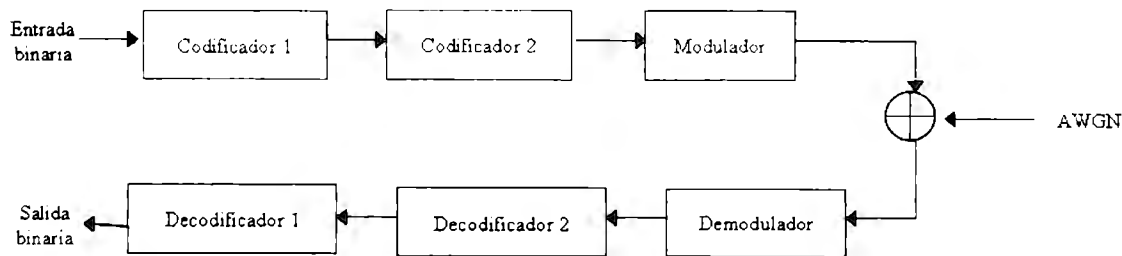


Fig. 3.4 Diagrama de bloques del sistema con doble codificación

El diagrama de la Fig. No. 3.4 será implementado también en Matlab una vez que se compruebe el correcto funcionamiento de los dos bloques de codificación anteriores.

Una de las opciones que recomienda el estándar 802.16 es la siguiente.

Tabla 3.3 Características del sistema con doble codificación

	Codificación 1	Codificación 2	Modulación
Prueba 3	Reed Solomon(64,48,8)	Convolutional 2/3	16QAM

Así, la velocidad de la codificación concatenada es la multiplicación de la velocidad de código de cada uno.

$$R_c = \frac{k_{RS}}{n_{RS}} \cdot \frac{K}{N} \quad (3.1)$$

$\frac{k_{RS}}{n_{RS}}$, Velocidad de código de Reed Solomon.

$\frac{K}{N}$, Velocidad de código convolutional

Por tanto, la velocidad de codificación para la Prueba 3 es:

$$R_c = \frac{48}{64} \cdot \frac{2}{3} = \frac{1}{2}$$

El principal objetivo de esta simulación es preparar este sistema con doble codificación para que pueda ser usado cuando se hagan las pruebas de los canales modelados. Al igual que en los casos anteriores, el canal usado en la Prueba 3 es AWGN, por tanto, es muy probable que no se aprecie el efecto de la doble codificación ya que otra función de la doble codificación es corregir los errores producidos por ráfagas y este canal no presenta este problema.

3.2.3 ENTRELAZADOR

El diagrama a simular en el cual se agrega el bloque del entrelazador y desentrelazador se encuentra en la Fig. No. 3.5.

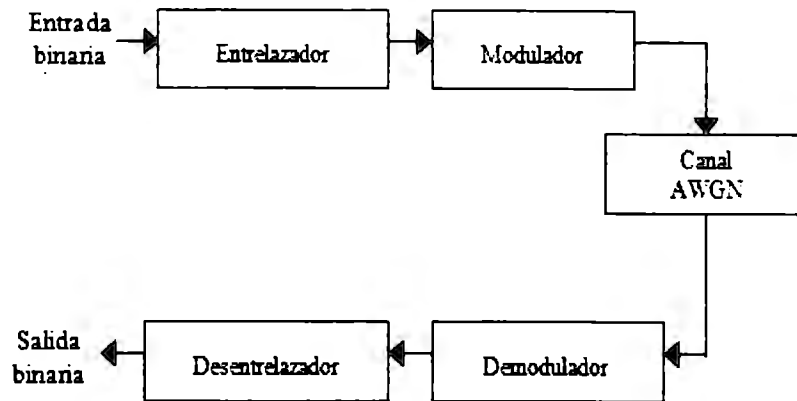


Fig. 3.5 Diagrama de bloques del entrelazador

En este caso, el entrelazador y desentrelazador está representado en el programa como una línea de código gracias a la librería de funciones con que cuenta Matlab. La característica principal de este entrelazador es:

- Tamaño de bloque: 192.

Este dato también es recomendado por el estándar de WiMAX de acuerdo al tipo de modulación y codificación usada [63].

Como se mencionó en el capítulo anterior, el entrelazador ayudará a que la cantidad de errores recibidos sea menor, lo cual se observará mejor cuando los canales modelados sean aplicados. Sin embargo, también se puede apreciar esta mejoría en el canal AWGN, lo cual se mostrará en el siguiente capítulo. Una vez que se muestren que este elemento mejora la tasa de error por bit, podrá ser anexado a los elementos anteriores, tal como lo muestra el diagrama de bloque de la Fig. No. 3.6.

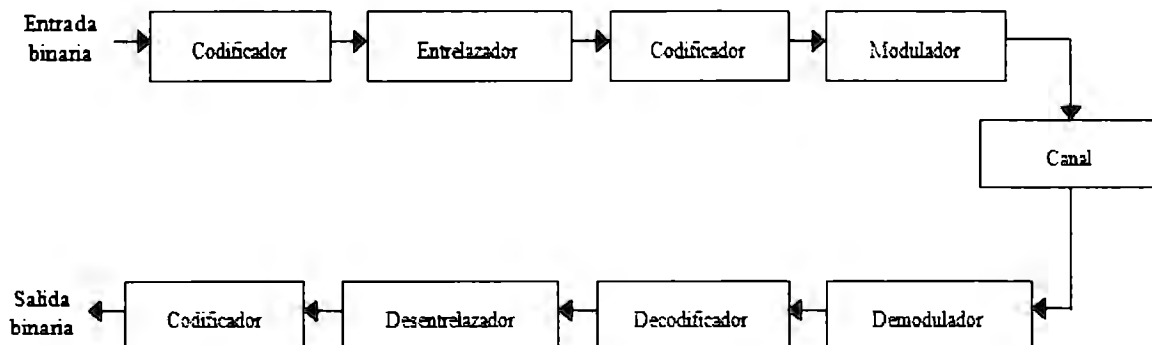


Fig. 3.6 Diagrama de bloques del entrelazador en el sistema

3.2.4 FILTRO DE COSENO REALZADO

El filtro de coseno realzado se encuentra antes y después del canal. En el diagrama de bloques de la Fig. No. 3.7 se aprecia mejor su ubicación.

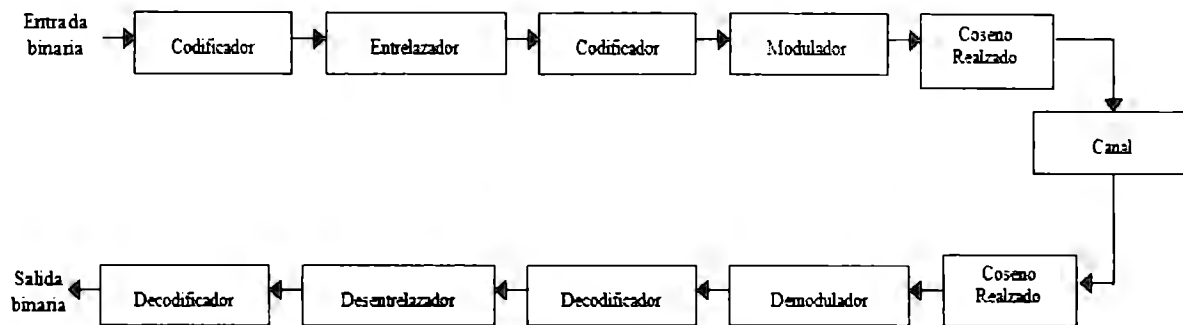


Fig. 3.7 Diagrama de bloques del filtro de coseno realzado

Las características que tendrá este filtro en el sistema final se muestran a continuación.

- Orden del filtro: 40
- *Roll off*: 0.25

De la misma forma que en el bloque del entrelazador, la función de este filtro es reducir la interferencia intersímbolo, la cual generalmente no se presenta en el canal gaussiano. El efecto de este filtro se podrá apreciar de mejor manera cuando se implementen los canales estadísticos y las cadenas markovianas.

3.3 GENERACIÓN DEL CANAL DE COMUNICACIONES

El diagrama de bloques de los sistemas para la simulación de los canales mencionados en el capítulo anterior es el mostrado en la Fig. No. 3.8. Las principales características de los canales estadísticos en un sistema es que tienen un comportamiento no lineal en el dominio del tiempo y su impacto con la señal es multiplicativo en tiempo para los canales estadísticos y sumatorio para el AWGN.

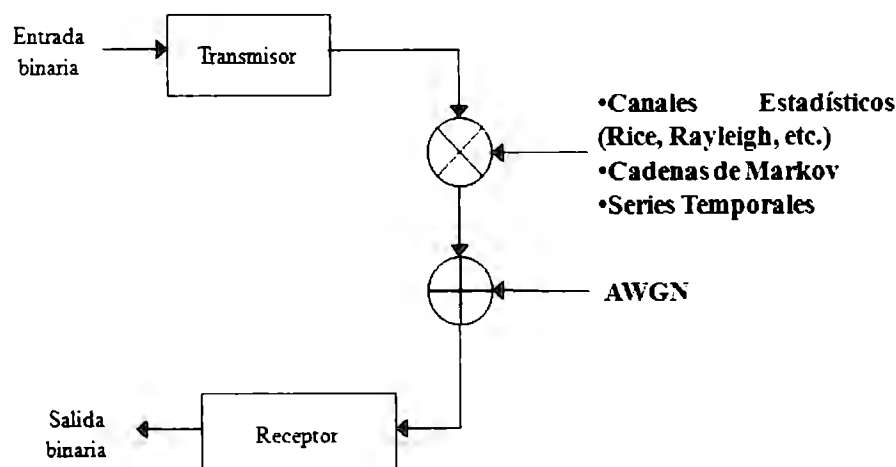


Fig. 3.8 Diagrama de bloques del sistema con canales estadísticos

La codificación usada en el transmisor y receptor es la convolucional $(2/3,5)$ y Reed Solomon $(64,48)$, además de modulación $16QAM$; dichas características son las indicadas por la norma de WiMAX, como se mencionó anteriormente. Las simulaciones de los canales Rayleigh y Rice son basadas en las aportaciones hechas por Nikolay Kostov [84], Prabhu y Shankar [85]. El rango de frecuencias en las que trabaja WiMAX es de 2 a 11 GHz [63]. Para las simulaciones siguientes, se toma como frecuencia 2.5 GHz.

En las siguientes secciones se explica de manera detallada la metodología seguida para el modelado de canal por medio de canales estadísticos, cadenas de Markov y el análisis con series temporales.

3.3.1 CANALES ESTADÍSTICOS

Los canales estadísticos abordados en este trabajo de tesis son:

- Rice, el cual caracteriza una línea de vista con multicamino entre el transmisor y el receptor.
- Rayleigh, usado para especificar que el usuario está en movimiento y que presenta multicamino.

En el diagrama de la Fig. No. 3.9 de bloques se puede apreciar la ubicación de los canales estadísticos en el sistema.

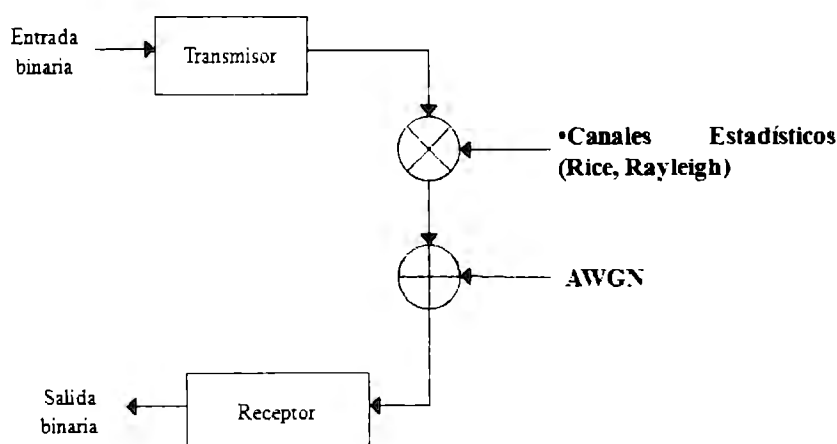


Fig. 3.9 Diagrama de bloques de los canales estadísticos

Para cada uno de los canales anteriormente mencionados se sugieren varias pruebas, las cuales se muestran en la tabla siguiente.

Tabla 3.4 Características de las pruebas con los canales estadísticos

Tipo de Canal		Características de la Comparación
Prueba A	Rice	Varios valores de K en un sistema con sólo modulación y con un sistema sin fading. ($K = 14, 7, 5$ y 0 dB)
Prueba B	Rice	Diversos tipos de codificación a un canal Rice $K = 7$ dB.
Prueba C	Rice	Diferentes tasas de transmisión.

Prueba D	Rayleigh	Comparación con canal AWGN
Prueba E	Rayleigh	Variación de la velocidad del usuario.
Prueba F	Rayleigh	Variación de números de caminos posibles de la señal.
Prueba G	Rayleigh	Diversas tasas de transmisión

En el capítulo siguiente se muestran los resultados de cada prueba y el efecto de cada canal con sus características específicas mediante curvas de *BER*.

La generación del desvanecimiento de tipo Rice el cual caracteriza una LOS es caracterizado a través de la pdf de Rice.

3.3.2 CADENAS DE MARKOV

Otra forma de realizar un modelado de canal es por medio de las cadenas markovianas, ofreciendo un modelo más completo que los canales estadísticos, ya que representa una combinación de estos.

Dadas las características del escenario, se proponen hasta cuatro tipos de canal:

- Canal A: Rice $K = 14$ dB, que representa al canal cuando presenta las mejores condiciones ya que existe una LOS muy intensa.
- Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr, que es cuando el usuario presenta esta velocidad y multicamino.
- Canal C: Rice $K = 7$ dB, indicando la existencia de LOS pero con menor intensidad que el canal A.
- Canal D: Rice $K = 5$ dB, que representa que el canal es más ruidoso pero sin llegar a Rayleigh y que el usuario no presenta movimiento. Aquí, el multicamino comienza a predominar.

Con el objetivo de mostrar el efecto de las cadenas markovianas, el sistema simulado cuenta con modulación $16QAM$ y la doble codificación. Así, el diagrama de bloques del sistema simulado en esta sección es el mostrado en la Fig. No. 3.10 [86,87,88].

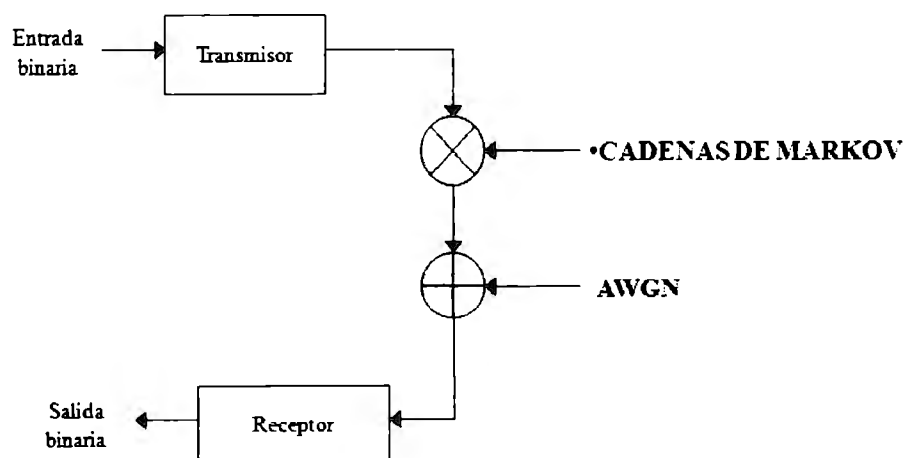


Fig. 3.10 Diagrama de bloques del sistema con canal markoviano

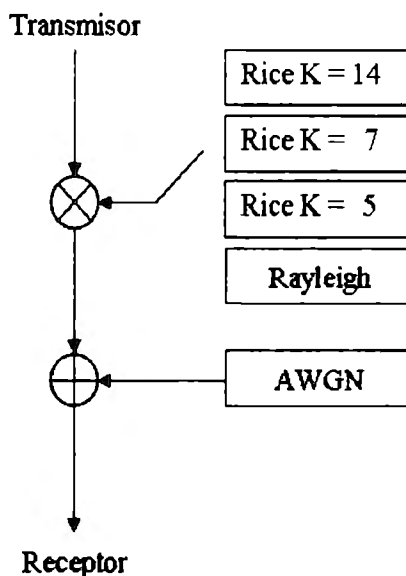


Fig. 3.11 Diagrama del canal cuando se usan cadenas de Markov

Como lo muestra la Fig. No. 3.10, las cadenas de Markov representan el canal, es decir el fading multiplicativo, el cual se encuentra inmediatamente después del transmisor. En el diagrama de la Fig. No. 3.11 se puede apreciar de mejor manera las cadenas markovianas ya que todo este proceso es llevado a cabo por el switch ubicado en lo que corresponde al fading multiplicativo. Esta conmutación se lleva a cabo entre los canales estadísticos determinados anteriormente de acuerdo a las probabilidades indicadas por la matriz de transiciones.

La metodología seguida para la implementación de un canal markoviano en Matlab fue mediante pruebas con matrices de transiciones en donde se pudiera identificar el vector de estado estacionario a simple vista y por tanto, obtener así los primeros resultados que confirmen lo anterior. A continuación se muestran las características del canal para las primeras pruebas.

3.3.2.1 CADENAS DE MARKOV DE DOS ESTADOS

La matriz de transiciones que representa un canal markoviano de dos estados se muestra en la ecuación No. (3.2).

$$P = \begin{pmatrix} P_{AA} & P_{AB} \\ P_{BA} & P_{BB} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Donde:

- ⇒ Canal A: Rice $K = 14$ dB, que representa al canal cuando presenta las mejores condiciones con una LOS muy intensa.
- ⇒ Canal B: Rayleigh, Cuando el usuario presenta una velocidad de 60 Km/hr y multicamino.

Varios tipos de simulaciones son propuestas para comprobar que la implementación de las cadenas de Markov era la correcta. Sus características se muestran en la Tabla 3.5, cuyo vector de estado estacionario se obtiene con la ecuación No. (2.22).

Tabla 3.5 Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de dos estados

	Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado H	$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [1 \quad 0]$
Sistema Conmutado I	$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \quad 1]$
Sistema Conmutado J	$P = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.2 \\ 0.8 & 0.2 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.8 \quad 0.2]$
Sistema Conmutado K	$P = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.8 \\ 0.2 & 0.8 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.2 \quad 0.8]$
Sistema Conmutado L	$P = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.5 \quad 0.5]$

Para cada prueba es calculado el vector de estado estacionario para interpretar las características de cada matriz de transición. Este vector de estado estacionario es calculado por medio de la fórmula indicada en la ecuación No. (2.23). Para las siguientes pruebas, este vector es calculado de la misma manera.

Las primeras dos simulaciones indicadas en la Tabla 3.5 tienen características similares ya que cada una indica que la probabilidad de que se presente un canal sea del 100%, por ejemplo, para la Prueba H, se tiene que la probabilidad de que esté en el canal A sea del 100% y en la Prueba I es para el canal B la probabilidad del 100%. Con ello se desea comprobar que si se establece una matriz de transiciones donde el 100% o el 80% de la probabilidad se encuentre sólo en un canal deben obtenerse resultados similares a aquellos cuando sólo se usa el canal estadístico. La Prueba L es propuesta para observar el comportamiento de este canal cuando la probabilidad de que esté en cualquiera de los dos estados sea la misma. En el siguiente capítulo se encuentran los resultados.

Una vez realizadas estas pruebas, se propone una matriz de transiciones adecuada al escenario.

Tabla 3.6 Característica del canal markoviano de dos estados

	Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado para Prueba 4	$P = \begin{bmatrix} 0.68 & 0.32 \\ 0.75 & 0.25 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.7 \quad 0.3]$

Esta matriz propuesta indica que la probabilidad de que se encuentre en el Canal A es del 70%, y el otro 30% estará en el Canal B. Esta matriz fue propuesta imaginando una zona urbana en donde es muy posible que exista una LOS con poco multicamino.

3.3.2.2 CADENAS DE MARKOV DE TRES ESTADOS

La matriz de transiciones correspondiente a este tipo de canal se muestra en la ecuación No. (3.3).

$$P = \begin{pmatrix} P_{AA} & P_{AB} & P_{AC} \\ P_{BA} & P_{BB} & P_{BC} \\ P_{CA} & P_{BC} & P_{CC} \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Donde:

- ⇒ Canal A: Rice $K = 14$ dB, representando al canal cuando presenta una LOS muy intensa.
- ⇒ Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr, que es cuando el usuario presenta esta velocidad y multicamino.
- ⇒ Canal C: Rice $K = 7$ dB, indicando que el canal no está en sus mejores condiciones, pero tampoco es un canal muy ruidoso.

Las pruebas propuestas para este modelo son muy parecidas a las del markoviano de dos estados. De igual manera, esto debe realizarse para comprobar la correcta implementación de este tema en Matlab. La Tabla 3.7 muestra las características de cada prueba.

Tabla 3.7 Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de tres estados

	Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado M	$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [1 \ 0 \ 0]$
Sistema Conmutado N	$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \ 1 \ 0]$
Sistema Conmutado O	$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \ 0 \ 1]$
Sistema Conmutado P	$P = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.8 \ 0.1 \ 0.1]$
Sistema Conmutado Q	$P = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.8 & 0.1 \\ 0.1 & 0.8 & 0.1 \\ 0.1 & 0.8 & 0.1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1 \ 0.8 \ 0.1]$
Sistema Conmutado R	$P = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.8 \\ 0.1 & 0.1 & 0.8 \\ 0.1 & 0.1 & 0.8 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1 \ 0.1 \ 0.8]$

Sistema Conmutado S	$P = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.4 & 0.2 \\ 0.4 & 0.4 & 0.2 \\ 0.4 & 0.4 & 0.2 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.4 \quad 0.4 \quad 0.2]$
Sistema Conmutado T	$P = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.4 & 0.4 \\ 0.2 & 0.4 & 0.4 \\ 0.2 & 0.4 & 0.4 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.2 \quad 0.4 \quad 0.4]$
Sistema Conmutado U	$P = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.2 & 0.4 \\ 0.4 & 0.2 & 0.4 \\ 0.4 & 0.2 & 0.4 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.4 \quad 0.2 \quad 0.4]$
Sistema Conmutado V	$P = \begin{bmatrix} 0.33 & 0.33 & 0.34 \\ 0.33 & 0.33 & 0.34 \\ 0.33 & 0.33 & 0.34 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.33 \quad 0.33 \quad 0.34]$

Las tres primeras simulaciones de la anterior son muy parecidas ya que en cada una se indica por medio del vector de estado estacionario que la probabilidad de que permanezca en un determinado canal es del 100% o del 80%, lo cual es apreciado en el vector de estado estacionario de cada caso. Con ello se desea obtener curvas de *BER* parecidas a aquellas que son simuladas solamente con este tipo de canales para comprobar el funcionamiento del canal markoviano. Así mismo, se proponen más pruebas en donde se pueda apreciar el efecto de las cadenas markovianas, estableciendo que la probabilidad de que se encuentre preferentemente entre dos canales (Canal A y B, Canal B y C, Canal A y C). La curva de *BER* deberá encontrarse entre los dos canales dependiendo el caso. Otra prueba es propuesta en donde la probabilidad de que se encuentre en cualquiera de los tres canales sea la misma, obteniendo un modelado de canal que incluye la combinación de los tres posibles estados.

Una vez hechas las pruebas para comprobar la correcta implementación del canal markoviano de tres estados, se propone una matriz de transiciones para el escenario. Esta matriz indica que la probabilidad de que se encuentre en un buen canal, es decir, con una LOS muy intensa (Rice $K = 14$ dB) es menor que cuando el usuario está en movimiento con una velocidad de 60 Km/hr (Rayleigh) o cuando tiene una LOS pero menos intensa (Rice $K = 7$ dB). Este modelo de canal le da más importancia a un usuario con movimiento y cuando hay una línea de vista pero que no es excelente.

Tabla 3.8 Características del canal markoviano de tres estados

	Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
Prueba 5	$P = \begin{bmatrix} 0.1166 & 0.5072 & 0.3762 \\ 0.0675 & 0.4682 & 0.4643 \\ 0.1507 & 0.5208 & 0.3285 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1062 \quad 0.4940 \quad 0.4010]$

3.3.2.3 CADENAS DE MARKOV DE CUATRO ESTADOS

La matriz de transiciones general para el canal markoviano de cuatro estados se muestra en la relación No. (3.4)

$$P = \begin{pmatrix} P_{AA} & P_{AB} & P_{AC} & P_{AD} \\ P_{BA} & P_{BB} & P_{BC} & P_{BD} \\ P_{CA} & P_{CB} & P_{CC} & P_{CD} \\ P_{DA} & P_{DB} & P_{DC} & P_{DD} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Donde:

- ⇒ Canal A: Rice $K = 14$ dB.
- ⇒ Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr y multicamino.
- ⇒ Canal C: Rice $K = 7$ dB.
- ⇒ Canal D: Rice $K = 5$ dB, que representa que el canal es más ruidoso pero sin llegar a Rayleigh y el usuario no presenta movimiento.

De nueva cuenta, varias pruebas son propuestas, las cuales son muy parecidas a las anteriores. La siguiente tabla muestra las características de dichas pruebas.

Tabla 3.9 Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de cuatro estados

Matriz de Transición P		Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado W	$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$
Sistema Conmutado X	$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$
Sistema Conmutado Y	$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \ 0 \ 1 \ 0]$
Sistema Conmutado Z	$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$
Sistema Conmutado AA	$P = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.1 & 0.4 & 0.1 \\ 0.4 & 0.1 & 0.4 & 0.1 \\ 0.4 & 0.1 & 0.4 & 0.1 \\ 0.4 & 0.1 & 0.4 & 0.1 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.4 \ 0.1 \ 0.4 \ 0.1]$

Sistema Conmutado AB	$P =$	$\begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.4 & 0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.4 & 0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.4 & 0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.4 & 0.4 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1 \quad 0.1 \quad 0.4 \quad 0.4]$
Sistema Conmutado AC	$P =$	$\begin{bmatrix} 0.1 & 0.4 & 0.1 & 0.4 \\ 0.1 & 0.4 & 0.1 & 0.4 \\ 0.1 & 0.4 & 0.1 & 0.4 \\ 0.1 & 0.4 & 0.1 & 0.4 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1 \quad 0.4 \quad 0.1 \quad 0.4]$

Al igual que en los dos casos de canales markovianos anteriores, se hicieron las primeras pruebas cuando la probabilidad de que esté en cada canal sea del 100% u 80%. Los resultados deben ser similares a los de las secciones anteriores, es decir, las curvas de *BER* obtenidas deben ser parecidas a las obtenidas cuando sólo se usan los canales estadísticos. Estas pruebas son de gran utilidad para comprobar la correcta implementación de un proceso markoviano en un canal de transmisión. Tres pruebas más son propuestas, tal como en el modelado de canal anterior, es decir, que la probabilidad de que se encuentre entre dos canales específicos, donde se deberá observar una curva de *BER* ubicada entre esos dos canales, según sea el caso.

Una vez rectificadas la implementación del canal basado en cadenas de Markov de cuatro estados, se deberán obtener los resultados a partir de una matriz de transiciones adecuada para el escenario. Este tipo de canales formados por cuatro estados ya ha sido realizado por otros autores, es por eso que este modelado está basado en ellos [2].

Tabla 3.10 Características del canal markoviano de cuatro estados

		Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado para Prueba 6	$P =$	$\begin{bmatrix} 0.4 & 0.25 & 0.25 & 0.1 \\ 0.06 & 0.6 & 0.3 & 0.04 \\ 0.07 & 0.38 & 0.45 & 0.1 \\ 0.15 & 0.3 & 0.3 & 0.25 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.107 \quad 0.4605 \quad 0.3466 \quad 0.0859]$

En dicha matriz se indica que la probabilidad mayor se encuentra entre el Canal B (usuario en movimiento) y el Canal C (Rice $K = 7$ dB, una LOS no tan intensa como el Canal A). Esto se puede apreciar mejor en su vector de estado estacionario.

3.3.2.4 CADENAS DE MARKOV DE CINCO ESTADOS

Inicialmente se podría suponer que entre mayor sea la cantidad de estados agregados a una cadena de Markov, mejor será caracterizado el canal. Sin embargo, también es probable que exista un límite en el número de estados de la cadena de Markov, para ello se proponen otras pruebas con las siguientes características.

La matriz de transiciones propuesta para un canal de cinco estados se muestra enseguida.

$$P = \begin{pmatrix} P_{AA} & P_{AB} & P_{AC} & P_{AD} & P_{AE} \\ P_{BA} & P_{BB} & P_{BC} & P_{BD} & P_{BE} \\ P_{CA} & P_{CB} & P_{CC} & P_{CD} & P_{CE} \\ P_{DA} & P_{DB} & P_{DC} & P_{DD} & P_{DE} \\ P_{EA} & P_{EB} & P_{EC} & P_{ED} & P_{EE} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

Donde:

- ⇒ Canal A: AWGN, es decir, sin fading multiplicativo. Representa el mejor canal, o sea, el que presenta menos pérdidas.
- ⇒ Canal B: Rice $K = 7$ dB
- ⇒ Canal C: Rice $K = 10$ dB
- ⇒ Canal D: Rice $K = 17$ dB
- ⇒ Canal E: Rayleigh, el usuario no presenta movimiento pero sí multicamino. Representaría el peor canal.

Las matrices de transición para cada caso junto con su vector de estado estacionario se encuentran en la siguiente tabla.

Tabla 3.11 Características de los sistemas conmutados usando cadenas de Markov de cinco estados

	Número de Estados	Matriz de Transición	Vector de Estado Estacionario
Sistema Conmutado AD	2	$P = \begin{pmatrix} 0.68 & 0.32 \\ 0.75 & 0.25 \end{pmatrix}$	$\pi = [0.7 \quad 0.3]$
Sistema Conmutado AE	3	$P = \begin{pmatrix} 0.1531 & 0.715 & 0.1319 \\ 0.1487 & 0.8221 & 0.0292 \\ 0.0714 & 0.816 & 0.1126 \end{pmatrix}$	$\pi = [0.14 \quad 0.8 \quad 0.06]$
Sistema Conmutado AF	4	$P = \begin{pmatrix} 0.4 & 0.25 & 0.25 & 0.1 \\ 0.06 & 0.6 & 0.3 & 0.04 \\ 0.07 & 0.38 & 0.45 & 0.1 \\ 0.15 & 0.3 & 0.3 & 0.25 \end{pmatrix}$	$\pi = [0.107 \quad 0.4605 \quad 0.3466 \quad 0.0859]$
Sistema Conmutado AG	5	$P = \begin{pmatrix} 0.25 & 0.25 & 0.2 & 0.25 & 0.05 \\ 0.08 & 0.25 & 0.3 & 0.25 & 0.12 \\ 0.1 & 0.2 & 0.4 & 0.2 & 0.1 \\ 0.1 & 0.15 & 0.4 & 0.25 & 0.1 \\ 0.05 & 0.2 & 0.32 & 0.18 & 0.25 \end{pmatrix}$	$\pi = [0.11 \quad 0.201 \quad 0.349 \quad 0.224 \quad 0.126]$

Estas matrices de estado estacionario también representan un escenario para una zona semi-urbana y sus características están basadas en [1,2,89].

Una vez establecidas las matrices de transiciones para diferentes números de estados, es necesario conocer la curva de BER para cada uno. Después, se debe hacer un análisis

comparándolas para saber si cuando se tienen cuatro o cinco estados se obtienen resultados completamente diferentes o si son similares entre cada prueba. Con ello se podrá determinar qué número de estados es suficiente para caracterizar un canal.

3.4 SISTEMA ADAPTATIVO

Para lograr el objetivo del sistema adaptativo de optimizar los recursos con los que cuenta el sistema (modulación, diversos tipos de codificación, etc.) se realizaron dos tipos de sistemas en este trabajo. El primero está basado en un valor límite de *BER*, lo cual es un sistema muy ideal, y el segundo está basado en el uso de un estimador. A continuación se explica la metodología de ambos sistemas.

3.4.1 SISTEMA ADAPTATIVO 1

Dado que uno de los parámetros más importantes a tomar en cuenta en un sistema es la tasa de error por bit, una opción para formar un sistema adaptativo es mediante este parámetro [39].

La metodología que se siguió para la primera propuesta de un sistema adaptativo se desarrolla de la siguiente manera. Primero se establece un valor de referencia de *BER* donde el sistema funcione de manera óptima y eficiente. La condición que se tiene en un principio es un sistema con codificación para después conmutar a uno con solamente modulación y, por otro lado, se hará un monitoreo de la *BER*. Cuando la probabilidad de error por bit sea menor que lo establecido, se envía un aviso para cambiar las características del sistema y después, si es necesario, regresar a la condición anterior si el estado del canal empeora.

El sistema sigue las características indicadas en el estándar 802.16. Los componentes de dicho sistema son los siguientes:

- Codificación: Reed Solomon (64,48)
- Modulación *M-QAM*, donde $M = 16$
- Entrelazador
- Canal gaussiano

El objetivo a lograr en las simulaciones es tener un sistema que pueda conmutar de acuerdo a las características del canal. Esto es, cuando el canal introduzca un excesivo número de errores, el sistema contará con una modulación y codificación robusta, y cuando las características del canal mejoren, se tendrá una modulación con más niveles ya que las condiciones del canal indican que habrá menos posibilidad de un error.

Las características de cada bloque del transmisor y receptor están también basadas en el estándar IEEE 802.16 WiMAX. El diagrama de bloques del sistema se encuentra en la Fig. No. 3.12. Los resultados siguiendo esta metodología se muestran en el siguiente capítulo.

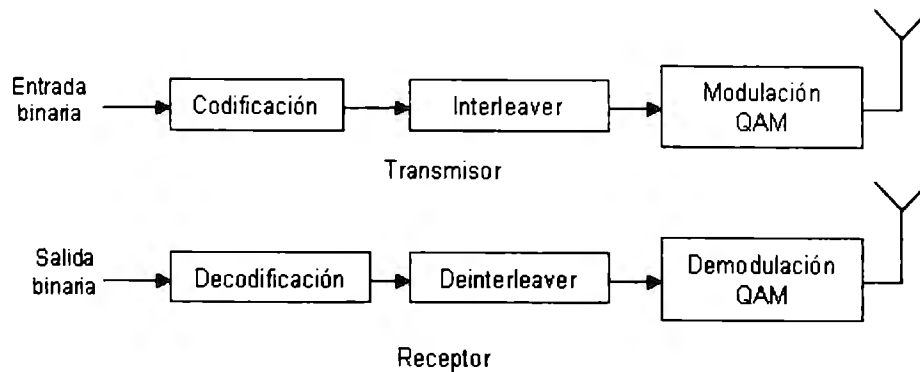


Fig. 3.12 Diagrama de bloques del sistema adaptativo 1

3.4.2 SISTEMA ADAPTATIVO 2

El tipo de canal propuesto en este trabajo está conformado principalmente por cuatro tipos de canales estadísticos, donde el Rice con $K = 14$ dB es considerado como un canal con las mejores condiciones (no introduce mucho ruido) y el Rayleigh es el que presenta las peores condiciones por la cantidad de ruido que agrega a la información enviada. Dado que se conoce que en algún momento el canal presentará mucho fading, es necesario agregar otros tipos de codificación, por ejemplo, la doble codificación que se ha usado hasta ahora. Sin embargo, no siempre estarán presentes estas condiciones y es probable que se estén utilizando más recursos de los que son necesarios.

El sistema adaptativo propuesto estará formado por cuatro modos diferentes:

- Modo 1: $16QAM$
- Modo 2: $16QAM$ + Codificación Convolutiva $2/3$
- Modo 3: $16QAM$ + Reed Solomon(64,48)
- Modo 4: $16QAM$ + Codificación Convolutiva $2/3$ + Reed Solomon(64,48)

El Modo 1 representa el sistema menos complejo de todos los modos, por tanto, éste estará asignado para cuando el canal no presenta mucho ruido, que en este caso, es Rice $K = 14$ dB. El Modo 4 es el sistema más complejo de los cuatro modos ya que es el que presenta mayor robustez ante errores por los dos tipos de codificación, siendo el más apropiado para cuando las condiciones del canal son las peores, que en este caso, es cuando la señal presenta desvanecimiento Rayleigh, es decir, cuando el usuario está en movimiento y la señal presenta multicamino.

El sistema completo simulado se encuentra en la Fig. No. 3.13.

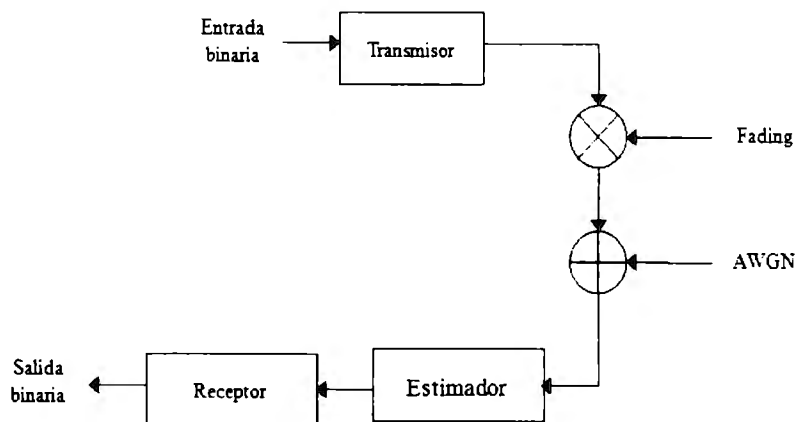


Fig. 3.13 Diagrama de bloques del sistema adaptativo 2

Los bloques de transmisor y receptor contienen las características de cada uno de los modos. Una vez que la señal es tratada por el transmisor (se codifica y/o modula) y pasa por el canal, es recibida por el estimador, en donde, como ya se mencionó en el capítulo anterior, toma los bits piloto y los compara con los bits piloto que él conoce pero sin ruido. Del estimador se determina qué tanto ruido es introducido en la información original y se decide qué modo tendrá para la próxima transmisión de información. Por ejemplo, si el estimador determina que el ruido es muy grande, indicará que el mejor modo a usar en la próxima transmisión es el Modo 4 para que pueda corregir de mejor manera los errores; por el contrario, si el estimador indica que el canal no presenta mucho ruido, el modo más conveniente a usar podría ser el Modo 1, ya que podría ser posible que con el modulador se puedan corregir los errores, optimizando los recursos.

Anteriormente se presentaron tres modelos de canales markovianos, donde las características de los elementos básicos del sistema están basadas en el estándar 802.16 WiMAX. Ellos son los siguientes:

- Dos estados: Rice $K = 14$ dB y Rayleigh.
- Tres estados: Rice $K = 14$ dB, Rayleigh y Rice $K = 7$ dB.
- Cuatro estados: Rice $K = 14$ dB, Rayleigh, Rice $K = 7$ dB y 5 dB.

Para cualquiera de estos modelos, no importando la cantidad de canales estadísticos que incluya el procedimiento markoviano, el estimador tendrá las mismas características en su salida. Esto es, el estimador, indicará de entre los cuatro modos anteriormente establecidos cuál es el más conveniente en ese momento.

Para llevar a cabo el sistema adaptativo 2, es necesario explicar la metodología del estimador, ya que es el elemento que permite la transición entre modos. Esta metodología representa un sistema más real, ya que a comparación del anterior donde se monitoreaba el valor de *BER* para realizar la conmutación, aquí se deduce la cantidad de ruido que existe en el canal y que afecta la señal. A continuación se explica la forma en que el estimador será implementado para después ser usado para conformar el segundo sistema adaptativo.

3.4.2.1 ESTIMADOR

El diagrama a bloques del estimador implementado en Matlab se encuentra en la Fig. No. 3.14.

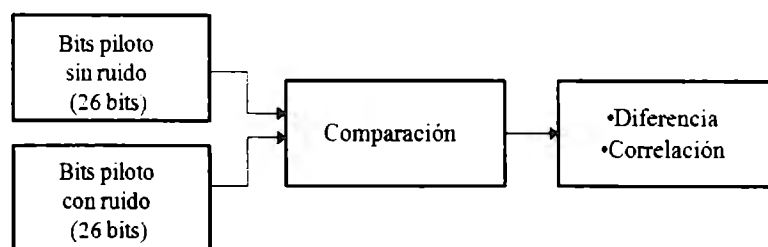


Fig. 3.14 Diagrama a bloques del estimador

La forma en que opera el estimador es la siguiente. En un principio, los bits piloto, los cuales están formados por 26 bits (aleatoriamente generados) y son añadidos cada 156 bits. Este parámetro fue establecido para simular la información en un sistema inalámbrico actual, tal como lo haría GSM [9].

Una vez que la información binaria ya pasó por el canal llega al estimador. El estimador identifica y separa los bits piloto, los cuales están contaminados de la misma forma que la información original. A continuación, esos bits pilotos con fading son comparados con los bits piloto que el estimador tiene en su memoria y que no contienen ruido. Para ello, dos parámetros son utilizados:

- Diferencia. Ésta se obtiene de la diferencia promedio de las magnitudes de los bits piloto que pasaron por el canal y los bits piloto sin ruido.
- Correlación. Obtenida del promedio de la correlación entre los bits piloto con y sin fading. Esto servirá para comparar la forma de ambas señales, indicando si hubo un desplazamiento de fase.

Estos parámetros son tomados en cuenta debido a las características que presentan los símbolos en la modulación 16QAM, ya que en esta modulación tanto la magnitud como el ángulo son factores elementales para el proceso. Existen cuatro principales posibilidades de que se presente la señal recibida con respecto a la señal enviada. Ellas se muestran a continuación con su figura correspondiente.

- La misma magnitud y fase. Este es el caso ideal, es decir, cuando no existe un canal que introduzca ruido entre el transmisor y receptor. La constelación de la señal recibida sería exactamente igual a la enviada, como se mostró en la Fig. No. 2.10 y la señal enviada y recibida se vería como las gráficas de la Fig. No. 3.15.

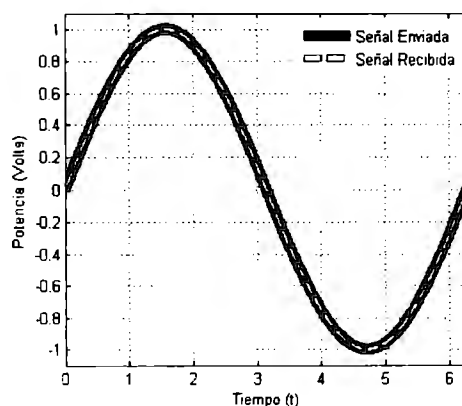


Fig. 3.15 Señales con misma amplitud y fase

- b) La misma fase pero diferente amplitud. Aunque la fase es la misma, la diferencia entre amplitudes puede provocar errores (como lo muestra la Fig. No. 3.16) que tal vez no podrían ser corregidos con la modulación, ya que la posición original del símbolo será diferente. Esto se puede apreciar en la constelación de la Fig. No. 3.17.

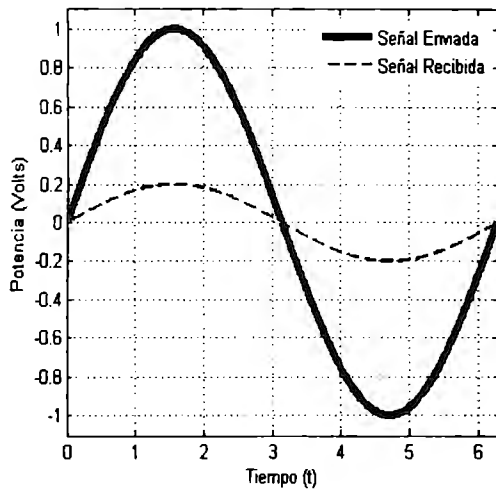


Fig. 3.16 Señales con misma amplitud y diferente fase

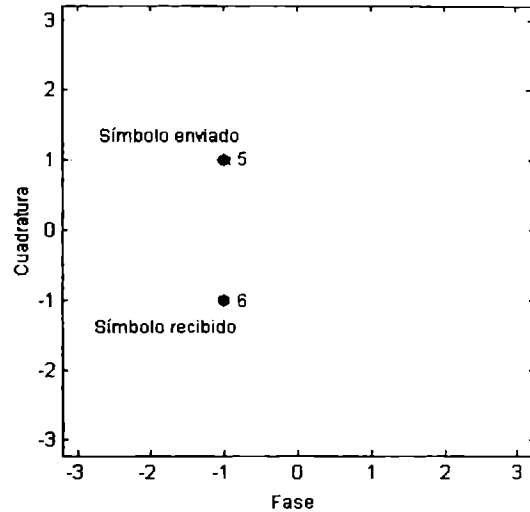


Fig. 3.17 Constelación con misma fase, diferente amplitud

- c) La misma amplitud con diferente fase. Al igual que el caso anterior, dada la diferencia en la fase, existe una gran probabilidad de que el símbolo recibido sea completamente diferente al enviado. Las Fig. No. 3.18 y 3.19 muestran esto.

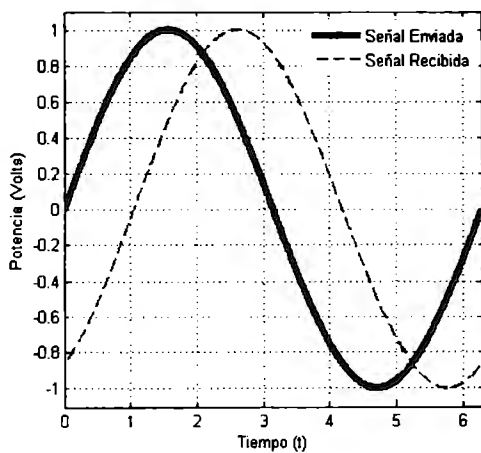


Fig. 3.18 Señales con misma fase y diferente amplitud

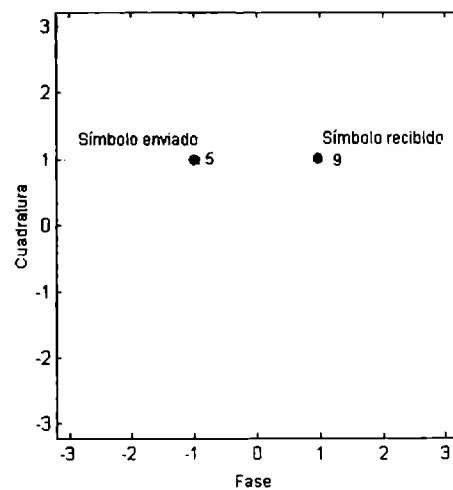


Fig. 3.19 Constelación con misma amplitud, diferente fase

- d) Diferentes en amplitud y fase. Aquí los dos casos anteriores están combinados, es decir, tanto la fase como la magnitud es diferente lo cual se ve reflejado en errores en el demodulador. Esto se puede apreciar en las Fig. No. 3.20 y 3.21.

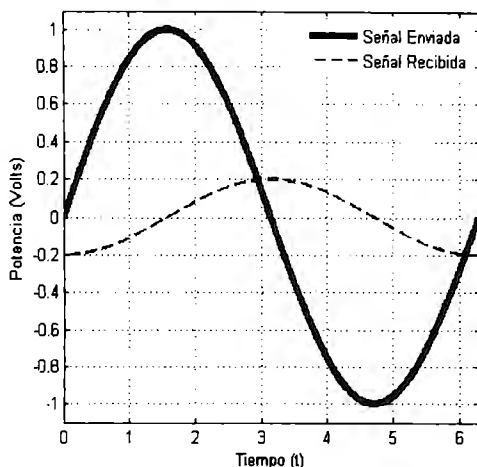


Fig. 3.20 Señales con diferente amplitud y fase

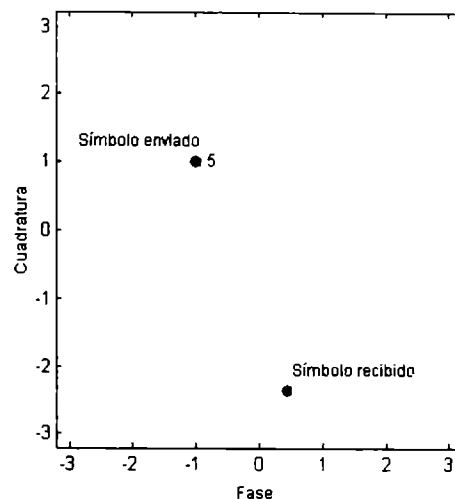


Fig. 3.21 Constelación con diferente amplitud y fase

El primer paso a realizar es determinar el valor aproximado de los parámetros anteriores para cada uno de los canales. Esto resultará útil para el sistema que cambiará entre modos, es decir, que sus características cambiarán dependiendo de las condiciones de ruido del canal. Los valores de las diferencias y correlaciones se encuentran en el siguiente capítulo. Una vez que se conozca el valor aproximado de los parámetros anteriores (de acuerdo a la intensidad del ruido sobre la señal) el estimador enviará un mensaje indicando el modo a usar para la próxima transmisión de datos.

3.5 SERIES TEMPORALES

Como ya se mencionó en el capítulo anterior, las series temporales son un conjunto de información medida en intervalos de tiempo sucesivos uniformes. De igual forma se mencionó en los objetivos que el propósito de esta sección es analizar esta metodología para formar un modelo general que pueda ser implementado para otras frecuencias. A continuación se explica la metodología seguida para este análisis y para futuras líneas de investigación en este tema.

El primer paso para la implementación de las series temporales es conocer el comportamiento del canal por donde será transmitida la información, es decir, las atenuaciones. Para ello, es necesario recolectar la información sobre dichas atenuaciones provocadas por el canal para comenzar a formar la serie temporal. Dado que lo recolectado son las atenuaciones en determinado lugar, estas medidas incluyen ya los fenómenos anteriormente mencionados además de otros, por ejemplo, sombras, lluvia, entre otros.

Las Fig. No. 3.22 y 3.23 muestran las atenuaciones presentadas para un canal, por ejemplo, Rice con $K = 7$ dB con una señal moduladora de 2.5 GHz.

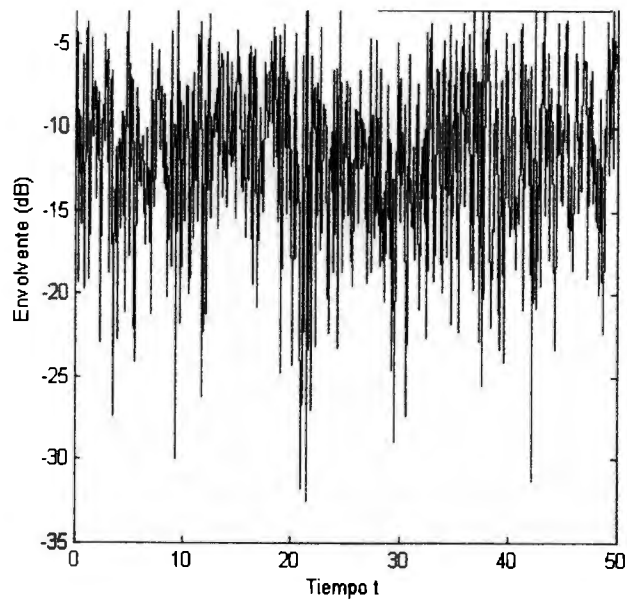


Fig. 3.22 Envolvente de la señal con desvanecimiento Rice

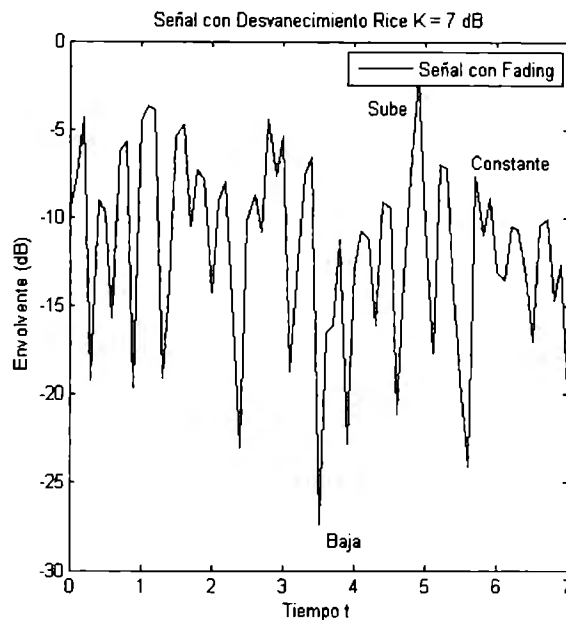


Fig. 3.23 Envolvente de la señal con desvanecimiento Rice

De acuerdo a las figuras anteriores, se pueden apreciar tres casos que pueden presentarse a lo largo de la señal:

- Casi constante (C): es decir, que el nivel atenuación varía muy poco.
- Decreciente (D): la señal presenta una atenuación grande con respecto al punto anterior.
- Creciente (U): la señal aumenta en su potencia con respecto al punto anterior.

Esta forma de clasificación de las atenuaciones en la señal es el punto clave para realizar las series temporales y es la misma que Fiebig expone en su artículo. [54] Esta clasificación se obtiene a través de la diferencia entre la atenuación presente y la anterior de la siguiente manera:

- Casi constante: $-1 \text{ dB} \leq \text{diferencia} \leq 1 \text{ dB}$
- Decreciente: $\text{diferencia} < -1 \text{ dB}$
- Creciente: $\text{diferencia} > 1 \text{ dB}$

A partir de aquí, se realizará un análisis de cada caso mencionado anteriormente, tomando en cuenta las probabilidades condicionales. Esto se realizará mediante una tabla donde las columnas contienen las posibles atenuaciones presentes y los renglones representan todas las posibles atenuaciones pasadas, dando como resultado un análisis de probabilidades condicionales. A través de esta tabla se obtienen muchas ventajas ya que con ella se puede determinar de mejor manera todo el conjunto de probabilidades y observar qué casos de atenuaciones ocurren con mayor frecuencia, pues estos datos serán los más confiables por su mayor número de eventos que en realidad sucedieron. Es decir, es probable que determinados eventos no sucedan mucho, por ejemplo, que estando en una atenuación de 40 dB pase a una atenuación de 0 dB. Este tipo de eventos son los menos confiables y por tanto, el análisis se debe acotar a determinados eventos de probabilidades condicionales. Es importante mencionar que esta tabla es hecha para cada caso, una muestra de ella se encuentra en el Fig. 3.24. El diagrama de flujo de este procedimiento se presenta en la Fig. No. 3.25.


		Atenuaciones presentes en dB					
		40	39	38	37	...	0
Atenuaciones pasadas en dB	40						
	39						
	38						
	37						
	⋮						
	0						

Fig. 3.24 Tabla de probabilidades condicionales para metodología de series temporales

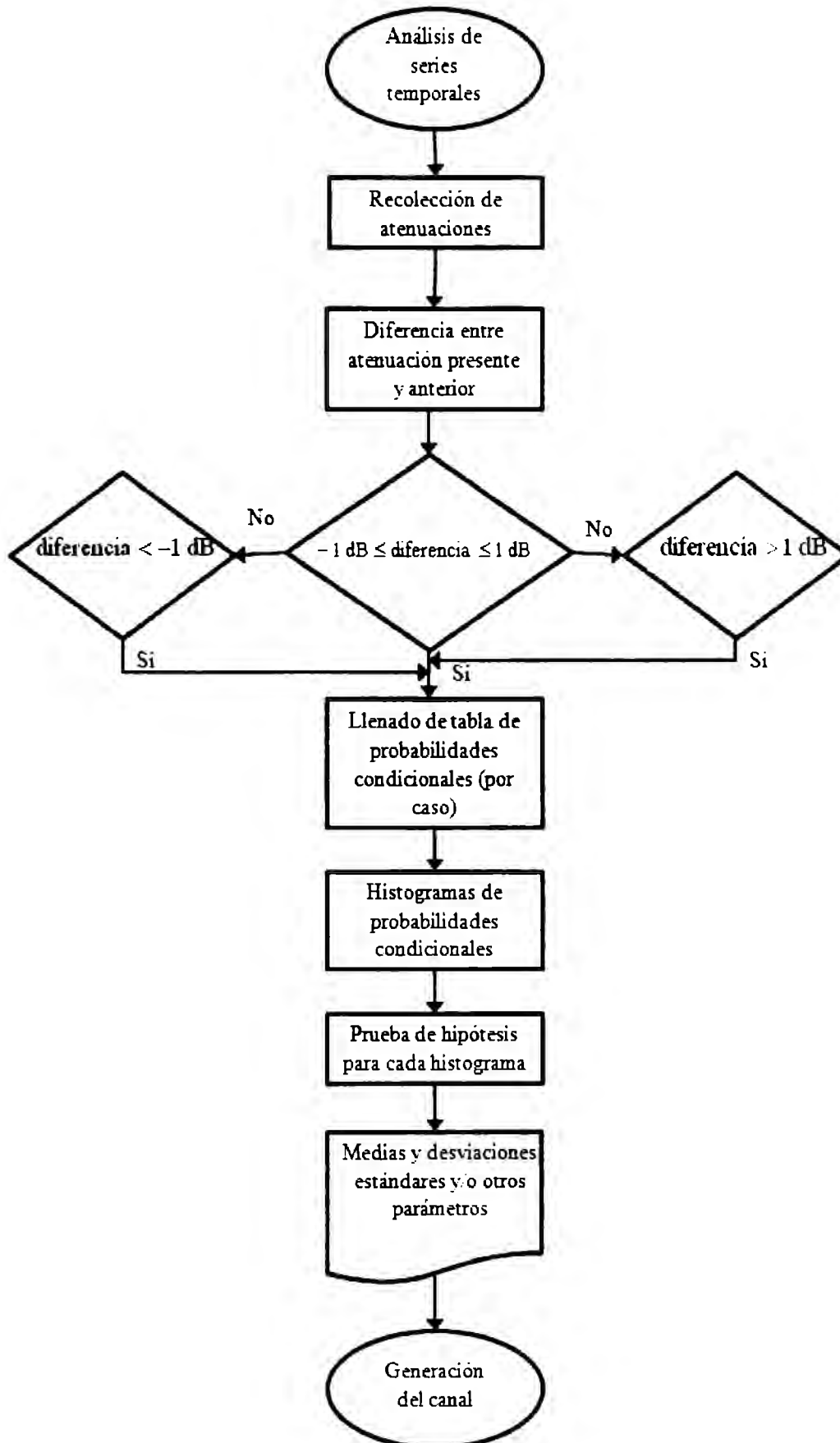


Fig. 3.25 Diagrama de flujo de la metodología seguida para el tema de series temporales

Una vez determinado el valor de probabilidad condicional de cada evento, se realizarán los histogramas de cada caso por columnas, es decir, de acuerdo a las atenuaciones presentes. Las gráficas obtenidas a partir de estos histogramas deben ser analizadas para determinar si siguen una función de densidad de probabilidad, como lo comprueba Fiebig en su estudio donde encontró que seguían un pdf normal. En el caso de que así sea para el análisis de la frecuencia estudiada en este trabajo (2.5 GHz), los valores más importantes a obtener de cada caso son la media y desviación estándar. En caso contrario de que no siga una pdf normal, es necesario establecer los parámetros más importantes de esa pdf. Este procedimiento se realiza con una prueba de hipótesis, por tanto, una prueba de hipótesis para una pdf normal con un intervalo de confianza de 99% será realizada y sus resultados se mostrarán en el siguiente capítulo.

Con estos datos se podrá obtener una tabla donde se tendrá la atenuación presente, el caso en el que se encuentra (creciente, decreciente o constante) y la media y desviación estándar, o en otros casos el parámetro importante de la pdf observada, para que en trabajos posteriores esta información pueda ser usada para la generación de un canal, donde no sólo se incluyan determinados fenómenos como se hizo para un canal modelado con cadenas de Markov, que dependía de los canales estadísticos.

La generación de este nuevo modelado de canal se llevaría a cabo a través del diagrama de bloques de la Fig. No. 3.26.

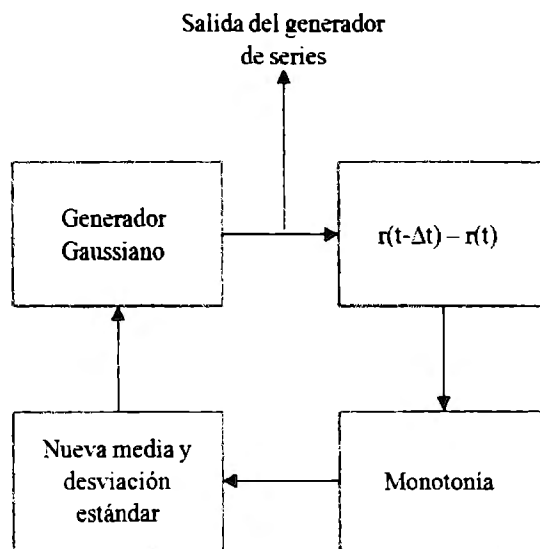


Fig. 3.26 Generador de atenuaciones para series temporales

El diagrama anterior está formada por cuatro bloques principales: un bloque de diferencia, uno de monotonía que establece la media y desviación estándar y el generador de variables aleatorias gaussianas. Su funcionamiento deberá ser el siguiente: la atenuación presente y anterior son analizadas y se determina qué caso se sigue de acuerdo al criterio de diferencias mencionado anteriormente. Una vez reconocido el caso, el bloque de monotonía cuenta con una base de datos donde contiene los casos y valores de medias y desviaciones estándares, los cuales serán indicados por el siguiente bloque que enviará dicha información al generador gaussiano, creando la nueva atenuación.

El diagrama de la Fig. No. 3.26 corresponde a un generador de variables aleatorias gaussianas y es recomendado en el caso de que las gráficas obtenidas de los histogramas sigan una pdf normal,

en otros casos, el generador de variables tendría las características de la pdf observada para la frecuencia estudiada.

Es así como se podría crear un nuevo canal donde se caractericen muchos fenómenos a la vez: LOS, multicamino, sombras, dispersión, entre otros. El diagrama de bloques del sistema en el cual se incorporarían las series temporales es el siguiente.

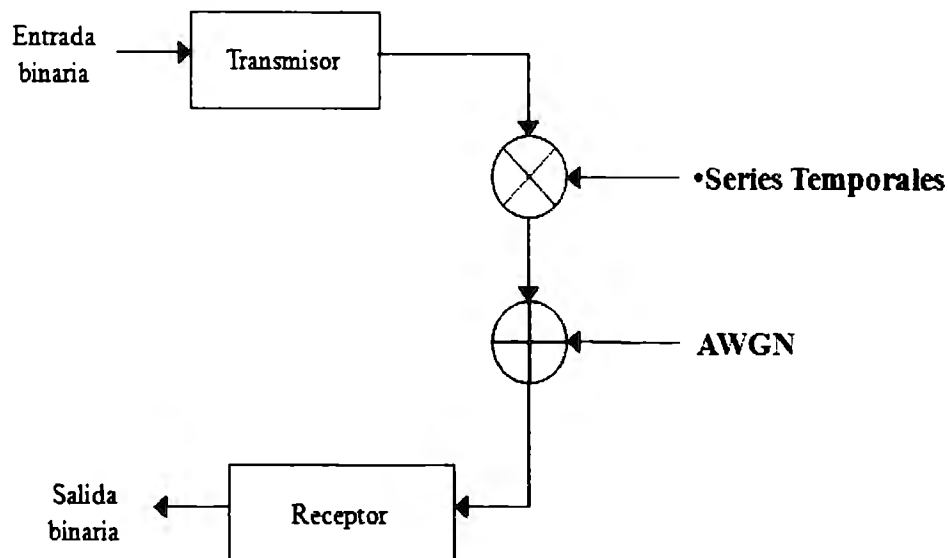


Fig. 3.27 Diagrama de bloques del modelado de canal con series temporales

El diagrama de la Fig. 3.27 muestra que el generador mostrado en la Fig. No. 3.26 ocupa el lugar de *Series Temporales* en la figura anterior. Sin embargo, en este trabajo sólo se abarca hasta el análisis de las atenuaciones con el propósito de determinar la factibilidad de que esta metodología pueda ser aplicada a diferentes frecuencias y no solamente a 40 GHz como lo mostró Fiebig.

4. RESULTADOS

El principal objetivo de este capítulo es mostrar los resultados de cada una de las simulaciones hechas, siguiendo la metodología mencionada en el capítulo anterior. Es decir, aquí se muestran todos lo obtenido conforme se fueron agregando los bloques del sistema. Los bloques incluidos son los siguientes:

- Modulación
- Codificación
- Entrelazador
- Filtro de coseno realzado
- Canales
- Cadenas de Markov
- Estimador
- Series temporales

4.1 ELEMENTOS BÁSICOS DEL SISTEMA

4.1.1 MODULACIÓN 16QAM

De acuerdo al diagrama de la Fig. No. 3.1, las constelaciones obtenidas en las simulaciones hechas para 16QAM se muestran en las Fig. No. 4.1 y 4.2.

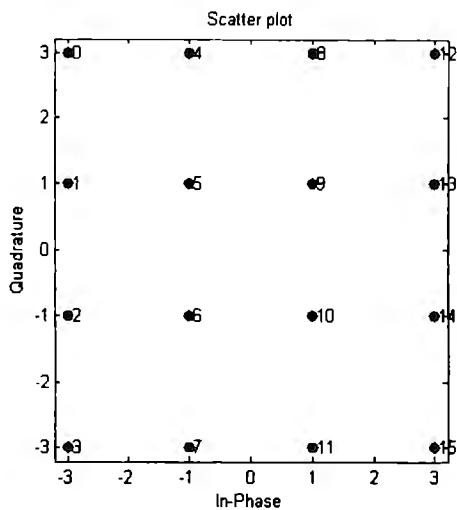


Fig. 4.1 Constelación de 16QAM

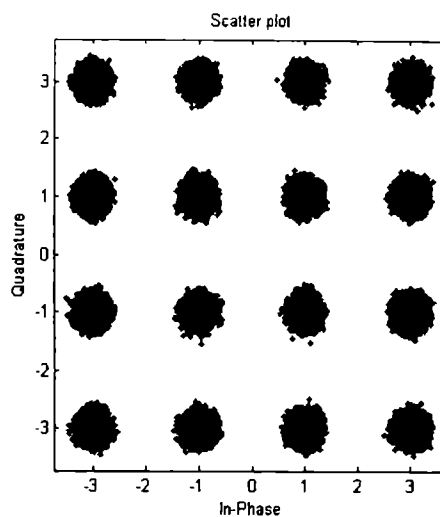


Fig. 4.2 Constelación de 16QAM con canal AWGN

Como se puede apreciar, la constelación de 16QAM es igual a la mostrada en la Fig. No. 3.1. En la Fig. No. 4.2 se puede apreciar el efecto del canal gaussiano, el cual no permite que los símbolos tengan la misma posición en la constelación, sino que produce una nube ubicada alrededor de donde deberían estar esos símbolos.

Después, se obtuvo la gráfica del BER, tomando como base el diagrama de bloques de la Fig. No. 3.1 y la metodología dicha en esa sección, y se comparó con los resultados teóricos obtenidos a partir de la ecuación No. (2.25), donde se comprobó que son exactamente iguales.

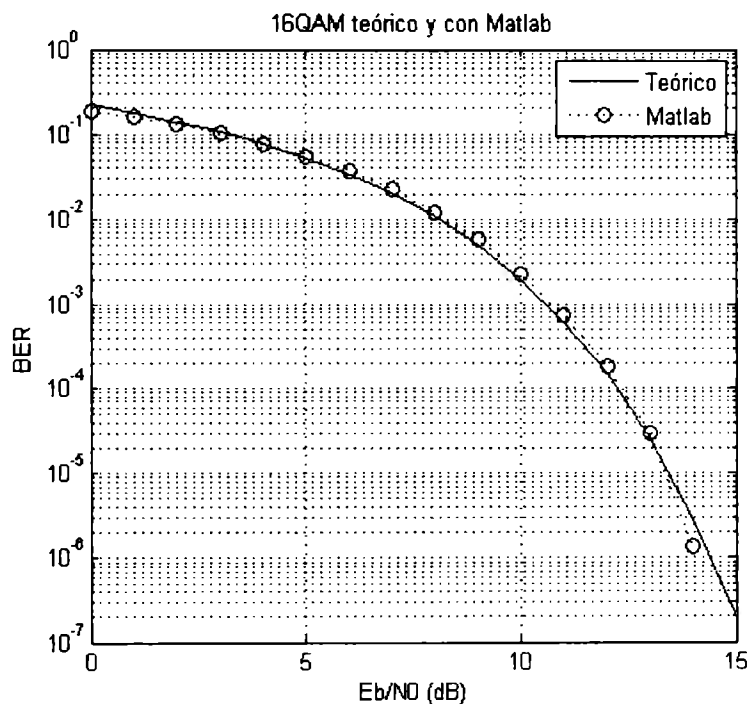


Fig. 4.3 BER para 16QAM

4.1.2 CODIFICACIÓN

En seguida se muestran las simulaciones hechas para las codificaciones con las recomendaciones del estándar 802.16 WiMAX, específicamente Reed Solomon (64,48) y codificación convolucional 2/3, siguiendo el diagrama de bloques de la Fig. No. 3.2.

Las simulaciones que se hicieron fueron de 3 tipos:

- ◆ Con codificación convolucional.
- ◆ Con codificación Reed Solomon.
- ◆ Con doble codificación, es decir, incluye las dos anteriores

La tasa de transmisión de estas codificaciones fue de 4.36 Mbps.

4.1.2.1 CODIFICACIÓN CONVOLUCIONAL

Las gráficas con los resultados tanto teóricos como los obtenidos con Matlab se muestran a continuación.

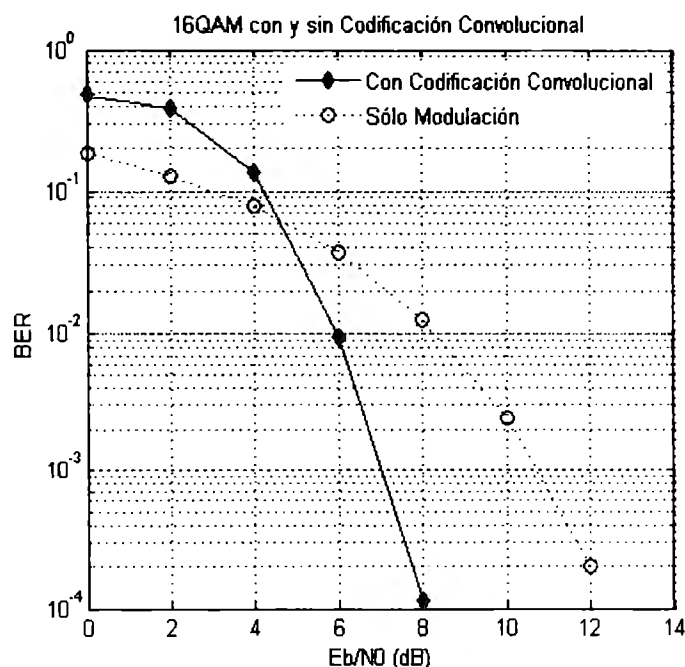


Fig. 4.4 Gráfica de BER para 16QAM y codificación convolucional

A comparación de la sección anterior en donde la comprobación de las simulaciones fue mediante el uso de la fórmula para calcular la BER, aquí se optó por comprobarla mediante la ganancia. En la Fig. No. 4.4 se observa que la ganancia es de aproximadamente 4 dB, ya que cuando $E_b/N_0 = 8$ y se tiene solamente la modulación $BER \approx 10^{-4}$; en cambio cuando se agrega la codificación se tiene ese mismo valor de BER pero aproximadamente en 12.2 dB. Este es un parámetro aceptado cuando la codificación convolucional es usada. [92,93]

4.1.2.2 CODIFICACIÓN REED SOLOMON

El estándar 802.16 recomienda varios tipos de Codificación Reed Solomon, sin embargo, dado que sólo se va a usar modulación 16QAM, sólo se usará Reed Solomon(64,48,8), tal como se mencionó anteriormente. Los resultados obtenidos por medio de Matlab y las fórmulas teóricas se muestran en seguida.

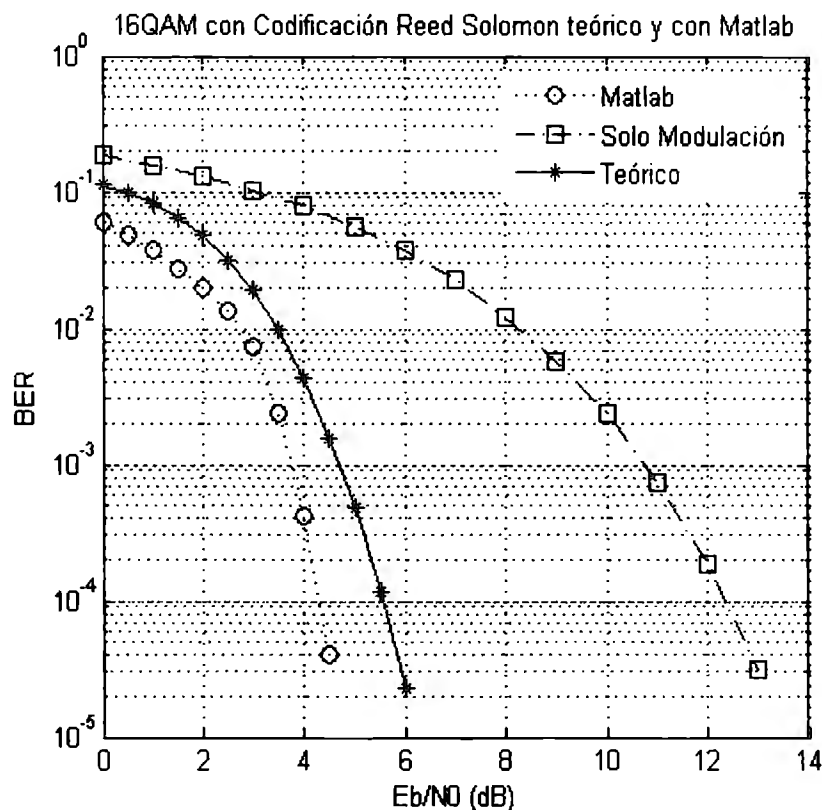


Fig. 4.5 Gráfica de BER para 16QAM y codificación Reed Solomon

De las gráficas de la Fig. No. 4.5, se observa la comparación de la curva de BER obtenida a partir de la ecuación No. (2.37), la obtenida con Matlab siguiendo el diagrama de bloques de la Fig. No. 3.2 y con un sistema que tiene solamente modulación. Aquí se aprecia que los resultados obtenidos con Matlab cuando se agregó la codificación y 16QAM, los cuales son similares. También se observa que este sistema es más resistente ante errores que el que tiene únicamente modulación, ya que cuando $E_b/N_0 = 6$, con el sistema con sólo modulación se tiene $BER \approx 0.03$, es decir, 3 errores por cada 100 bits; en cambio, cuando se agrega la codificación, se tiene $BER \approx 2 \times 10^{-5}$, es decir, 2 errores por cada 100,000 bits.

4.1.2.3 DOBLE CODIFICACIÓN

La gráfica obtenida a partir del diagrama de bloques de la Fig. No. 3.4 y con las características indicadas en la Tabla 3.3 se muestra a continuación.

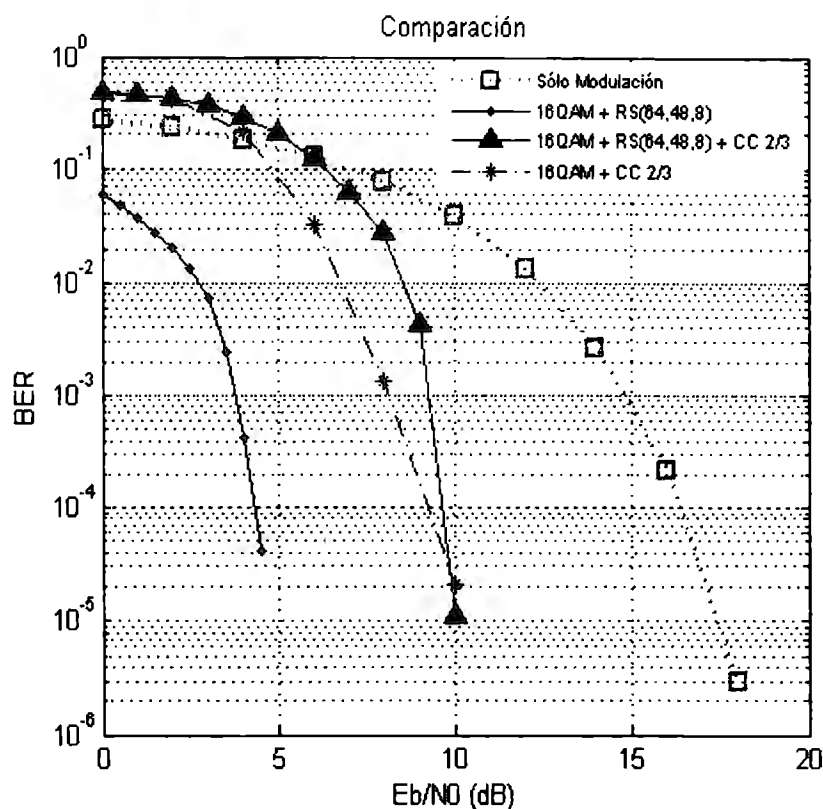


Fig. 4.6 Gráfica de BER para 16QAM y codificación

La gráfica de la Fig. No. 4.6 muestra las simulaciones más importantes obtenidas hasta ahora. En ellas se hace una comparación entre los sistemas elegidos a simular en las próximas secciones. Se puede observar que el sistema de la Prueba 2, es decir, el que cuenta con modulación 16QAM y codificación Reed Solomon (64,48,8) es más robusto ante errores. Por ejemplo, cuando $E_b/N_0 = 4$, en este sistema $BER \approx 3 \times 10^{-4}$, es decir, 3 errores por cada 10,000 bits; en cambio, los demás tienen $BER \approx 0.2$, o 2 errores por cada 10 bits. Esto se debe al tipo de canal usado ya que la codificación Reed Solomon también sirve para corregir errores provocados por ráfagas y en el canal AWGN no se presenta este fenómeno.

4.1.3 ENTRELAZADOR

El entrelazador es un elemento que se agrega al sistema como una forma de reducir el número de errores en la información recibida, es decir, ayuda a que la doble codificación tenga un mayor efecto.

A continuación se muestra la gráfica de BER obtenida cuando se agregó el entrelazador usando como base el diagrama de bloques de la Fig. No. 3.5, es decir, cuando sólo tiene el canal gaussiano.

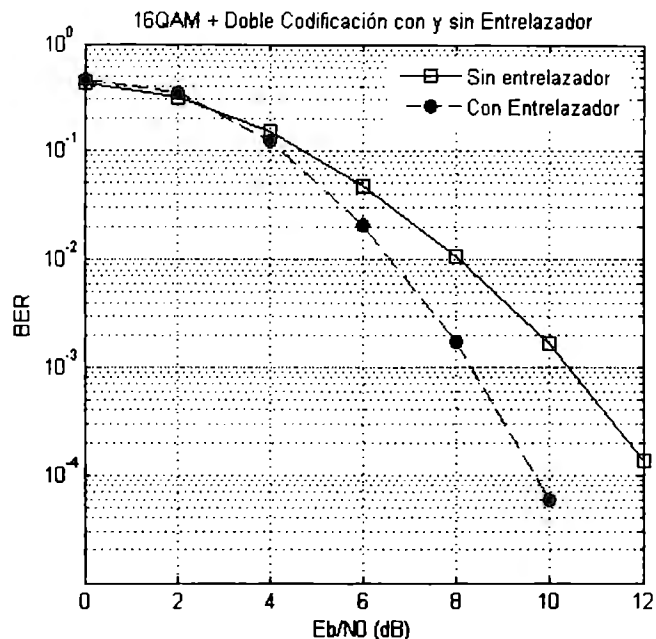


Fig. 4.7 Gráfica de BER para entrelazador

En esta gráfica se puede apreciar que el entrelazador sí disminuye la cantidad de errores, por ejemplo, cuando $E_b/N_0 = 8$ y un sistema con sólo modulación se tiene $BER = 10^{-2}$, es decir, un error por cada cien bits; en cambio, cuando se agrega el entrelazador se tiene $BER \approx 2 \times 10^{-3}$, o sea, dos errores por cada mil bits. Con esta prueba realizada, se confirma la correcta implementación de este bloque en Matlab, por tanto, puede ser anexado tal como se muestra en la Fig. No. 3.6.

4.1.4 FILTRO DE COSENO REALZADO

La gráfica de la Fig. No. 4.8 muestra la respuesta al impulso del filtro con las características mostradas en el capítulo anterior.

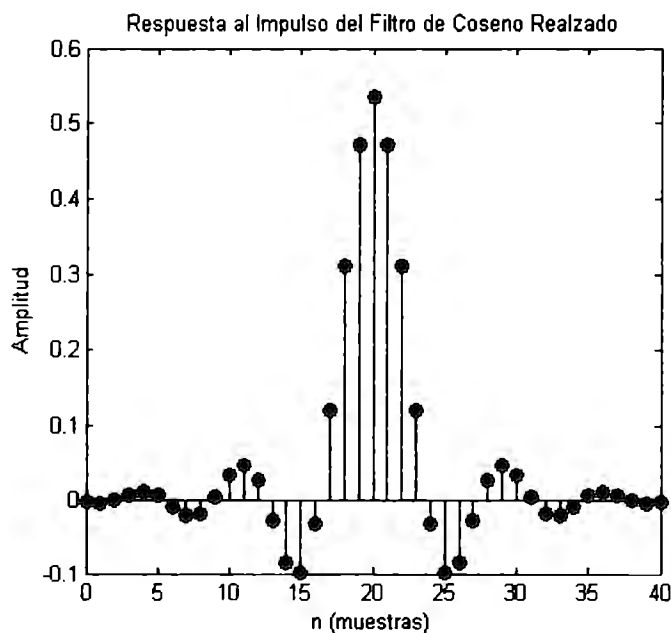


Fig. 4.8 Respuesta al impulso del filtro de coseno realzado usado

La gráfica siguiente muestra la constelación del sistema antes y después del filtro. En ella se puede apreciar que cuando no se usa el filtro, la constelación se encuentra muy dispersa, en cambio, agregando el filtro, la nube de puntos que representan los símbolos se encuentran más concentrados, y aunque no se puede distinguir del todo cada uno de los símbolos, con el filtro se logrará tener una cantidad menor de errores.

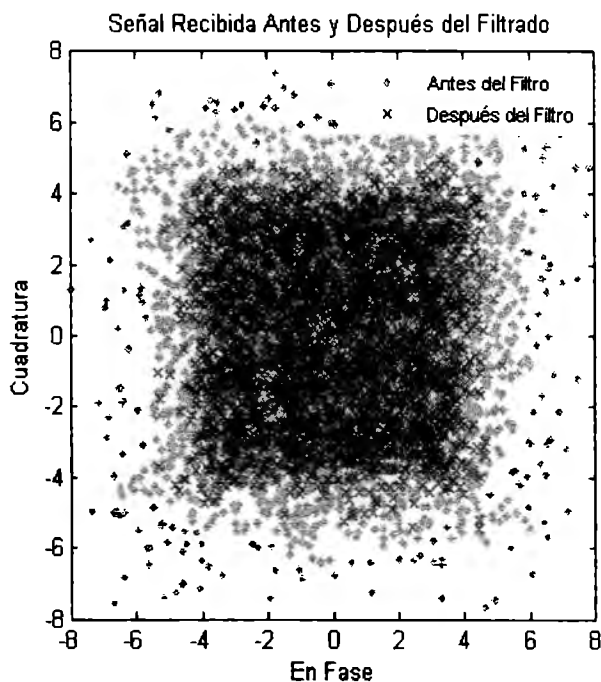


Fig. 4.9 Constelación obtenida antes y después del filtro

4.2 CANALES

Hasta ahora, las simulaciones mostradas se han hecho con canal AWGN. Éste representa un buen modelo para enlaces de comunicaciones, pero no incluye todas las perturbaciones que puede llegar a tener una señal, es por eso que se necesita estudiar otros tipos de perturbaciones.

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones hechas cuando se agrega un canal Riciano y Rayleigh. Así mismo, se compara con las variaciones que puede haber en esos mismos canales (cuando se cambia el valor de K para Rice, cuando el transmisor o receptor se mueve con determinada velocidad) y con AWGN.

4.2.1 CANAL RICE

Las características de la señal y el fading son las siguientes:

- ◆ Frecuencia de portadora: 2.5 GHz.
- ◆ Valores de K en dB: 0, 5, 7 y 10.

Las curvas de BER obtenidas se muestran a continuación.

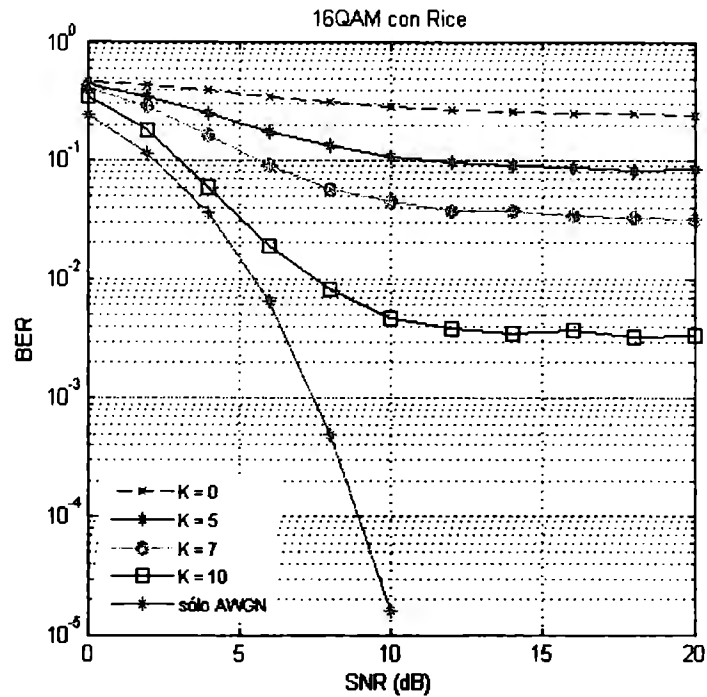


Fig. 4.10 Canal Rice y comparación con AWGN

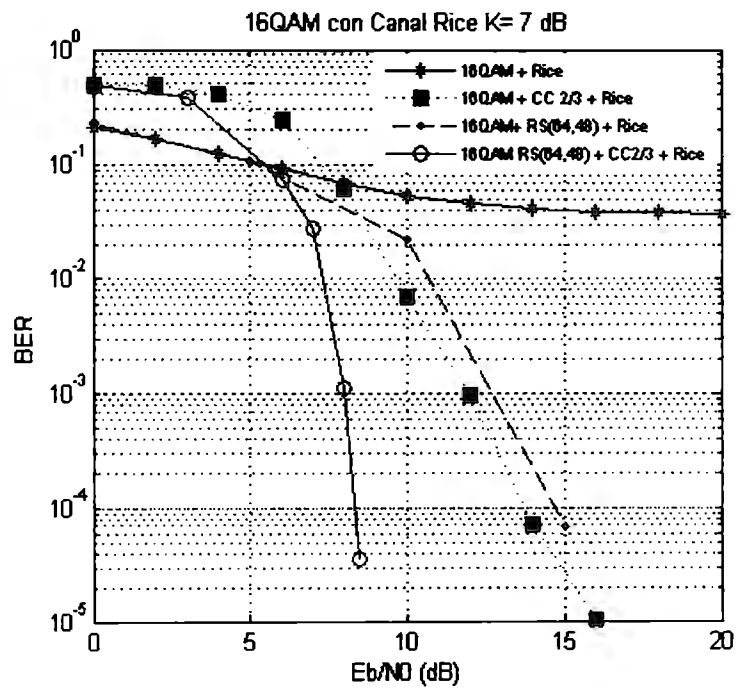


Fig. 4.11 Canal Rice K=7 dB con varios tipos de codificación

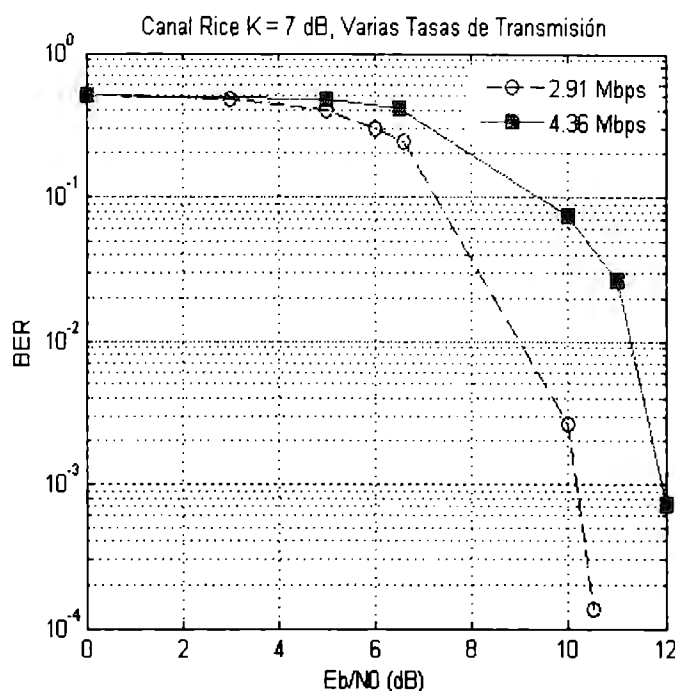


Fig. 4.12 Canal Rice $K = 7$ dB con varias tasas de transmisión

Se puede observar de la Fig. No. 4.10 que un sistema con canal Rice más AWGN es más ruidoso que cuando sólo tiene AWGN. Esto se debe principalmente al valor de K : entre mayor sea el valor de K , más tiende a un canal Gaussiano ya que esto representa una línea de vista más intensa con menos multicamino; de manera contraria, si K disminuye, más ruidoso es el canal ya que la intensidad de la línea de vista es menor y el multicamino aumenta. También se simuló cuando se le agrega o no la codificación convolucional (Fig. No. 4.11). Por ejemplo, cuando $E_b/N_0 = 10$ dB, sin codificación se tienen 4 errores en cada 100 bits, en cambio, agregando la codificación convolucional, se tienen aproximadamente 7 errores por cada 100 bits, con la codificación Reed Solomon se tienen 2 errores por cada 100 bits, y en cambio, cuando se agrega la doble codificación se pueden llegar a tener menos errores debido a la tendencia de la curva.

Un último parámetro es variado para observar el comportamiento de los canales: la tasa de transmisión. La tasa de transmisión en WiMAX está basada en el ancho de banda del canal a usar. La siguiente tabla muestra los valores usados para las simulaciones de las tasas de transmisión con su respectivo ancho de banda y modulación. [93]

Tabla 4.1 Tasas de transmisión de WiMAX		
Ancho del Canal	16QAM	16QAM
1.75 MHz	2.91 Mbps	4.36 Mbps

De acuerdo a la Fig. No. 4.12 con los resultados obtenidos, mientras más grande sea el valor de la tasa de transmisión, la curva de BER empeora, es decir, se tienen más errores.

Para comprobar la generación del canal de tipo Rice, se obtuvo la pdf a partir del fading generado y se comparó con la pdf de la ecuación No. (2.11).

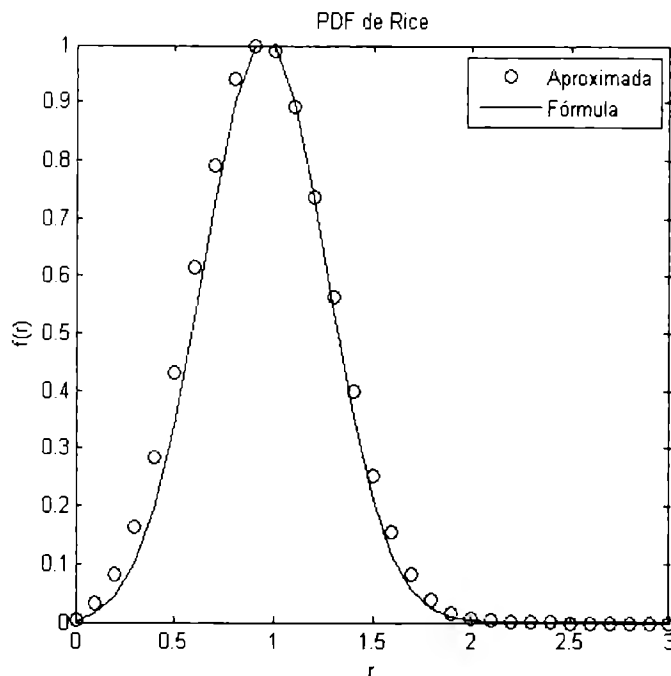


Fig. 4.13 PDF de Rice teórico y generado

Dado que tanto la curva generada de los datos y la teórica son iguales, se comprueba que el desvanecimiento simulado sí sigue una pdf Rice.

4.2.2 CANAL RAYLEIGH

Las características de la señal y el fading de los sistemas simulados se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 4.2 Características de la simulación del canal Rayleigh

Frecuencia de la Portadora	Velocidad del Móvil	Frecuencia Doppler
2.5 GHz	2 Km/hr (peatón)	4.62 Hz
	60 Km/hr	138.88 Hz
	100 Km/hr	231.48 Hz

De la misma forma que en la sección anterior, se obtuvieron las curvas de *BER* para un sistema con desvanecimiento Rayleigh basadas [84] y [85]. Las gráficas generadas se muestran a continuación.

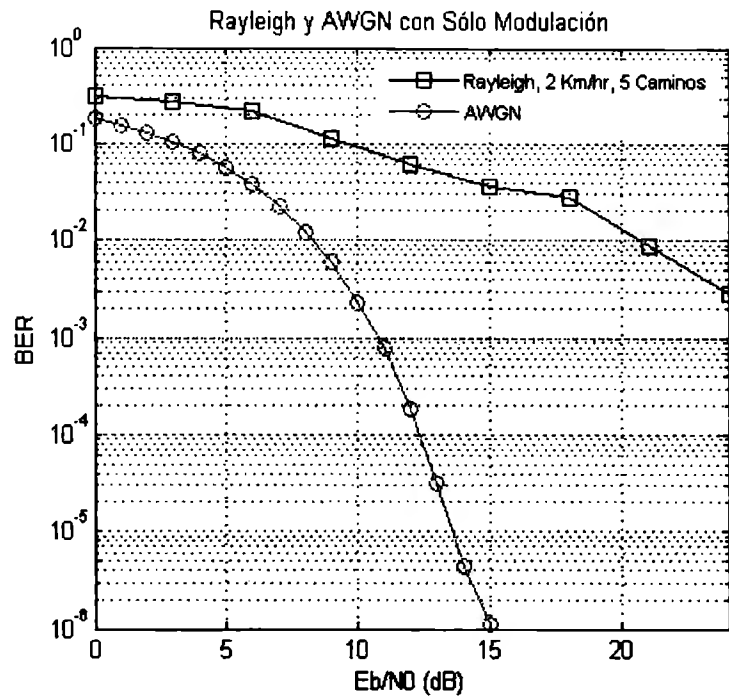


Fig. 4.14 Canal Rayleigh y comparación con AWGN

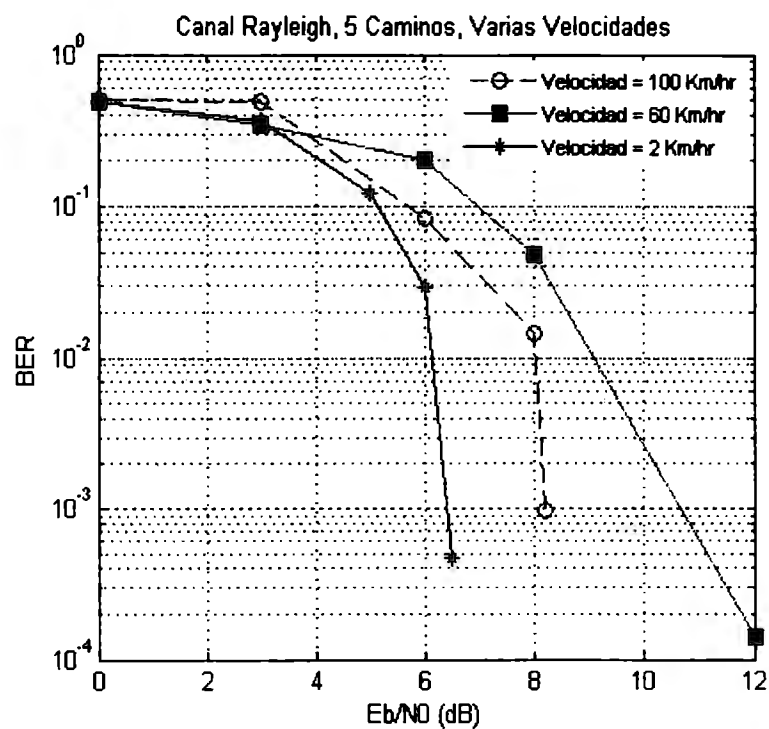


Fig. 4.15 Canal Rayleigh con diferentes velocidades en el usuario

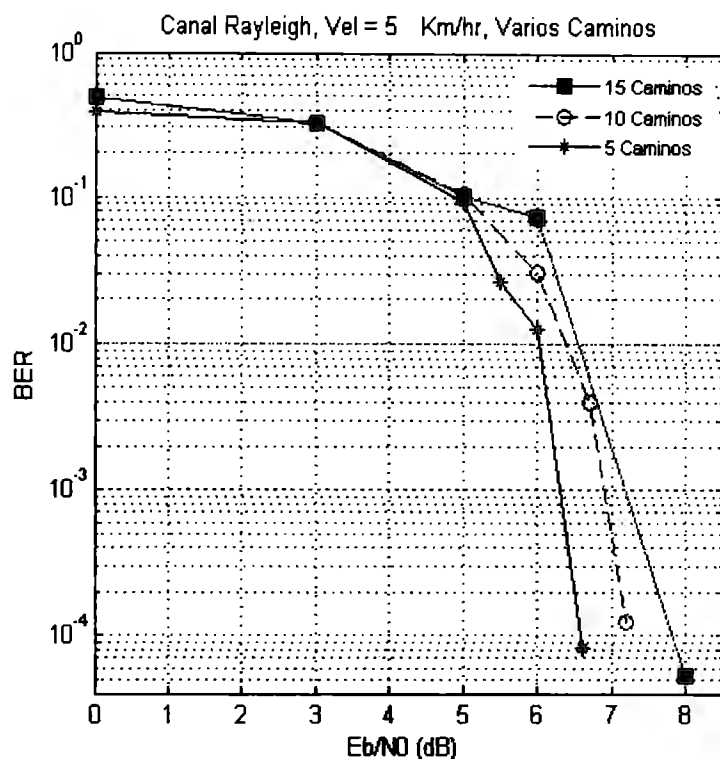


Fig. 4.16 Canal Rayleigh con diferente número de caminos

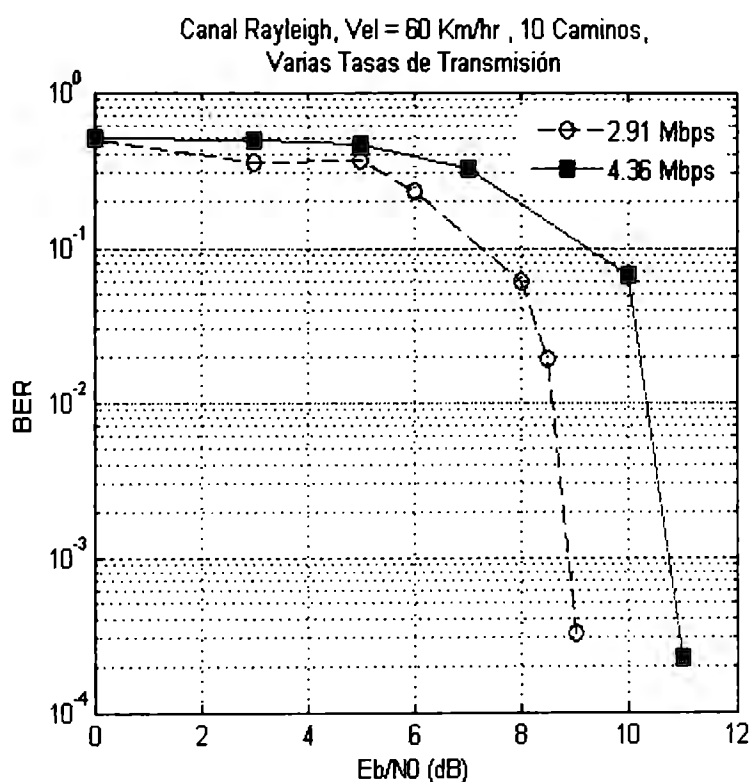


Fig. 4.17 Canal Rayleigh con varias tasas de transmisión

La gráfica de la Fig. No. 4.14 compara los sistemas cuando el canal es de tipo Rayleigh y cuando sólo es AWGN. Cuando se presenta el desvanecimiento Rayleigh hay más ruido y contamina más la señal, que cuando sólo tiene ruido de tipo gaussiano.

Después de obtener las gráficas anteriores, se obtuvieron también las curvas de BER para cuando se varía la velocidad (Fig. No. 4.15) y el número de caminos (Fig. No. 4.16). Se puede inferir que conforme aumenta la velocidad, el enlace es más susceptible al ruido. Por ejemplo, cuando $E_b/N_0 = 2 \text{ dB}$, a 5 Km/hr (es decir, un peatón) se tiene $BER \approx 0.02$; con 60 Km/hr, $BER \approx 0.08$; y a 100 Km/hr corresponde $BER \approx 0.12$. De igual forma, conforme aumenta el número de caminos, la curva de BER empeora. Por ejemplo, cuando $E_b/N_0 = 6 \text{ dB}$, con 5 caminos $BER \approx 0.016$; con 10 caminos $BER \approx 0.03$ (sin embargo, empeora conforme aumenta la E_b/N_0) y con 15 caminos $BER \approx 0.07$. En general, cuando la velocidad o el número de caminos aumentan, se tiene un canal más ruidoso. De igual forma, se obtuvieron curvas de BER con diferentes tasas de transmisión, y al igual que en el caso del canal Rice, mientras más grande sea dicha tasa, se observarán más errores en la transmisión.

De la misma manera que en la sección anterior, para comprobar que la generación del desvanecimiento Rayleigh, se generó la pdf a partir de los resultados de las simulaciones y se comparó con la pdf de la ecuación No. (2.9).

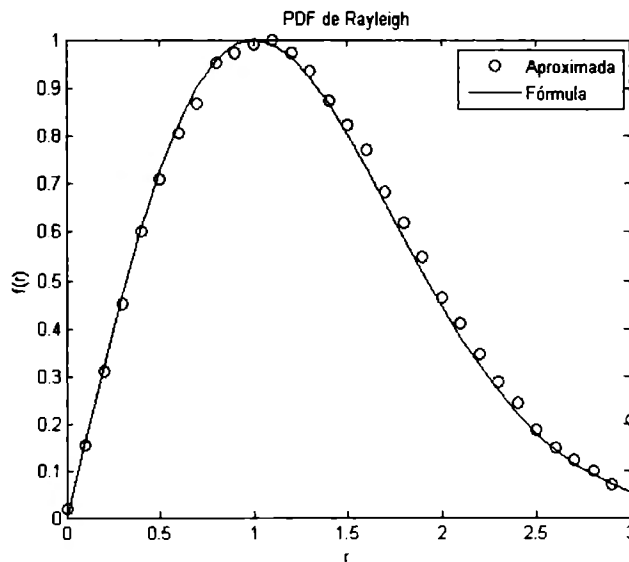


Fig. 4.18 PDF de Rayleigh teórico y generado

Las dos curvas mostradas en la Fig. No. 4.18 son iguales, por tanto, se comprueba que se generó un canal tipo Rayleigh.

4.3 MODELO DE CANAL MARKOVIANO

Dadas las características del escenario, se proponen cuatro tipos de canal. Su gráfica de BER se encuentra en la Fig. No. 4.19.

- Rice $K = 14 \text{ dB}$, que representa al canal cuando presenta las mejores condiciones ya que existe una LOS muy intensa, es decir, que no introduce mucho ruido.
- Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr, que es cuando el usuario presenta esta velocidad y multicamino.

- Rice $K = 7$ dB, indicando que el canal no está en sus mejores condiciones, pero tampoco es un canal muy ruidoso.
- Rice $K = 5$ dB, que representa que el canal es más ruidoso pero sin llegar a Rayleigh y que el usuario no presenta movimiento.

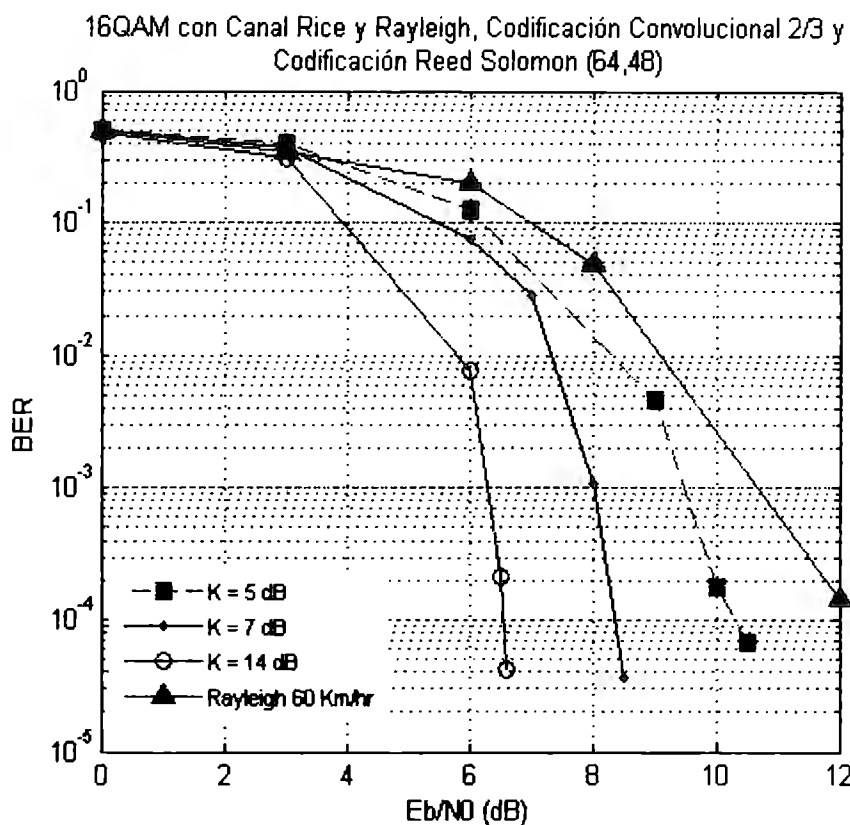


Fig. 4.19 Canales a usar como estados para cadenas de Markov

A continuación se muestran los resultados obtenidos del modelado de canal a partir de cadenas de Markov de dos, tres y cuatro estados, incluyendo una comparación con un canal de cinco estados.

4.3.1 MODELO DE CANAL MARKOVIANO DE DOS ESTADOS

Los canales correspondientes a la matriz de transiciones de una cadena de Markov de dos estados son los siguientes:

- Canal A: Rice $K = 15$ dB
- Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr

Las primeras dos simulaciones indicadas en la Tabla 3.5 tienen características similares: cada una indica que la probabilidad de que se presente un canal sea del 100%. Así, los resultados obtenidos son muy similares a aquellos cuando solamente son implementados los canales estadísticos. La gráfica de la Fig. No. 4.20 muestra estos resultados.

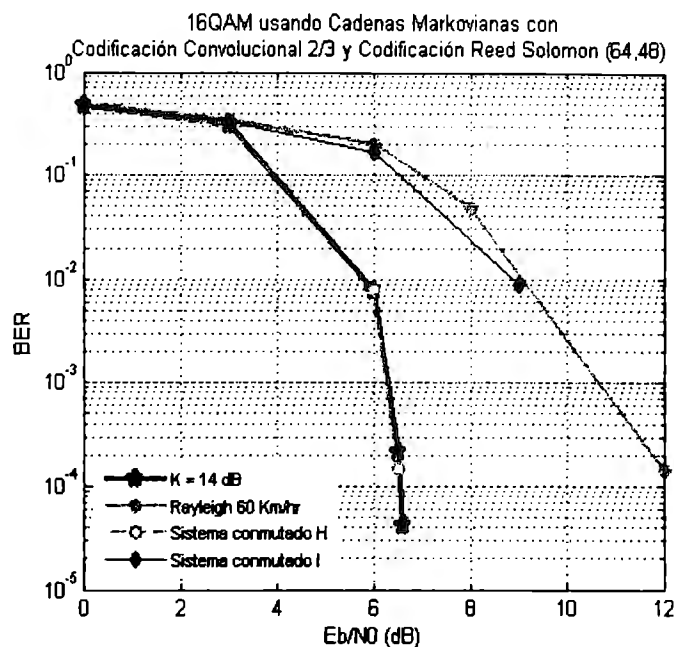


Fig. 4.20 Sistema conmutado H, I con canal markoviano de dos estados

Los resultados a partir de las Simulaciones J y K se muestran en la Fig. No. 4.21. El vector de estado estacionario de la Prueba J indica que la probabilidad de que se presente el canal A (Rice $K = 14$ dB) es del 80%; lo mismo sucede para el canal B (Rayleigh) en la Prueba K. De esta forma, los resultados obtenidos indican que la curva de BER de cada simulación se encuentra cercana al tipo de canal implementado, es decir, en la Prueba J se muestra una curva muy cercana a aquella simulada solamente con el canal Rice $K = 14$ dB, y el caso contrario para la Prueba K.

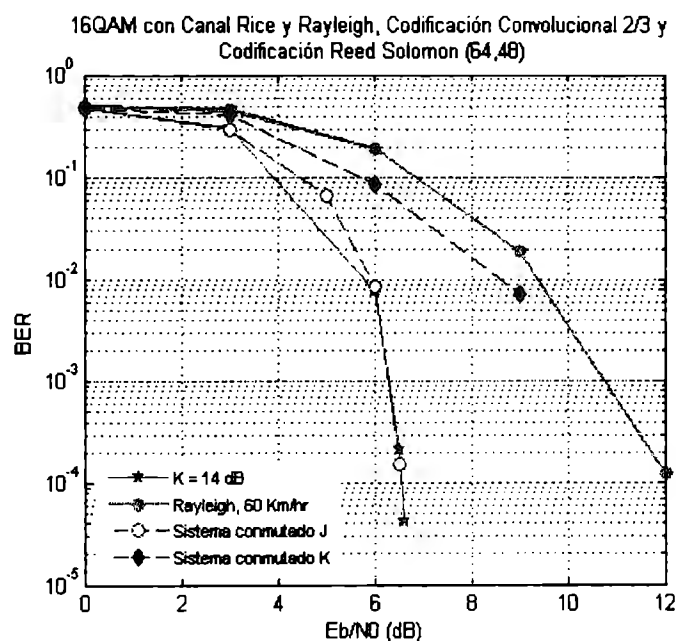


Fig. 4.21 Sistema conmutado J, K con canal markoviano de dos estados

La última prueba fue hecha con la Prueba L, la cual indica a través de su vector de estado estacionario que la probabilidad de que se encuentre en cualquiera de los dos canales es del 50%.

La gráfica con los resultados obtenidos se encuentra entre ambas curvas, confirmando que la implementación es correcta, ya que la curva obtenida se encuentra entre los dos posibles canales. Esto se aprecia en la Fig. No. 4.22.

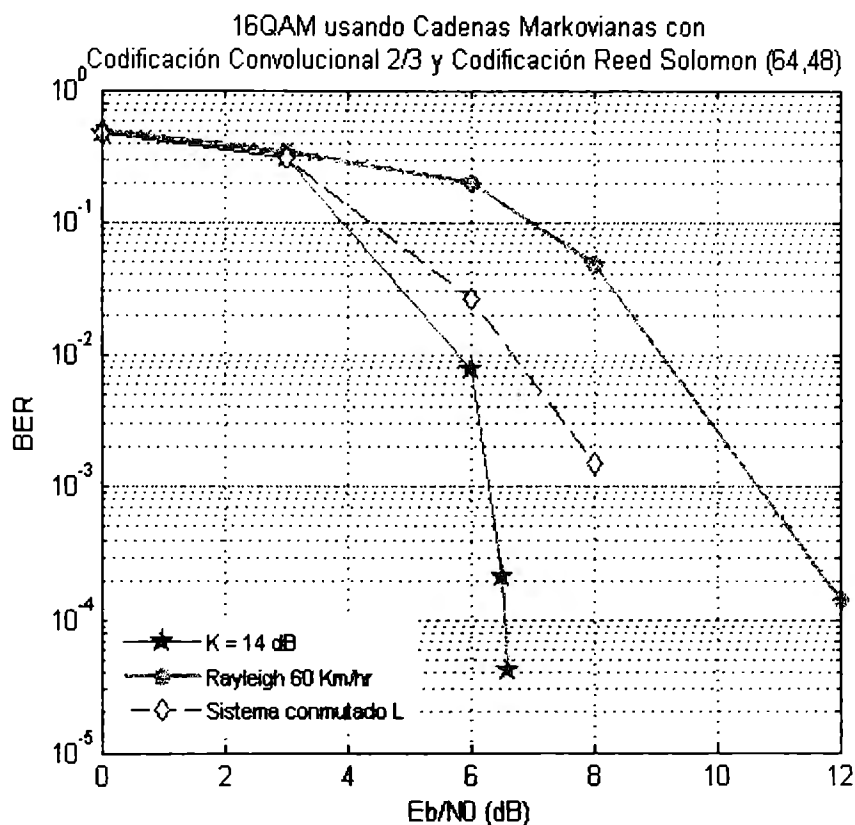


Fig. 4.22 Sistema conmutado L con canal markoviano de dos estados

Una vez realizadas estas pruebas y habiendo confirmado que la implementación del canal markoviano de dos estados es correcta, fue hecha la prueba indicada en la Tabla 3.6, cuyas características están adecuadas al escenario propuesto. Esta matriz propuesta indica que la probabilidad de que se encuentre en el Canal A es del 70%, y el otro 30% estará en el Canal B. Los resultados obtenidos se encuentran en la Fig. No. 4.23, la cual muestra una tendencia mayor hacia el Canal A, confirmando lo que indica el vector de estado estacionario.

Tabla 3.6 Característica del canal markoviano de dos estados

Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
$P = \begin{bmatrix} 0.68 & 0.32 \\ 0.75 & 0.25 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.7 \quad 0.3]$

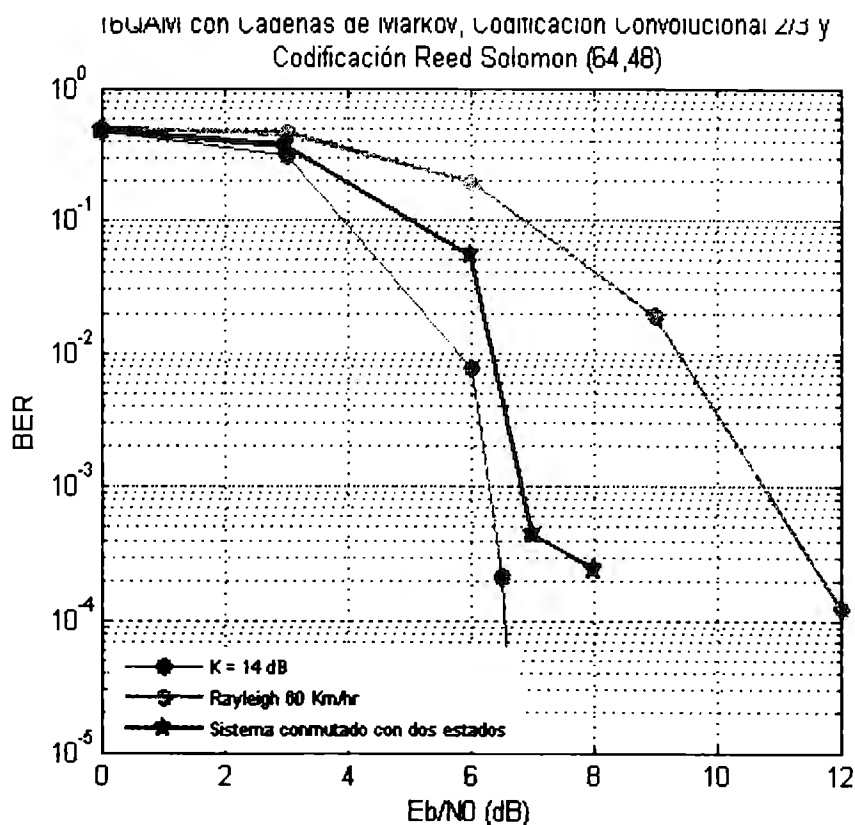


Fig. 4.23 Modelado de canal con cadenas de Markov de dos estados

La curva obtenida en esta simulación muestra un canal mejor caracterizado ya que resulta de la combinación de dos canales estadísticos.

4.3.2 MODELO DE CANAL MARKOVIANO DE TRES ESTADOS

Para obtener un mejor modelado es necesario agregar más tipos de canales estadísticos. Dichos canales usados para caracterizar un canal markoviano de tres estados son mencionados enseguida.

- Canal A: Rice $K = 14$ dB
- Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr
- Canal C: Rice $K = 7$ dB, es decir, que la LOS no es tan intensa como en el Canal A.

Las tres primeras simulaciones de la Tabla 3.7 son muy parecidas ya que en cada una se indica mediante el vector de estado estacionario que la probabilidad de que permanezca en un determinado canal es del 100%. Los resultados son mostrados en la Fig. No. 4.24, en donde se aprecia que la curva de BER obtenida usando las cadenas de Markov de tres estados es muy similar a aquella obtenida cuando solamente se están simulando cada canal por separado y sin el proceso markoviano.

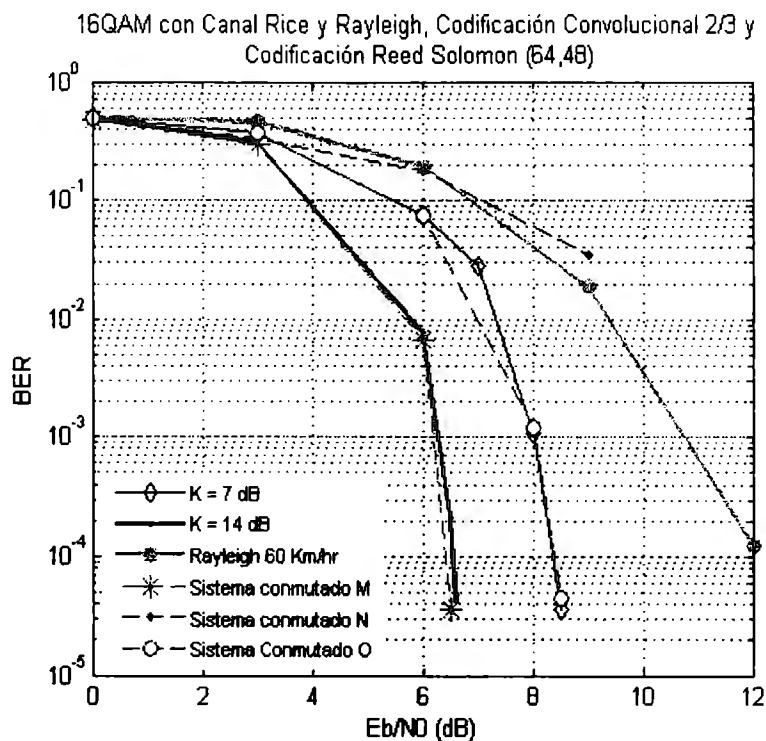


Fig. 4.24 Sistema conmutado M, N, O con canal markoviano de tres estados

Las siguientes tres simulaciones son muy parecidas también ya que en cada una se muestra que la probabilidad de que esté en un canal sea del 80%. Los resultados se muestran en la gráfica de la Figura 4.25, donde la curva de *BER* correspondiente a cada simulación está muy cercana al canal de acuerdo al caso correspondiente, confirmando así lo que indica el vector de estado estacionario.

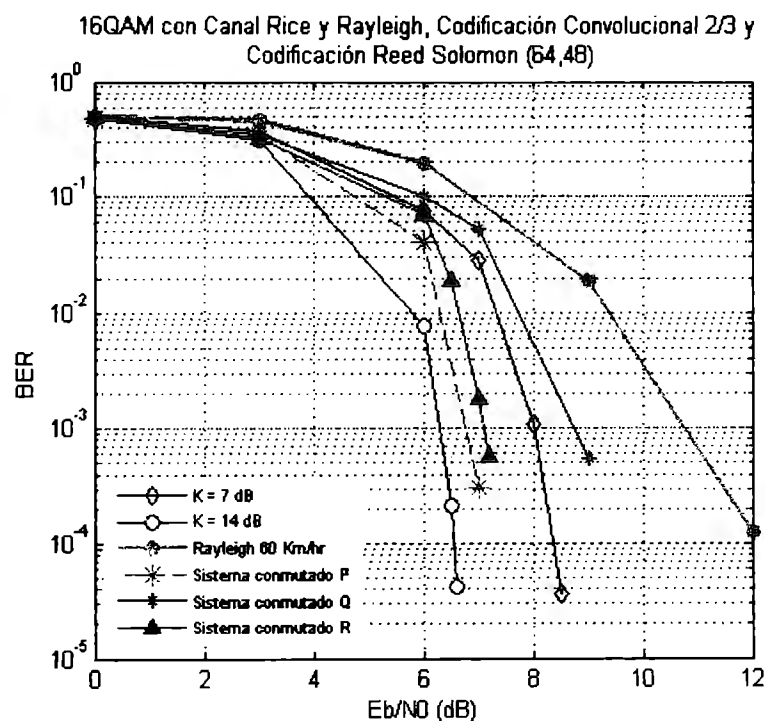


Fig. 4.25 Sistema conmutado P, Q, R con canal markoviano de tres estados

La prueba S muestra un canal donde la probabilidad de que se encuentre entre el Canal 1 y 2 sea mayor y que la del Canal 3. En la Prueba T es el mismo caso pero ahora con los canales 2 y 3, y de la misma forma para la Prueba U pero para los canales 1 y 3. La gráfica obtenida se muestra en la siguiente figura, donde se obtuvo una gráfica que se encuentra entre los dos canales con mayor probabilidad, de acuerdo a cada caso. Esto se observa en la Fig. No. 4.26 y 4.27.

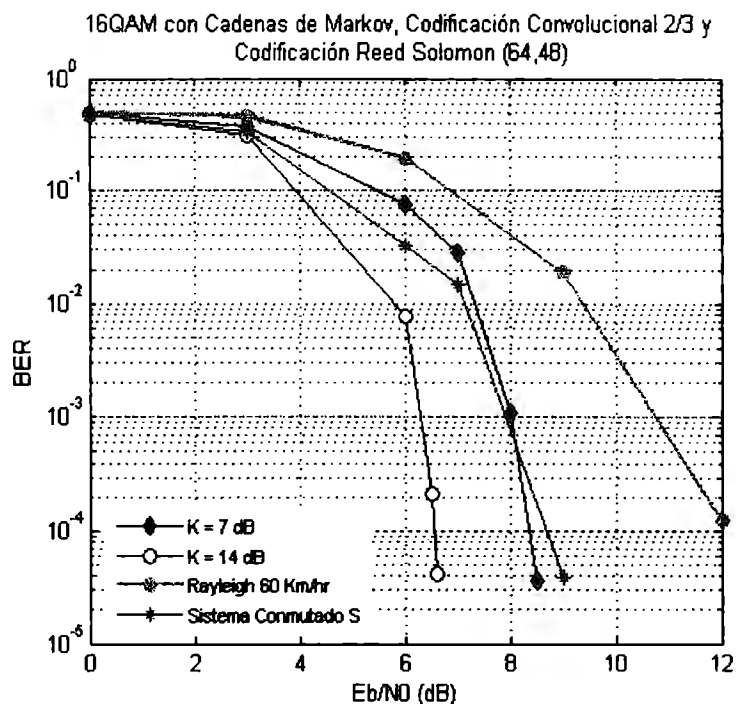


Fig. 4.26 Sistema conmutado S con canal markoviano de tres estados

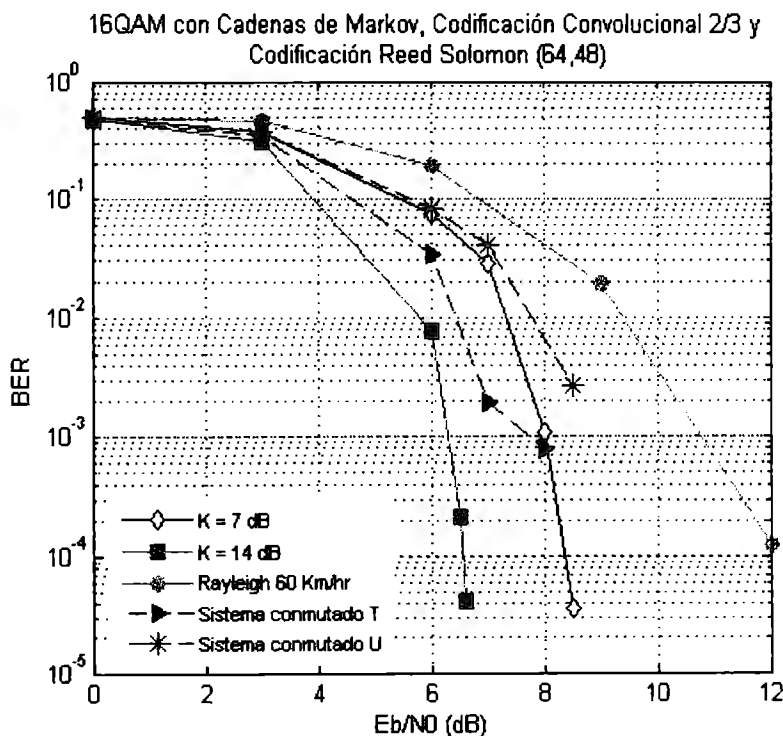
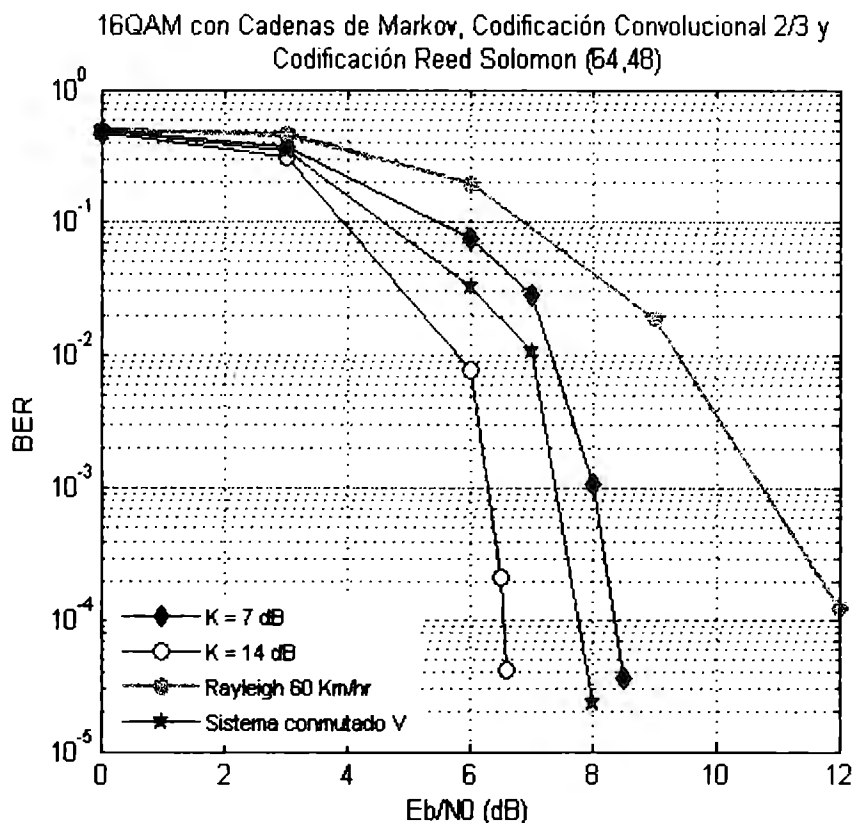


Fig. 4.27 Sistema conmutado T, U con canal markoviano de tres estados

La Prueba V muestra un canal markoviano cuya probabilidad de que se encuentre en cualquier canal estadístico determinado anteriormente prácticamente sea la misma. La gráfica que muestra el resultado muestra que se encuentra en medio de los tres casos. Ésta se encuentra en la Fig. No. 4.28.



Una vez hechas las pruebas anteriores para comprobar la correcta implementación del canal markoviano de tres estados, se procede a obtener la curva correspondiente al canal adaptado al escenario y cuyas características se encuentran en la Tabla 3.8. En ese modelo se indica que la probabilidad de que se encuentre con una LOS muy intensa (Rice $K = 14$ dB) es menor que cuando el usuario está en movimiento con una velocidad de 60 Km/hr (Rayleigh) o cuando tiene una LOS pero menos intensa (Rice $K = 7$ dB), dando mayor oportunidad de caracterizar el efecto multicamino. Los resultados se muestran en la Fig. No. 4.29, los cuales muestran una inclinación hacia el canal B al principio y después parece seguir una combinación de los otros dos canales.

Tabla 3.8 Características del canal markoviano de tres estados

Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
$P = \begin{bmatrix} 0.1166 & 0.5072 & 0.3762 \\ 0.0675 & 0.4682 & 0.4643 \\ 0.1507 & 0.5208 & 0.3285 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.1062 \quad 0.4940 \quad 0.4010]$

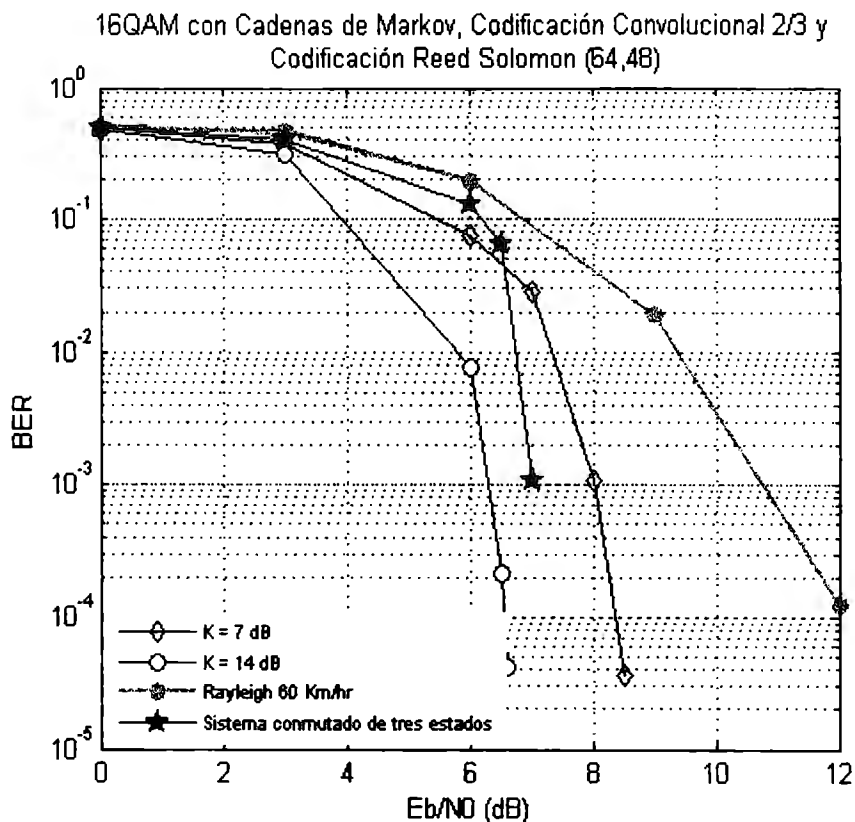


Fig. 4.29 Modelado de canal con cadenas de Markov de tres estados

4.3.3 MODELO DE CANAL MARKOVIANO DE CUATRO ESTADOS

El canal modelado con cadenas markovianas de tres estados representa un modelo mejor caracterizado que en el caso de dos estados, pero podrían agregarse más características, implementando un canal markoviano de cuatro estados, el cual sería un modelo más complejo. Los canales elegidos de acuerdo al escenario para un modelo markoviano de cuatro estados son los siguientes:

- Canal A: Rice $K = 14$ dB
- Canal B: Rayleigh, Velocidad = 60 Km/hr
- Canal C: Rice $K = 7$ dB
- Canal D: Rice $K = 5$ dB, es decir, con una LOS menos intensa que el canal anterior y el usuario no presenta movimiento.

De la misma manera que en los dos casos de canales markovianos anteriores, se hicieron las primeras pruebas cuando la probabilidad de que esté en cada canal sea del 100%. La gráfica de la Fig. No. 4.30 muestra que en cada caso, la curva obtenida es muy parecida a la curva resultante de simular cada canal sin cadenas markovianas. Esto representa las simulaciones de los canales conmutados W a Z.

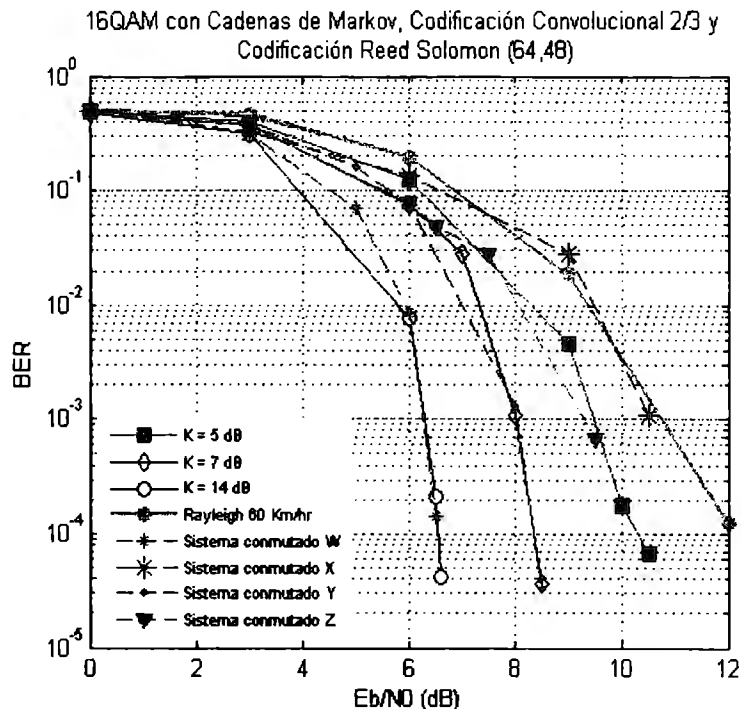


Fig. 4.30 Sistema conmutado W, X, Y, Z con canal markoviano de cuatro estados

La prueba AA está basada en una matriz de transiciones que indica que la probabilidad de que se encuentre entre los canales A (Rice $K = 14$ dB) y C (Rice $K = 7$ dB) sea mayor que en los demás casos. Para la Prueba AB se tiene un caso similar pero con los canales B (Rayleigh) y D (Rice $K = 5$ dB); y en la Prueba AC es para los canales C y D. Las curvas de BER obtenidas por cada matriz de transiciones se encuentran entre los casos con mayor probabilidad según cada caso. Estas curvas se encuentran en la Fig. No. 4.31.

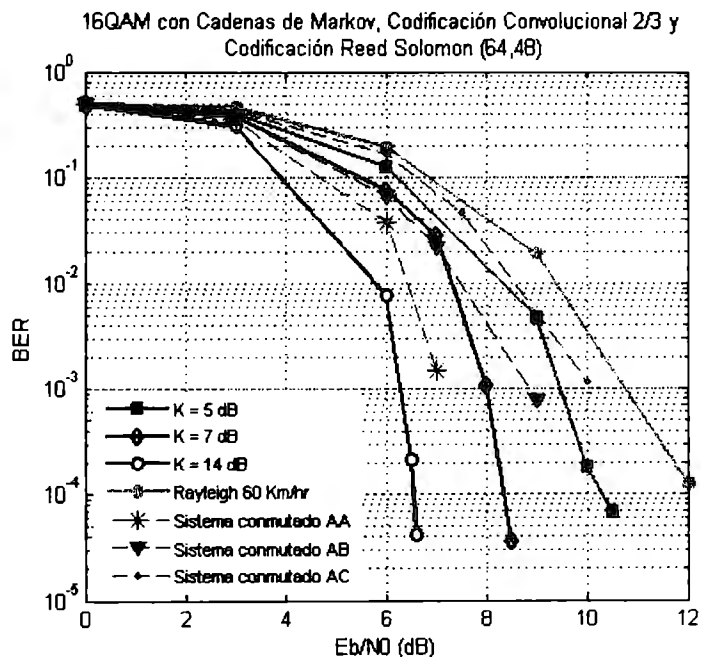


Fig. 4.31 Sistema conmutado AA, AB, AC con canal markoviano de cuatro estados

Una vez que se determinó que la implementación del canal basado en cadenas de Markov de cuatro estados es correcta, se procedió a obtener los resultados de la matriz propuesta en la Tabla

3.10, donde se explica que el canal Rayleigh (movimiento del usuario y multicamino) y el canal Rice $K = 7$ dB tienen mayor probabilidad que cuando se tiene una LOS muy intensa. La curva resultante de este modelado de canal se muestra en la Fig. No. 4.32, la cual muestra la tendencia que indica el vector π .

Tabla 3.10 Características del canal markoviano de cuatro estados

Matriz de Transición P	Vector de Estado Estacionario
$P = \begin{bmatrix} 0.4 & 0.25 & 0.25 & 0.1 \\ 0.06 & 0.6 & 0.3 & 0.04 \\ 0.07 & 0.38 & 0.45 & 0.1 \\ 0.15 & 0.3 & 0.3 & 0.25 \end{bmatrix}$	$\pi = [0.107 \quad 0.4605 \quad 0.3466 \quad 0.0859]$

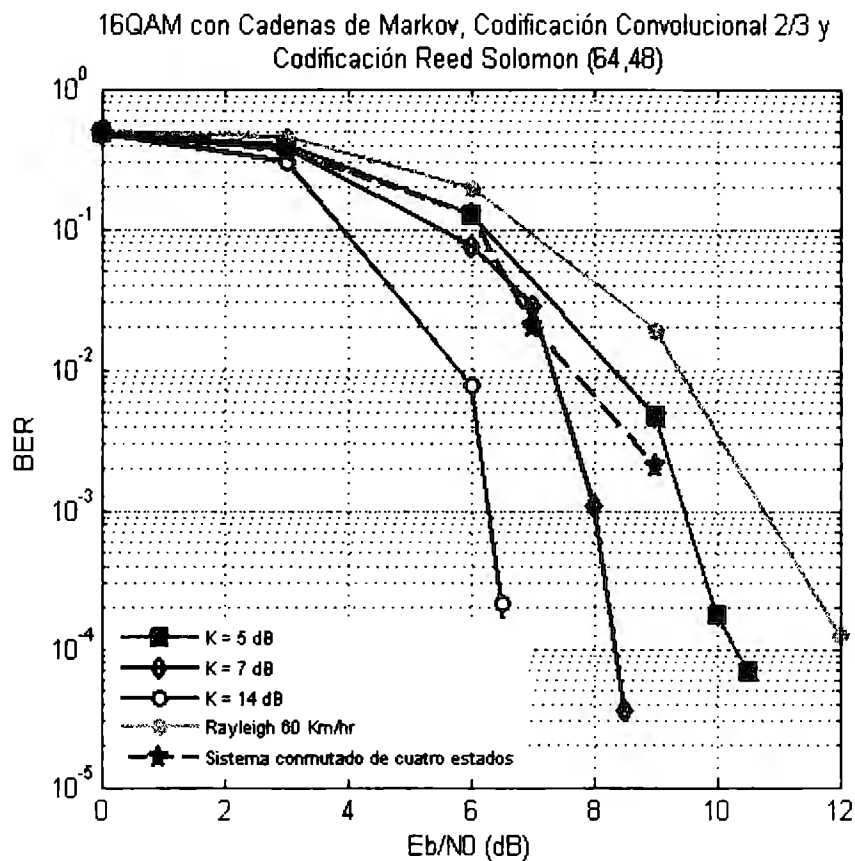


Fig. 4.32 Modelado de canal con cadenas de Markov de cuatro estados

4.3.4 MODELO DE CANAL MARKOVIANO DE CINCO ESTADOS

Hasta ahora se ha comprobado que entre más estados se agregue a la cadena de Markov, mejor caracterizado estará el canal, sin embargo, esto puede llegar a un límite ya que podría suponerse que un número grande de estados es exagerado. Para comprobar esto, fueron hechas otras pruebas, cuyas características son las siguientes son mostradas en la Tabla 3.11. Siguiendo la metodología anteriormente aplicada, se obtuvieron los siguientes resultados, los cuales se encuentran en la Fig. 4.33.

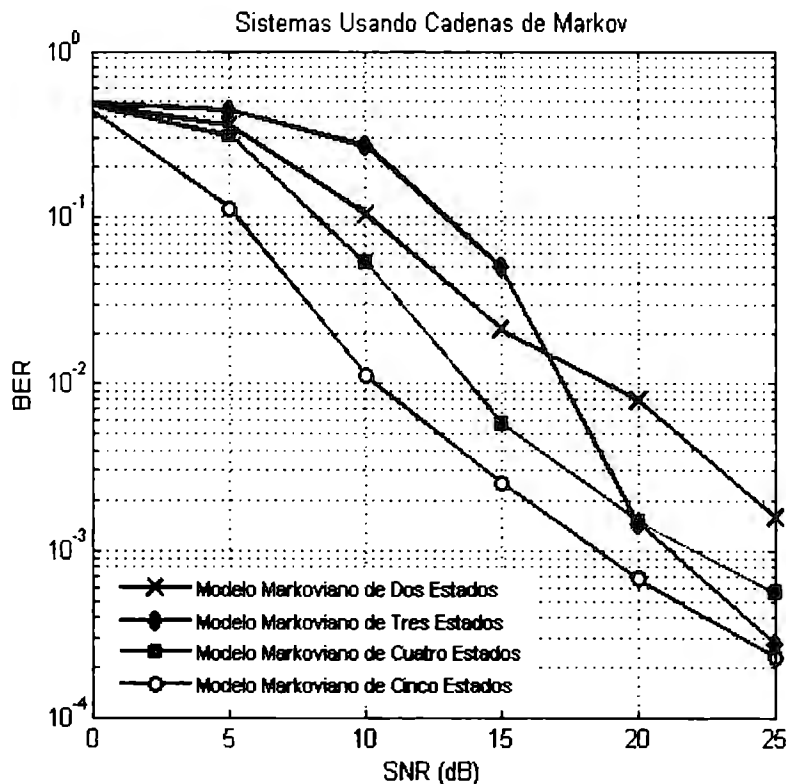


Fig. 4.33 Modelado de canal con cadenas de Markov con diferente número de estados

De la gráfica se puede apreciar que cuando cuenta con dos, tres y cuatro estados se tienen canales diferentes, sin embargo, el canal markoviano formado por cuatro y cinco estados, aunque no son exactamente iguales, son muy parecidos en su forma, lo que no sucede entre los demás. Con esto se puede concluir que los resultados que se puedan obtener con un canal modelado después de cuatro estados pueden ser suficientes y parecidos a otro con más estados. Esta es la razón por la que el escenario de esta tesis ya no fue modelado con un canal markoviano de cinco estados. [64]

4.4 SISTEMA ADAPTATIVO

Como se mencionó en el capítulo anterior, dos tipos de sistemas adaptativos fueron simulados para este trabajo de tesis. Basados en las características mencionadas anteriormente y siguiendo la metodología, a continuación se presentan los resultados obtenidos para cada uno de estos sistemas.

4.4.1 SISTEMA ADAPTATIVO 1

El objetivo a lograr en esta sección simulaciones es tener un sistema que pueda conmutar de acuerdo a las características del canal. Es decir, cuando el canal introduzca una gran cantidad de errores determinados por el valor de BER , el sistema contará con una modulación y codificación robusta, y cuando las características del canal mejoren, se tendrá una modulación con más niveles. La gráfica de BER de este sistema (sin conmutación) se muestra en la Fig. No. 4.34.

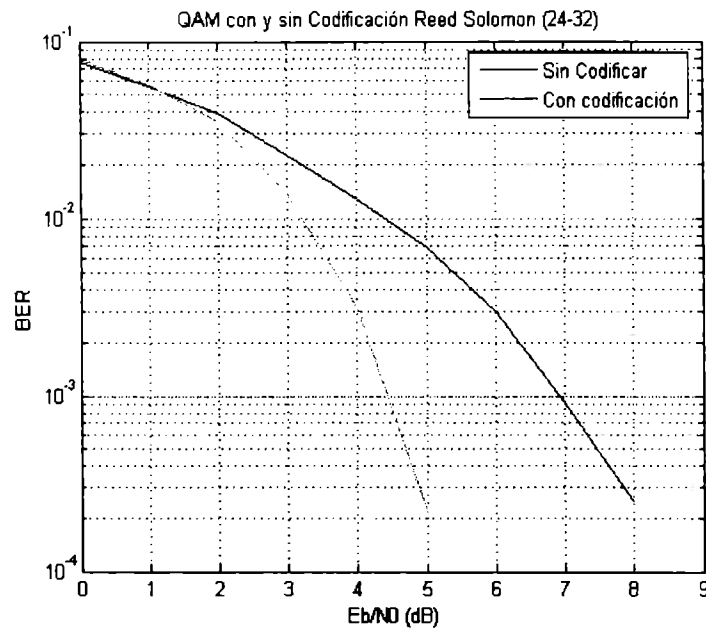


Fig. 4.34 BER para un sistema con y sin codificación para el sistema adaptativo 1

En la Fig. No. 4.34 se puede notar que la codificación puede ser usada cuando las condiciones del canal no son muy buenas, es decir, cuando se tiene una SNR por bit muy baja; y por el contrario, cuando las condiciones del canal son mejores, la codificación se puede omitirse del sistema. Esto es posible hacerlo con tantas combinaciones como pueda ser posible, por ejemplo, poner una codificación más robusta que $RS(64,48)$ o una modulación con niveles más bajos o más altos, etc.

El nivel al cual el sistema debe conmutar dependerá de las necesidades del usuario, sin embargo, para demostrar este efecto, se decidió que el sistema debe hacer el cambio cuando tenga una BER mayor que 10^{-3} , ya que es un parámetro común para la transmisión de voz. Por tanto, en el programa del sistema se debe indicar dicho límite. Los resultados se muestran en la Fig. No. 4.35.

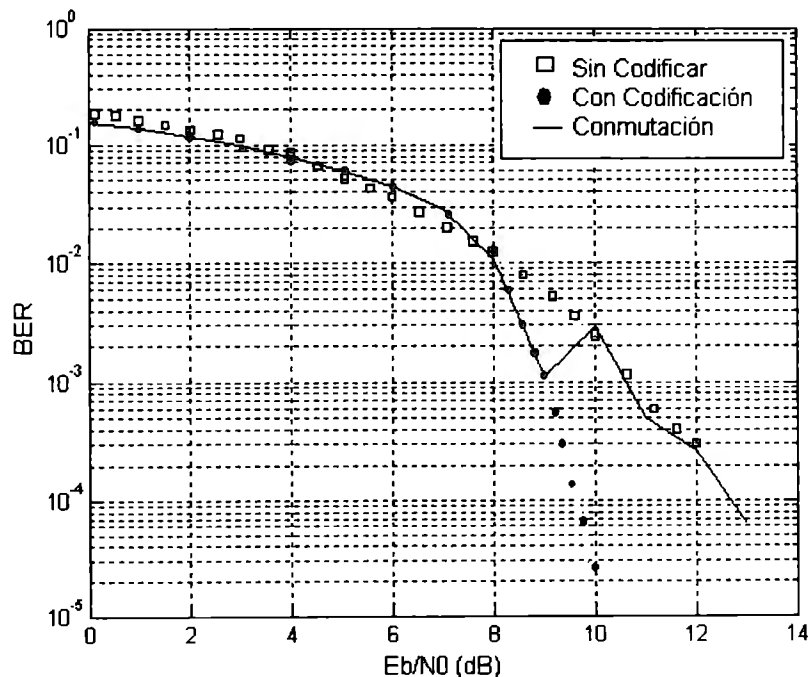


Fig. 4.35 Sistema adaptativo 1

Como se puede observar en la Fig. 4.35, hay un cambio a la altura del valor de BER establecido. Por tanto, se logró un sistema de comunicaciones adaptable.

Sin embargo, esto sólo puede ser logrado mediante simulaciones ya que en la realidad no es posible estar verificando el valor de BER durante la transmisión de datos. Esto implica que otra solución más real debe ser usada.

4.4.2 SISTEMA ADAPTATIVO 2 Y ESTIMADOR

Para analizar y determinar las condiciones del canal, primero fue necesario probar el estimador con cada tipo de canal por separado antes de que un canal markoviano sea añadido. Las diferencias (error en la magnitud) y correlaciones promedio obtenidas para cada canal se muestran en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3 Diferencias y correlaciones para sistemas con modulación y doble codificación

Canal	Diferencia	Correlación
Rice $K = 14$ dB	0.15	0.75
Rayleigh, Vel = 60 Km/hr	0.19	0.72
Rice $K = 7$ dB	0.07	0.71
Rice $K = 5$ dB	0.01	0.69

Lo anterior hace que el sistema pueda corregir y detectar de mejor manera los errores. Sin embargo, el objetivo de añadir el estimador es para formar un sistema adaptativo, es decir, que el sistema podría operar solamente con modulación, haciendo más susceptible de errores la señal, obteniendo por tanto, otros valores de error en la magnitud (diferencia) y correlación. Estos resultados se muestran en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4 Diferencias y correlaciones para sistemas con sólo modulación

Canal	Diferencia	Correlación
Rice $K = 14$ dB	0.038	0.81
Rayleigh, Vel = 60 Km/hr	0.07	0.70
Rice $K = 7$ dB	0.04	0.68
Rice $K = 5$ dB	0.09	0.62

Una vez determinados estos valores, estos resultarán útiles para un sistema que cambiará entre modos, es decir, que sus características cambiarán dependiendo de las condiciones del canal. De acuerdo a los valores de las dos tablas anteriores, se determina que en la mayoría de los casos, tanto la magnitud como la fase son afectadas.

Para cualquiera de modelos de canal markoviano (dos, tres o cuatro estados), el estimador tendrá las mismas características en su salida. Esto es, el estimador, indicará de entre los cuatro modos anteriormente establecidos cuál es el más conveniente en ese momento.

Una vez que el estimador y los principios de funcionamiento para la parte adaptativa fueron implementados en Matlab, se obtuvieron los siguientes resultados, en donde se pueden apreciar las transiciones entre modos.

Para el sistema con canal markoviano de dos estados, se obtuvieron los siguientes resultados:

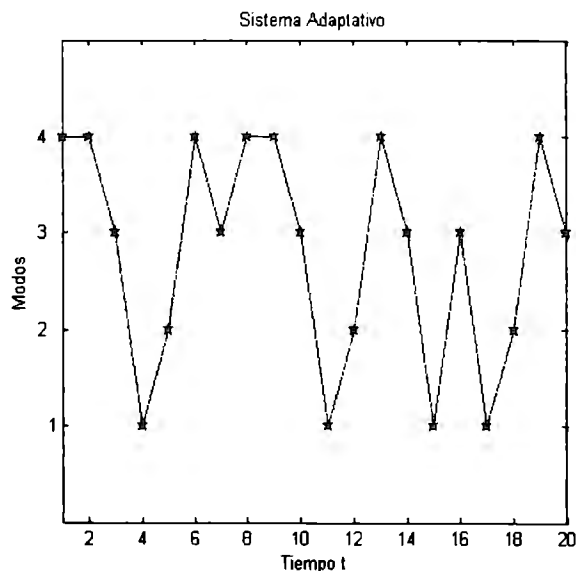


Fig. 4.36 Transición entre modos para un canal markoviano dos estados

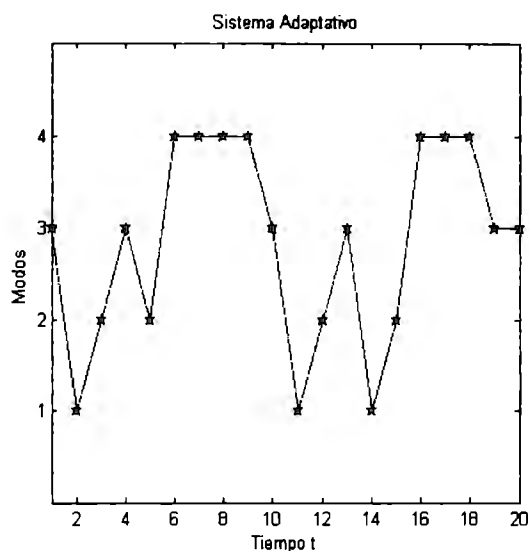


Fig. 4.37 Transición entre modos para un canal markoviano dos estados

Tabla 4.5 Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de dos estados

Modo	Porcentaje
Modo 1	13%
Modo 2	7%
Modo 3	71%
Modo 4	9%

Las Fig. No. 4.36 y 4.37 muestran la conmutación que hace el sistema para cambiar entre modos, en las cuales se observa que se estarían optimizando los recursos. En cuanto a las estadísticas, se obtuvo que el Modo 3, es decir, el que contiene modulación y codificación Reed Solomon, fue el que predominó; y el Modo 2 fue el que menos predominó seguido del Modo 4, que es el que

contiene doble codificación. Esto es debido a que la tendencia del canal es hacia un Rice $K = 14$ dB, es decir, que presenta poco ruido y por tanto, en raras ocasiones fue necesaria la doble codificación.

En el caso del sistema markoviano de tres estados, éstos fueron los resultados.

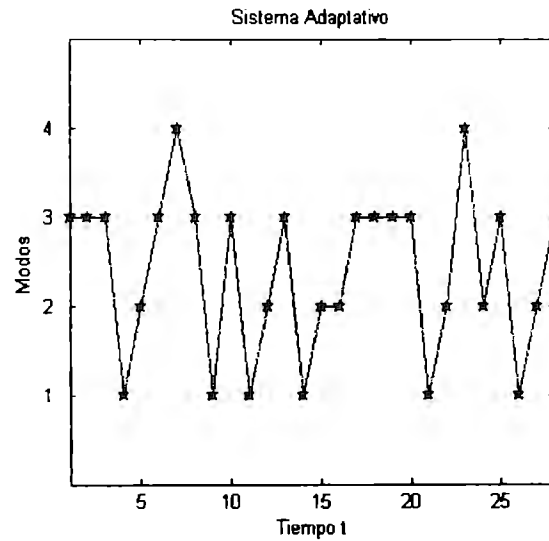


Fig. 4.38 Transición entre modos para un canal markoviano tres estados

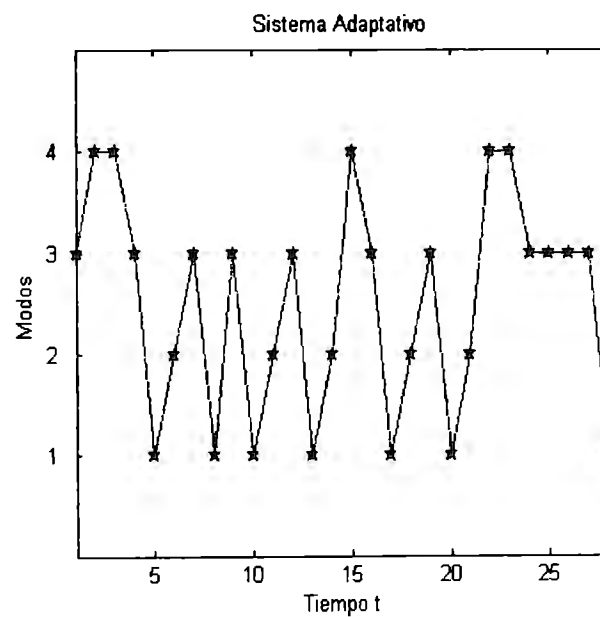


Fig. 4.39 Transición entre modos para un canal markoviano tres estados

Tabla 4.6 Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de tres estados

Modo	Porcentaje
Modo 1	24%
Modo 2	24%
Modo 3	40%
Modo 4	12%

De acuerdo a las Fig. No. 4.38 y 4.39, el sistema conmutó entre modos en varias ocasiones, predominando más el Modo 3, que es cuando se agrega la codificación Reed Solomon y modulación; mientras que el modo que menos fue usado fue el Modo 4, que es el que incluye doble codificación. Esto se debe a que el modelado del canal de este sistema tiende a un canal Rayleigh (cuando el usuario presenta velocidad de 60 Km/hr) y Rice $K = 7$ dB, es decir, un canal un poco más ruidoso que el caso anterior. Esto implica que es necesaria alguna codificación robusta, como Reed Solomon, haciendo rendir mejor el sistema al no ser tan necesaria la doble codificación.

Finalmente, para el sistema markoviano de cuatro estados, los resultados obtenidos fueron los siguientes.

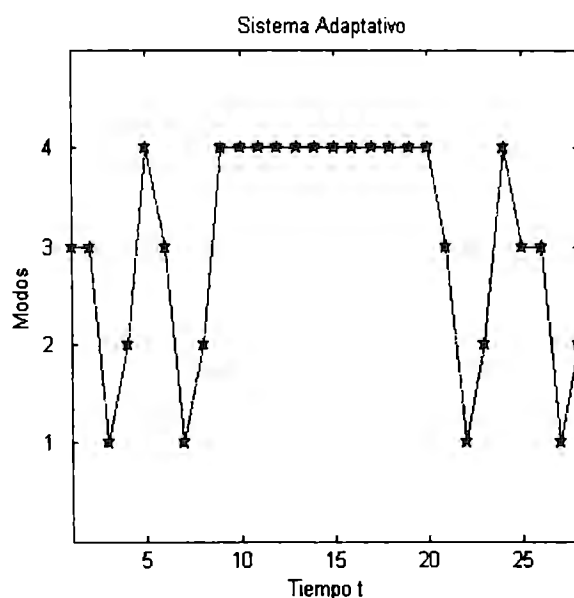


Fig. 4.40 Transición entre modos para un canal markoviano cuatro estados

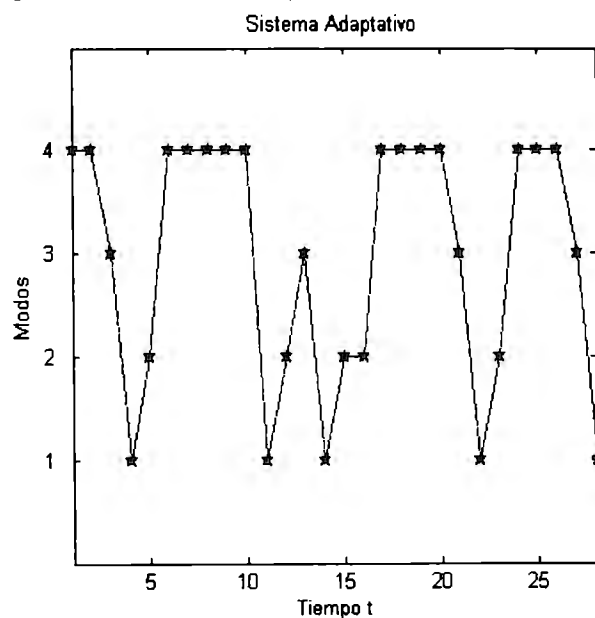


Fig. 4.41 Transición entre modos para un canal markoviano cuatro estados

Tabla 4.7 Porcentaje de aparición de modos para sistema markoviano de cuatro estados

Modo	Porcentaje
Modo 1	16 %
Modo 2	17 %
Modo 3	20 %
Modo 4	47 %

El modelado de este sistema está basado en un canal más ruidoso que el primero y es parecido al anterior, es decir, predomina el Rayleigh y Rice $K = 7$ dB. Esto hace que sea de nuevo necesario una codificación robusta, lo cual se aprecia en la Tabla 4.7, la cual indica que el Modo 4 (doble codificación mas modulación) fue el que predominó y que el Modo 1 (sólo modulación) fue el que menos veces se usó ya que es un modo que puede ser aplicado cuando no hay demasiado fading, no siendo éste el caso.

Por otro lado, también se analizaron los valores de BER obtenidos usando el sistema adaptativo. Para cada modelo de canal markoviano, estos valores se muestran en las tablas siguientes.

Tabla 4.8 Comparación de BER de modelo de canal markoviano de dos estados y sistema adaptativo

E_b/N_0 (dB)	BER con Canal Markoviano	BER con Sistema Adaptativo
5	0.5015	0.0249
6.5	0.0052	0.099

Tabla 4.9 Comparación de BER de modelo de canal markoviano de tres estados y sistema adaptativo

E_b/N_0 (dB)	BER con Canal Markoviano	BER con Sistema Adaptativo
6	0.0574	0.0628
6.5	0.0296	0.0616

Tabla 4.10 Comparación de BER de modelo de canal markoviano de cuatro estados y sistema adaptativo

E_b/N_0 (dB)	BER con Canal Markoviano	BER con Sistema Adaptativo
6	0.0524	0.0714
6.5	0.0375	0.0466

Las tablas anteriores muestran características muy similares en cuanto a la comparación de BER cuando se usa un modelo de canal markoviano y cuando se agrega la función del estimador para lograr un sistema adaptativo. Como se había dicho anteriormente, el objetivo aquí es la optimización de recursos, lo cual se comprobó con las gráficas de las Fig. No. 4.36 a 4.41. Así mismo, se obtuvieron resultados similares a los esperados, es decir, que la tasa de BER no necesariamente fue mejorada, como fue mencionado en el capítulo anterior. En el caso del modelo de canal de dos estados, para $E_b/N_0 = 5$ dB sí se obtuvo una mejora ya que en lugar de tener cinco errores por cada diez bits, se lograron dos errores por cada cien bits. Para los demás casos, se observó que no se tuvo mejoras en la BER , sin embargo, la diferencia no es muy grande para $E_b/N_0 \approx 6$ dB, ya que la diferencia entre los valores de BER aplicando el canal markoviano y con el sistema adaptativo es de alrededor de 0.01. Es así como se obtuvo un modelado de canal por medio de cadenas de Markov con diferente número de estados y a la vez un sistema adaptativo que optimiza sus recursos.

4.5 SERIES TEMPORALES

Siguiendo la metodología mencionada en el capítulo anterior y al igual que en [52], una señal puede dividirse en tres tipos de segmentos.

- Casi constante (C): es decir, que el nivel atenuación varía muy poco.
- Decreciente (D): la señal presenta una atenuación grande con respecto a la muestra anterior.
- Creciente (U): la señal aumenta en su potencia con respecto al punto anterior.

El primer paso fue analizar cada atenuación presente con respecto a la anterior determinar las probabilidades condicionales y clasificar estos puntos de acuerdo al criterio anterior (casi constante, decreciente o creciente). Esto lleva a hacer una gráfica de cada criterio de acuerdo a sus atenuaciones. Las gráficas obtenidas para cada caso se muestran en las Fig. No. 4.42, 4.43 y 4.44.

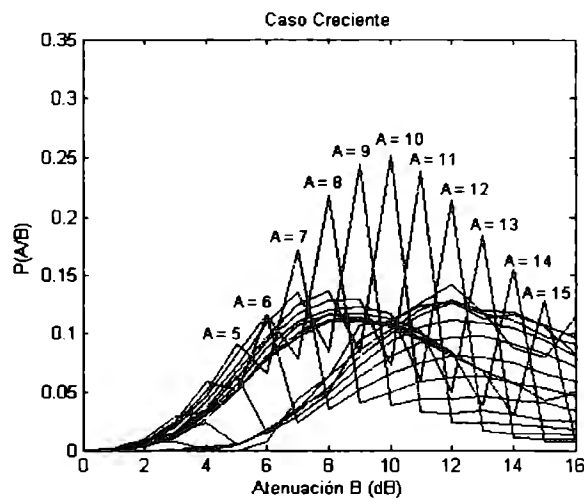


Fig. 4.42 Histogramas para caso creciente

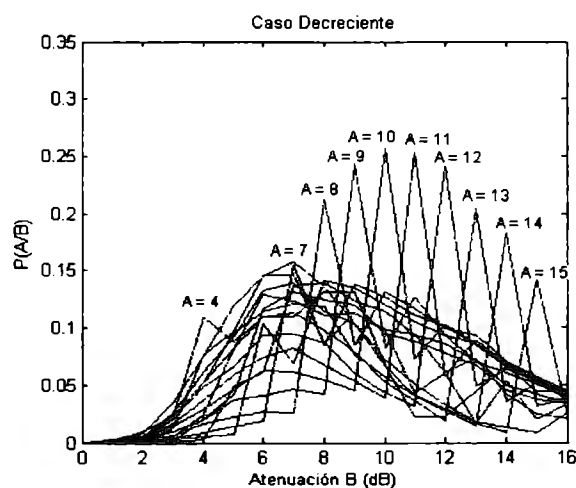


Fig. 4.43 Histogramas para caso decreciente

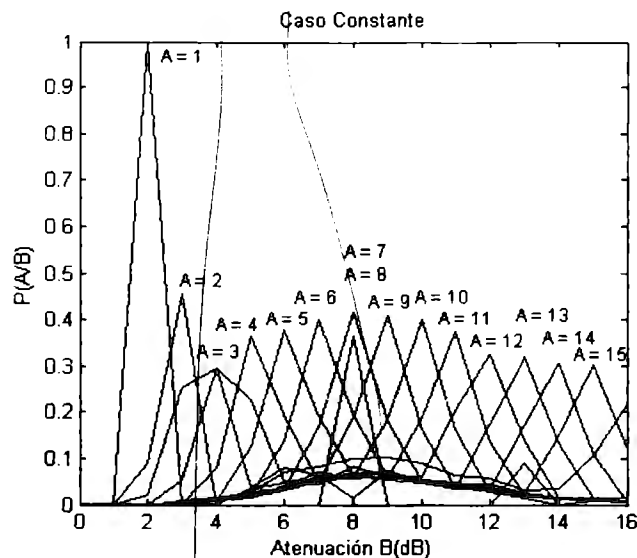


Fig. 4.44 Histograma para caso casi constante

Las gráficas anteriores tienen características muy parecidas. La más importante y la más notable es que el punto máximo casi se encuentra cuando $A = B$, esto quiere decir que la media se encuentra en el punto de la atenuación que se está analizando en ese momento dada la anterior atenuación. Este mismo caso lo presenta Fiebig en su artículo, sin embargo, su análisis lo hace a 40 GHz, validando así la metodología que hasta ahora se ha mencionado.

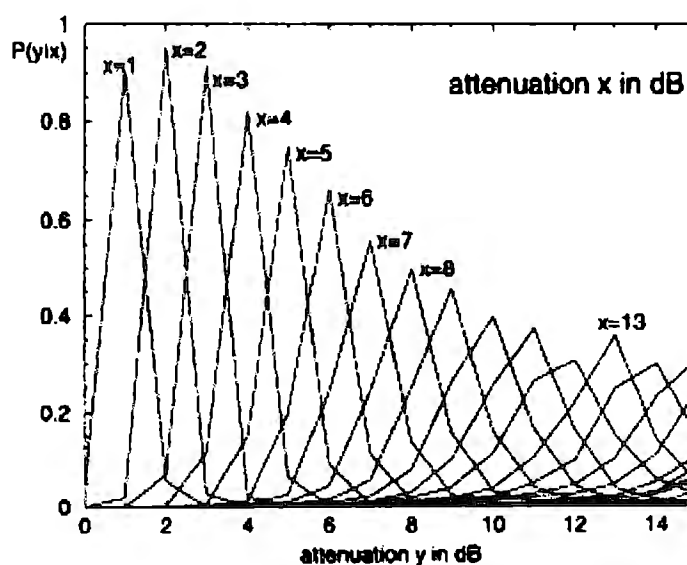


Fig. 4.45 Gráficas obtenidas por Fiebig[54]

Las Tablas 4.11, 4.12 y 4.13 contienen los datos de las probabilidades condicionales. El primer renglón representa la atenuación actual y la primera columna es la atenuación pasada; también se agregó un último renglón para comprobar que la suma de probabilidades es igual a uno. De estas tablas se obtuvieron los histogramas de las Fig. No. 4.42 a 4.44. Después de haber analizado los resultados, se observó que se tuvieron mayor cantidad de experimentos para atenuaciones de 16 a 0, por eso sólo se graficaron esas funciones ya que contienen una suficiente cantidad de datos para poder llegar a una conclusión.

Tabla 4.11 Probabilidades condicionales para el caso creciente

B/A	-16	-15	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
-16	0.0471	0.0057	0.006	0.008	0.0118	0.0178	0.0282	0.0336	0.044	0.0565	0.0735	0.0726	0.0971	0.0813	0.1034	0.1515	0
-15	0.0429	0.1328	0.0062	0.009	0.0154	0.0205	0.0244	0.0406	0.0533	0.0678	0.0811	0.0915	0.0938	0.0959	0.1336	0.1212	0.3333
-14	0.0559	0.031	0.1564	0.0098	0.0149	0.0238	0.0306	0.0416	0.0621	0.0738	0.0923	0.1014	0.1107	0.1092	0.0991	0.0909	0
-13	0.0681	0.0637	0.0341	0.1787	0.0183	0.0237	0.0328	0.0489	0.0748	0.0804	0.0979	0.1113	0.1326	0.1323	0.1121	0.1212	0
-12	0.0843	0.0837	0.0917	0.0455	0.2158	0.0254	0.0293	0.0425	0.0633	0.0819	0.1027	0.1138	0.1238	0.1177	0.1121	0.0606	0.3333
-11	0.0996	0.0956	0.1009	0.1087	0.0572	0.2375	0.0335	0.0452	0.0563	0.0748	0.0968	0.1073	0.1113	0.1335	0.1207	0.0909	0
-10	0.1071	0.1009	0.1046	0.112	0.1195	0.0764	0.2546	0.0412	0.0522	0.065	0.0839	0.0983	0.0851	0.1056	0.1121	0.1212	0
-9	0.1125	0.117	0.1024	0.1286	0.1219	0.1308	0.0828	0.2429	0.0448	0.0513	0.0601	0.0705	0.0927	0.0874	0.0733	0.0909	0
-8	0.1098	0.1006	0.1191	0.1124	0.1337	0.1232	0.1366	0.0835	0.2106	0.0326	0.0378	0.0479	0.0486	0.0631	0.0388	0.0606	0.3333
-7	0.0991	0.1066	0.1056	0.1083	0.1066	0.1188	0.1258	0.1441	0.0776	0.1765	0.0216	0.0272	0.0311	0.0364	0.056	0.0909	0
-6	0.0742	0.0753	0.0812	0.0823	0.0876	0.0932	0.0968	0.1067	0.1139	0.0653	0.1139	0.0093	0.0131	0.017	0.0259	0	0
-5	0.056	0.0512	0.0553	0.0541	0.0493	0.0592	0.0671	0.0717	0.0738	0.0904	0.0471	0.0699	0.006	0.0024	0.0086	0	0
-4	0.0282	0.0232	0.0242	0.0281	0.0315	0.0336	0.0364	0.0368	0.0466	0.0536	0.0586	0.0377	0.0256	0.0012	0.0043	0	0
-3	0.0119	0.0095	0.009	0.0113	0.0134	0.0123	0.0158	0.0155	0.0204	0.022	0.0249	0.0306	0.0196	0.0085	0	0	0
-2	0.0031	0.003	0.0022	0.0025	0.0025	0.0033	0.005	0.0042	0.0047	0.0072	0.0065	0.0096	0.0065	0.0085	0	0	0
-1	0.0002	0.0003	0.0012	0.0008	0.0004	0.0003	0.0003	0.0012	0.0016	0.0005	0.0011	0.0012	0.0022	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0.0002	0	0	0	0	0.0003	0.0002	0	0	0	0	0	0
Comp	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 4.12 Probabilidades condicionales para el caso decreciente

B/A	-16	-15	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
-16	0.0255	0.0223	0.0385	0.0402	0.0446	0.0457	0.0431	0.0435	0.0449	0.037	0.0398	0.0333	0.0333	0.0211	0.0332	0.0435	0
-15	0.0081	0.1421	0.0315	0.0515	0.0528	0.0554	0.0507	0.0571	0.0497	0.0522	0.0507	0.0423	0.0376	0.0249	0.0199	0.0435	0
-14	0.0132	0.0082	0.1822	0.0346	0.064	0.0672	0.0708	0.0688	0.0698	0.0659	0.0605	0.0502	0.0453	0.0421	0.0532	0.0652	0
-13	0.0174	0.0168	0.0148	0.2046	0.0482	0.0886	0.0847	0.085	0.0927	0.0836	0.0689	0.0707	0.0675	0.0727	0.0166	0.0435	0
-12	0.0329	0.0288	0.0265	0.0188	0.2418	0.058	0.1024	0.0932	0.0988	0.1018	0.093	0.085	0.0777	0.0603	0.0598	0.0217	0
-11	0.0506	0.0402	0.0402	0.0364	0.032	0.2533	0.073	0.1268	0.1157	0.1099	0.105	0.0932	0.088	0.0947	0.0432	0.0217	0
-10	0.0714	0.0663	0.0564	0.0515	0.0428	0.0381	0.2562	0.082	0.1306	0.1264	0.1194	0.1135	0.0948	0.0976	0.0963	0.0652	0
-9	0.1037	0.103	0.0765	0.0789	0.06	0.0526	0.0456	0.2427	0.0842	0.1378	0.134	0.1232	0.12	0.1129	0.113	0.1304	0
-8	0.1358	0.114	0.1183	0.0979	0.0866	0.0672	0.0543	0.0413	0.2124	0.0839	0.1411	0.1388	0.1243	0.11	0.0864	0.1304	0.25
-7	0.1576	0.1394	0.1203	0.1126	0.0942	0.0813	0.0614	0.0464	0.0262	0.1545	0.0686	0.1365	0.1307	0.1234	0.1462	0.1087	0.25
-6	0.1452	0.1318	0.1133	0.109	0.0932	0.0737	0.0624	0.0411	0.0271	0.0185	0.1039	0.0607	0.1166	0.1292	0.1462	0.1087	0.25
-5	0.1195	0.0917	0.0955	0.0823	0.0654	0.0593	0.0465	0.0374	0.0224	0.0148	0.0073	0.0487	0.0423	0.0813	0.0963	0.087	0
-4	0.0744	0.0614	0.0522	0.0525	0.0488	0.0372	0.0292	0.0203	0.0162	0.0089	0.0047	0.0031	0.0213	0.0249	0.0764	0.1087	0.25
-3	0.0347	0.0261	0.0226	0.0222	0.0208	0.0165	0.0142	0.0097	0.0067	0.0035	0.0024	0.0003	0.0009	0.0048	0.0133	0.0217	0
-2	0.009	0.0055	0.0092	0.0052	0.0042	0.0049	0.0045	0.0042	0.0023	0.0012	0.0005	0.0005	0	0	0	0	0
-1	0.001	0.0024	0.002	0.0018	0.0004	0.0005	0.001	0.0004	0.0003	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0.0001	0	0	0	0.0002	0.0003	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Comp	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 4.13 Probabilidades condicionales para el caso constante

B/A	-16	-15	-14	-13	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
-16	0.2173	0.1197	0.0035	0.0091	0.0075	0.0047	0.0079	0.005	0.005	0.0063	0.0083	0.0134	0.0056	0.0145	0	0	0
-15	0.1067	0.3009	0.1093	0.0144	0.0086	0.0102	0.0087	0.013	0.0072	0.0071	0.0074	0.0134	0.0074	0.0072	0	0	0
-14	0.0333	0.1487	0.3061	0.132	0.0145	0.0131	0.0163	0.0118	0.0146	0.0114	0.0149	0.0113	0.013	0	0	0	0
-13	0.0307	0.0239	0.1715	0.3187	0.1404	0.0204	0.0181	0.02	0.0246	0.0216	0.0198	0.0232	0.0223	0.0145	0.0909	0	0
-12	0.056	0.0444	0.0345	0.176	0.326	0.1351	0.0288	0.0315	0.0267	0.0305	0.0302	0.031	0.0372	0.029	0	0	0
-11	0.0653	0.041	0.0437	0.0334	0.2044	0.3731	0.1607	0.0373	0.0404	0.041	0.0463	0.0359	0.0465	0.0435	0	0	0
-10	0.0893	0.0496	0.0495	0.0554	0.0592	0.1866	0.3995	0.1627	0.0504	0.0555	0.048	0.0479	0.0539	0.0507	0	0	0
-9	0.1013	0.0615	0.0748	0.063	0.0565	0.0562	0.1861	0.4117	0.1827	0.0592	0.0554	0.0654	0.0706	0.0725	0	0	0
-8	0.0987	0.0821	0.0656	0.0577	0.0629	0.0672	0.0614	0.1887	0.4152	0.1944	0.0632	0.0676	0.0613	0.0145	0.3636	0	0
-7	0.0827	0.0427	0.0598	0.069	0.0586	0.0588	0.051	0.0493	0.1671	0.4019	0.1897	0.0521	0.0558	0.0652	0	0	0
-6	0.0707	0.0462	0.0345	0.0402	0.0377	0.0391	0.0303	0.0368	0.033	0.1403	0.3774	0.1928	0.0502	0.0797	0	0	0
-5	0.0267	0.0342	0.0276	0.0167	0.0151	0.023	0.0192	0.0203	0.0222	0.0208	0.1269	0.3631	0.2268	0.0362	0	0	0
-4	0.0147	0.0017	0.0127	0.0106	0.0075	0.0091	0.0084	0.0083	0.0098	0.008	0.0091	0.0809	0.2955	0.2971	0	0	0
-3	0.0067	0.0017	0.0069	0.0038	0.0011	0.0026	0.0032	0.0038	0.0012	0.0017	0.0029	0.0014	0.0539	0.2536	0.4545	0	0
-2	0	0.0017	0	0	0	0.0004	0.0003	0	0	0.0003	0.0004	0.0007	0	0.0217	0.0909	1	0
-1	0	0	0	0	0	0.0004	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Comp	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Después de haber hecho el análisis del canal, el siguiente paso es hacer una prueba de hipótesis para determinar qué función de probabilidad sigue cada una de esas curvas. En el caso del trabajo de Fiebig, él encontró que las curvas de probabilidad condicional de cada caso son gaussianas, pero esto fue para una frecuencia de 40 GHz. En el caso de la frecuencia de 2.5 GHz, no son tan claras las gráficas para determinar a simple vista que son gaussianas. Es por esto que se hizo una prueba de hipótesis con intervalos de confianza del 99% para este tipo de distribución. Los resultados se muestran en las Fig. No. 4.46 a 4.51 y tablas.

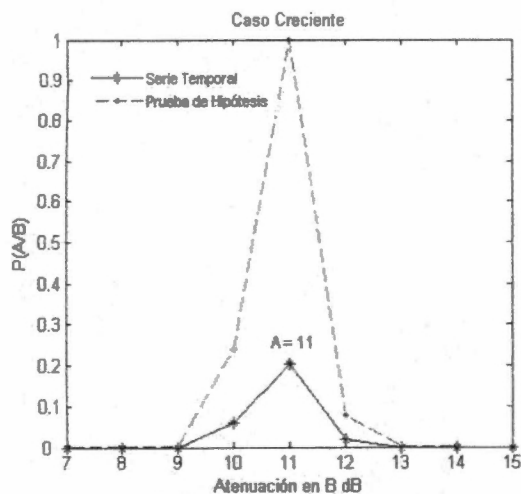


Fig. 4.46 Prueba de hipótesis 1 para caso creciente

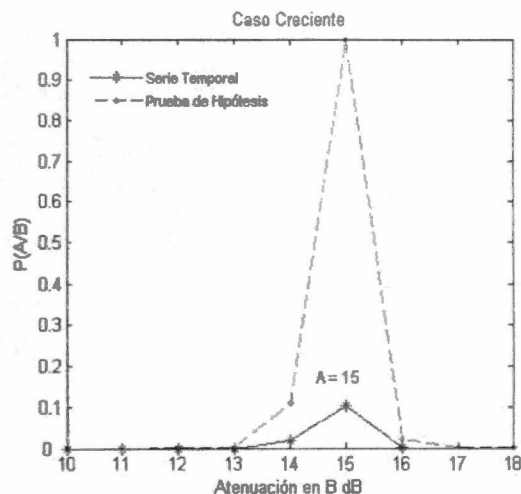


Fig. 4.47 Prueba de hipótesis 2 para caso creciente

Tabla 4.14 Medias y desviaciones estándares para caso creciente de series temporales

Atenuación B	Media Obtenida (dB)	Desviación Estándar Obtenida (dB)	Media de Prueba de Hipótesis (dB)	Desviación Estándar de Prueba de Hipótesis (dB)
15	14.87	0.40	14.81	0.37
8	7.78	0.56	4.83	0.54
5	4.84	0.61	4.79	0.57

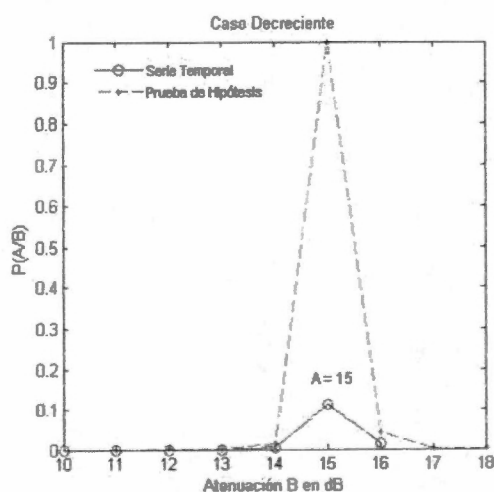


Fig. 4.48 Prueba de hipótesis 1 para caso decreciente

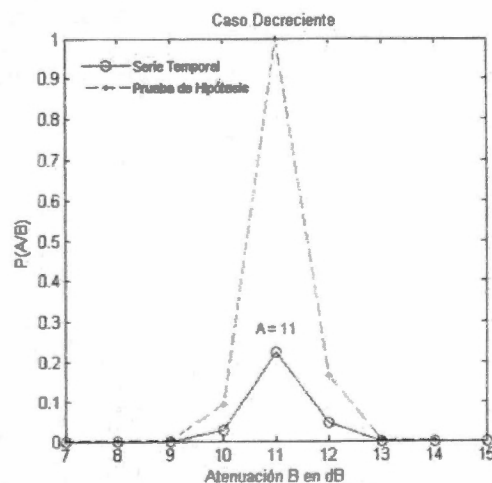


Fig. 4.49 Prueba de hipótesis 2 para caso decreciente

Tabla 4.15 Medias y desviaciones estándares para caso decreciente de series temporales

Atenuación B	Media Obtenida (dB)	Desviación Estándar Obtenida (dB)	Media de Prueba de Hipótesis (dB)	Desviación Estándar de Prueba de Hipótesis (dB)
15	15.08	0.36	15.04	0.34
8	14.04	0.45	12.03	0.43
5	5.32	0.56	5.29	0.54

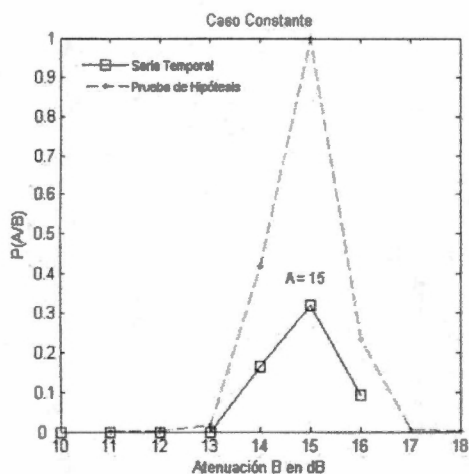


Fig. 4.50 Prueba de hipótesis 1 para caso constante

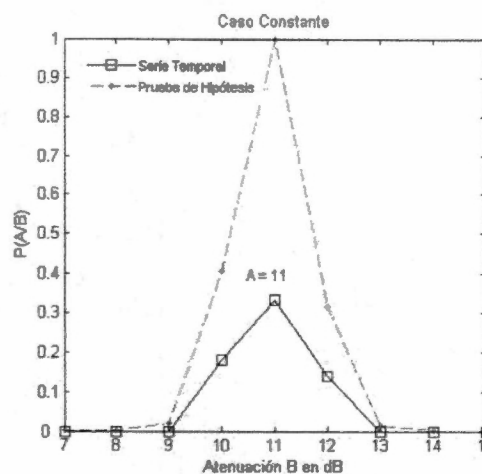


Fig. 4.51 Prueba de hipótesis 3 para caso constante

Tabla 4.16 Medias y desviaciones estándares para caso constante de series temporales

Atenuación B	Media Obtenida (dB)	Desviación Estándar Obtenida (dB)	Media de Prueba de Hipótesis (dB)	Desviación Estándar de Prueba de Hipótesis (dB)
15	14.87	0.66	14.78	0.59
8	7.95	0.68	7.93	0.67
5	5.11	0.67	5.08	0.64

En los tres casos se pueden apreciar semejanzas. La primera es que las gráficas obtenidas a partir de las probabilidades condicionales sí son parecidas a una función de distribución de probabilidad gaussiana, por tanto, una prueba de hipótesis para esta función sí fue la adecuada. En seguida, se obtuvo la media y desviación estándar tanto de las gráficas de las series temporales como las de las curvas que surgen a partir de la prueba de hipótesis, lo cual comprueba que los datos son semejantes. Sin embargo, las gráficas no son tan parecidas ya que las de las series temporales abarcan menos área que las obtenidas a partir del ajuste.

5. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

5.1 CONCLUSIONES Y CONTRIBUCIONES

A partir de los resultados mostrados en el capítulo anterior, las conclusiones obtenidas son desarrolladas enseguida.

Se realizó un modelado de canal a partir dos fenómenos principales que suceden cuando cierta información es enviada a través de un canal inalámbrico: una línea de vista entre el transmisor y receptor más multicamino, modelado a través de una pdf de tipo Rice, y la velocidad del usuario añadida al fenómeno de multicamino, lo cual es modelado por una pdf Rayleigh. A pesar de que estos modelos estadísticos representan fenómenos reales cuando una comunicación es realizada, no es suficiente ya que un canal real está formado por la combinación de varios de estos modelos estadísticos. Esto implica que un canal caracterizado solamente por medio de alguna función de densidad de probabilidad no es lo más conveniente ni apegado a la realidad, ya que ellos se limitan a describir solamente un fenómeno.

Una buena opción para mejorar el modelado del canal es mediante las cadenas de Markov, las cuales tienen su fundamento en procesos estocásticos y están basadas en la probabilidad de que suceda un evento dado el anterior. Por medio de ellas, se logra caracterizar un canal combinando los diversos canales estadísticos. Para ello, es necesario establecer el número de estados que tendrá la matriz de transición, la cual caracteriza el canal. A través de las pruebas y el análisis de resultados, se determina que entre mayor sea el número de estados, mejor estará caracterizado el canal, pero también se tiene un límite. En este caso, se llegó a la conclusión de que una matriz de transición de cuatro estados es suficiente para caracterizar un canal, ya que los resultados obtenidos con cinco estados fueron muy similares al caso anterior. Con ello se obtiene un mejor modelado de canal ya que su caracterización es más completa al incluir varios fenómenos en la matriz de transiciones.

Por otro lado, se formó un sistema de comunicaciones muy robusto ante las posibles perturbaciones (multicamino, velocidad del usuario, entre otros) ya que poseía varios elementos:

modulación (*16QAM*), dos tipos de codificación (codificación convolucional 2/3 y Reed Solomon (64,48)), entrelazador y un filtro de coseno alzado. Con ello, se logró implementar y analizar un sistema cuyas características de los bloques de modulación y codificación están basadas en el estándar 802.16 WiMAX. Debido a sus características, éste es un sistema que podría ser usado tomando en cuenta las peores condiciones que puede presentar un canal, que para este trabajo se considera que es el canal tipo Rayleigh. Sin embargo, en un entorno real, estas peores condiciones se presentan durante periodos de tiempo muy cortos, por tanto, varios elementos del sistema no serían del todo necesarios. Es por eso que se formó un sistema adaptativo, cuyo objetivo primordial es optimizar los recursos del sistema, agregando o eliminando elementos de acuerdo a las características que presente el canal, las cuales son determinadas por un estimador. Esto no implica necesariamente que el número de errores en la información recibida disminuirá, pero se obtiene un número de errores tal que, de acuerdo a estándares actuales, es suficiente para una recuperación de datos aceptable.

A comparación de otras formas de modelados de canal [1,2] y sistemas adaptativos [3-6,68-75] mencionados anteriormente, el sistema adaptativo diseñado e implementado en esta tesis presenta dos características importantes: el modelado de canal a partir de cadenas markovianas, con el cual se logra la descripción de varios fenómenos que ocurren de manera frecuente en una comunicación inalámbrica (línea de vista, multicamino y velocidad de usuario), aplicado a un sistema adaptativo basado en cuatro modos de operación. Este sistema representa la combinación de dos metodologías que en los documentos publicados por diversos autores se analizan por separado.

Y finalmente, se realizó una exploración inicial de un método con el cual se logra una mejor caracterización del canal: series temporales. Esta metodología parte de las ideas expuestas por Fiebig para frecuencias de 40 GHz, y por medio de ella se tiene un análisis completo de todos los fenómenos que provocan las atenuaciones en la señal. Pero debido a las características del escenario de este trabajo, el análisis hecho fue para la frecuencia de 2.5 GHz. Para esta última frecuencia se determinó que las curvas obtenidas para cada caso propuesto que puede presentarse en una señal es de forma gaussiana, de las cuales se obtienen los parámetros principales para algunas atenuaciones: la media y la desviación estándar. Esto implica que la metodología de series temporales es también factible para un rango de frecuencias de alrededor 2.5 GHz.

Los modelos realizados en esta tesis pueden ser aplicados con otras características, por ejemplo, en sus modos en el caso del sistema adaptativo o en el número de estados para el modelado basado en series de Markov, ya que la metodología realizada es muy flexible haciendo que cada modelado y sistemas puedan ajustarse a las características que sean necesarias en cuanto a tipos de modulación, codificación, características en modos, frecuencia de portadora, etc. Por tanto, lo anteriormente realizado puede aplicarse también a otras bandas.

5.2 LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN FUTURAS

Las pruebas realizadas y los resultados obtenidos en este trabajo fueron basadas en simulaciones hechas en Matlab. Este software representa una herramienta muy potente, con el cual, el usuario es capaz de comprender, analizar y confirmar el conocimiento adquirido de algún elemento (modulador, codificador, filtro, entre otros), sin embargo, la forma de implementación en este

programa es muy similar al análisis teórico hecho, el cual incluye operaciones con números complejos (formados por una parte real e imaginaria). Este análisis con números complejos no es posible en la vida real, ya su creación fue con el objetivo de facilitar solamente el análisis de algún proceso. Por tanto, se sugiere que dado que en este trabajo se presenta un análisis de la respuesta de los elementos que conforman el sistema de comunicaciones ante determinadas características del canal, es conveniente implementar dicho sistema en una plataforma real, como lo es un procesador digital de señales o DSP. Para ello, sería sugiere apoyarse de las ecuaciones No. (2.2) a (2.7), (2.12) y (2.41) principalmente. Esta opción es recomendada tanto para el transmisor y receptor del sistema, incluyendo los modos adaptativos, como para la generación de canales mediante modelos estadísticos y cadenas de Markov. Para el caso de la implementación en un DSP de los modos adaptativos se sugiere usar la misma metodología que se explicó anteriormente; y para el caso de las cadenas de Markov, es recomendable adaptar los programas hechos en Matlab que se encuentran en la sección de anexos de este documento ya que ellos no necesitan de funciones especiales de dicho software.

Así mismo, otra línea de investigación futura que se propone es adaptar la metodología usada en este trabajo para otros estándares y/o tecnologías, por ejemplo, para los HAPs (Plataformas de Gran Altitud). Estas plataformas operan en frecuencia alrededor de 40 GHz y dado el área de las plataformas, la optimización de recursos sería un elemento de gran utilidad.

Por otro lado, como se mencionó en los objetivos, en este trabajo se realizó un análisis de factibilidad de adaptación de la metodología de series temporales a otras frecuencias, a través de pruebas con la frecuencia usada: 2.5 GHz. La conclusión que se obtuvo de este trabajo es que las probabilidades condicionales siguen una función de densidad de probabilidad tipo gaussiana, de la cual, los principales parámetros son la media y desviación estándar. Tal como fue sugerido en el capítulo de implementación, estas medias y desviaciones estándares pueden ser usadas como base de datos para realizar un generador de variables gaussianas mostrado en la Fig. 3.25. Es decir, en este trabajo ya se establecieron las bases para que un nuevo modelo de generación de canal, el cual incluirá diferentes tipos de fenómenos tales como línea de vista, sombras, variadas velocidades del usuario, dispersión, multicamino, etc., sea creado. Los siguientes pasos a realizar son la incorporación de este modelo de canal al sistema de comunicaciones y comprobar la metodología que fue propuesta por Fiebig y en este trabajo.

6. FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] Lutz, E.; Cygan, D.; Doopld; Dolainsky, F. "The Land Mobile Satellite Communication Channel Recording Statistics and Channel Model". IEEE Trans. On Vehicular Technology. Vol. 34, pp 738-742. 1994.
- [2] Vucetic, Branka. Du, Jun. "Channel Modeling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems". IEEE Journal on Selected areas on Communications Vol. 10, No.8 Octubre 1992.
- [3] Holm, Henrik. "Adaptive Coded Modulation: Channel Prediction". <http://www.tele.ntnu.no/projects/beats/course.htm> [Última visita: 28 Agosto 2007]-
- [4] Goldsmith, A. Chua, S.G. "Adaptive Coded Modulation for Fading Channels". IEEE Transactions on Communications. Vol. 46. No. 5. Mayo 1998.
- [5] Soyjaudah, K.M.S. Rajkumarsingh, B. "Adaptive Coding and Modulation Using Reed Solomon Codes for Rayleigh Fading Channels". IEEE. 2001.
- [6] Falahati, S. et al. "Adaptive Modulation Systems for Predicted Wireless Channels" IEEE Transactions on Communications. Vol. 52. No. 2. Febrero 2004.
- [7] Instituto Nacional de Estadística, Geografía e Informática, INEGI. Comunicado Número 238/06. [17 Noviembre 2006]. <http://www.inegi.gob.mx/inegi/contenidos/espanol/prensa/Boletines/Boletin/Comunicados/Especiales/2006/Noviembre/comunica6.pdf> Aguascalientes, México. [Última visita: 7 Octubre 2007]
- [8] Van Rees, J. "Measurements of the Wide-Band Radio Channel Characteristics for Rural, Residential and Suburban Areas". IEEE Transactions on Vehicular Technology. Volumen 36, Tomo 1, Febrero 1987 Page(s):2 – 6
- [9] ETSI. Estandarización de GSM <http://www.etsi.org/WebSite/Technologies/gsm.aspx> [Última visita: 8 Octubre 2007]
- [10] Laurenson, David I. "Indoor Radio Channel Propagation Modelling by Ray Tracing Techniques" Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy at The University of Edinburgh. 1994. http://www.see.ed.ac.uk/~dil/thesis_mosaic/total.html (Última visita: 26 Septiembre 2007).
- [11] Durgin, Gregory. "Space-Time Wireless Channels". Prentice Hall. Octubre 2002. E.U.A.
- [12] Sklar, Bernard. "Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems". IEEE Communications Magazine. Noviembre 1993

- [13] Ulloa Vásquez, Fernando. "Contribución al Estudio de un Modelo de Canal Aeronáutico para Sistemas de Radiocomunicación Digital Terrestre Basados en Plataformas Estratosféricas HAPS". Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Barcelona, España. Febrero 2003.
- [14] Rappaport, Theodore S. "Wireless Communications. Principles and Practice" Prentice Hall. 2a. Ed. E.U.A. 2002.
- [15] Goldsmith, Andrea. "Wireless Communications". Cambridge University Press. E.U.A. 2005.
- [16] Parsons, J. D. Gardiner, J.G. "Mobile Communication Systems". Halsted Press. Nueva York, E.U.A. 1989
- [17] Rice, M. Slack J. "K-Band LMS Channel Characterizations using ACTS". Int. J. Satellite Comm. Vol. 14. 1996.
- [18] Rice, M. Humphreys, B. "Stastical Models for the ACTS K-Band Land Mobile Satellite Channel". IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Vol. 1, pp 46-50. 1997.
- [19] Loo, C. "A Statistical Model for Land Mobile Satellite Link" IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-34 No3, pp. 122–127, Agosto 1985.
- [20] Loo, C. "Digital Transmission through a Land Mobile Satellite Channel". IEEE Trans on Communications. Vol. 38. No. 5. Mayo 1990.
- [21] Loo, C. Secord, N. "Computer Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission". IEEE Trans. on Vehicular Technology. Vol. 40. No. 4, pp 700-707. Noviembre 1991.
- [22] Loo, C. Butterworth, J.S. "Land Mobile Satellite Channel Measurement and Modeling". IEEE Trans. On Vehicular Technology. Vol. 86, pp. 1442-1463. Julio 1998.
- [23] Vucetic, B. "Channel Modeling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems". IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 10. No. 8. Octubre 1992.
- [24] Hoehner, P.; Jahn, A.; Bischl, H. "On Satellite Emulation by an Airborne Platform". IEEE Institute for Communications Technology (DLR), 1996.
- [25] Jahn, A. Bischl, H. "Channel Characterization for Spread Spectrum Satellite Communications" Proc. IEEE Int. Symp. On Spread Spectrum Techn. and Appl. Septiembre 1996.
- [26] Jahn, A.; Dottling, M.; Kunisch, J.; Buonomo, S. "A Versatile Propagation Channel Simulator for Land Mobile Satellite" Proc. IEEE 48th Vehicular Technology Conference, Vol. 1, pp. 213–217, 1998.
- [27] Rappaport, T.S. Liberti J.C. "A Geometrical Based Model for Line-Of-Sight Multipath Radio Channel". 46th IEEE Vehicular Technology Conference, vol. Atlanta. E.U.A. Abril/Mayo 1996.
- [28] Rappaport, T.S. Durgin, G. "Basic Relationship between Multipath Angular Spread and Narrowband Fading in Wireless Channels" IEEE Electronics Letters. Diciembre 1998.
- [29] Dosis, F. et al. "Small-Scale Fading for High Altitude Platform (HAP) Propagation Channels" IEEE Journal Selected Areas en Communications, Vol. 20 No3, Abril 2002.
- [30] Vazquez-Castro, M. Pérez-Fontán, F. "LMS Markov Model and its Use for Power Control Error Impact Analysis on System Capacity" IEEE Journal on Selected Areas on Comm. Vol. 20 No. 6, pp. 1258–1265, Agosto 2002.
- [31] Bello, P.A. "Aeronautical Channel Characterization". IEEE, Tr. Comm., vol. COM-21, No. 5, pp. 548–563, Mayo 1973.
- [32] Frasco, L.A. "Signal Design for Aeronautical Channels" IEEE Trans. on Comm., vol. COM-21 No. 5, Mayo 1973.

- [33] Elnoubi, S.M. "A Simplified Stochastic Model for the Aeronautical Mobile Radio Channel" Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. Vol. 4, pp. 960–963, 1992.
- [34] Haas, E. "Aeronautical Channel Modeling" IEEE, Transactions on Vehicular Technology, Vol. 51, No. 10, Marzo 2002.
- [35] Hoeher, P. Haas, E. "Aeronautical Channel Modeling at VHF Band" Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. Vol. 4, pp. 1961–1966, 1999.
- [36] Hashemi, H. "The Indoor Propagation Channel" Proc. of the IEEE, vol. 81, Jul. 1993, pp. 941–968.
- [37] Abbouraddy, A. F.; Elnoubi, S. M. "Statistical Modeling of the Indoor Radio Channel at 10 GHz Through Propagation Measurements—Part I: Narrow-Band Measurements and Modeling" IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, pp. 1491–1507, Sept. 2000.
- [38] Marcum, J. I. "A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar" IRE Transactions, IT-6, pp. 59–267, April 1960.
- [39] Nakagami, M. "The M-Distribution – A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading," In W.C. Hoffman" Statistical Methods in Radio Wave Propagation, Pergamon, Oxford, 1960.
- [40] Proakis, J.G. "Digital Communications".4^a ed. E.U.A. 2001.
- [41] Sklar, Bernard. "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems. Part I: Characterization". IEEE Communications Magazine. Julio 1997.
- [42] Sklar, Bernard. "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems. Part II: Mitigation". IEEE Communications Magazine. Julio 1997.
- [43] Jafrkhani, Hamid. "Space-Time Coding. Theory and Practice" Cambridge University Press. E.U.A. 2005.
- [44] Ziri-Castro, K.I. Evans, N.E. Scanlon, W.G. "Propagation Modelling and Measurements in Populated Indoor Environment at 5.2 GHz" Auswireless 2006 Conference Papers. Annals of African Journals and Conference Proceedings.
- [45] Rezaeian, Mahammad. "Symmetric Characterization of Finite State Markov Channels" ISIT 2006. Seattle, USA. Julio, 2006.
- [46] Lin, Hsin-Piao. "Two-Layer Multistate Markov Model for Modeling a 1.8 GHz Narrow-Band Wireless Propagation Channel in Urban Taipei City. IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 54, No. 2. Marzo 2005.
- [47] Yongjun X., Yuguang F. "A General Statistical Channel model for Mobile Satellite Systems" *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol 49, No.3, Mayo 2000.
- [48] Lawrence, R. Rabiner. "A Tutorial on Hidden Markov Models and Selected Applications in Speech Recognition". Reading in Speech Recognition. Morgan Kaufmann Publishers. E.U. A. 1990.
- [49] Yin, George. Zhang, Qing. "Discrete-Time Markov Chains. Two Time-Scale Methods and Applications" Springer. E.U. A. 2005.
- [50] Cuevas-Ruiz, J.L.; Delgado-Penin, J.A. "Channel model based on semi-Markovian processes. An approach for HAPS systems" IEEE International Conference on Electronics, communications and Computer. *CONIELECOMP* 2004.
- [51] Chun Loo, and John S. Butterworth. "Land Mobile Satellite Channel Measurement and Modeling" Proceedings of the IEEE; Vol. 86, No. 7, Julio 1998. Pp 1442-1463.
- [52] Vucetic, B, Du, J. "Channel Modeling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems" IEEE Journal on Selected areas on Communications Vol. 10, No.8 Octubre 1992.
- [53] Devore, Jay. Peck, Roxy. "Statistics. The Exploration and Analysis of Data". 5a. edición. Editorial Thompson. E.U.A. 2005.

- [54] Fiebig, U. C. "Modeling Rain Fading in Satellite Communications Links". Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Invierno. IEEE VTS 50o. Volumen 3, 19-22 Septiembre. 1999 Páginas:1422 - 1426 vol.3
- [55] Fiebig, U. C., Riva, C. "Impact of Seasonal and Diurnal Variations on Satellite System Design in V Band". IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 52. No. 4 Abril. 2004.
- [56] Cuevas-Ruiz, J.L. Delgado-Penín, J.A. "Seasonal Variation for Rain Fading. An Approach for HAPs Systems". Proceedings for Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference CERMA 2006.
- [57] Seiichi Sampei, Terumi Sunaga. "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications" IEEE Transactions On Vehicular Technology. Volumen 42 (2): 137-147. Mayo, 1993.
- [58] Sierna, Luis Gabriel. CINIT. "QAM, La Guía Completa". [01 Abril 2003] <http://www.cinit.org.mx/articulo.php?idArticulo=10> [Última visita: 10 Junio 2007]
- [59] Langton, Charan. "Tutorial 12: Coding and Decoding with Convolutional Codes". 1999.
- [60] Campuzano Zubeldia, Álvaro. Varela Cuadrado, Iker. "Reducción de la Probabilidad de Error en Transmisión Mediante la Utilización de Codificación Convolutiva y Decodificación de Viterbi". Universidad de Navarra. 2006.
- [61] Haykin, Simon. "Digital Communications". pp 378. John Wiley & Sons. 1988
- [62] Riley, Martín. Richardson Iain. "Reed Solomon Codes. (1998) http://www.cs.cmu.edu/afs/cs.cmu.edu/project/pscico-guvb/realworld/www/reedsolomon/reed_solomon_codes.html (Última visita: 13 Junio 2007)
- [63] Estándar IEEE 802.16. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems-Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2–11 GHz. E.U.A. 2003.
- [64] Marvin K. et a. "Digital Communication Techniques: Signal Design and Detection". pp 747. Prentice Hall. 1995
- [65] Glover, I. Grant, P. "Digital Communications". 2ª. Edición. Pearson Education. E.U.A. 2004.
- [66] Sklar, Bernard. "Digital Communications. Fundamentals and Applications". 2ª. Edición. E.U.A. Pearson Education. 2001.
- [67] Burr, A.G. "Adaptive Space-Time Signal Processing and Coding". IEEE database. 2000.
- [68] Halonen, Timo. Romero, Javier. Melero, Juan. "GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS". Wiley. Nueva York, E.U.A. 2002.
- [69] Tisal, Jachim. "GSM Cellular Radio Telephony". Wiley. Nueva York, E.U.A. 1997.
- [70] Eberspächer, Jörg. "GSM Switching, Services and Protocol". Wiley. Nueva York, E.U.A. 1999.
- [71] Holm, Henrik. "Adaptive Coded Modulation: Channel Prediction". <http://www.tele.ntnu.no/projects/beats/course.htm> [Última visita: 01 Septiembre 2007] Norwegian University of Science and Technology. Department of Telecommunications
- [72] Falahati, Sorour, et al. "Adaptive Modulation Systems for Predicted Wireless Channels". IEEE Transactions on Communications. Vol. 52, No. 2. Febrero 2004.
- [73] Soyjaudah, K.M.S. Rajkumarsingh, B. "Adaptive Coding and Modulation Using Reed Solomon Codes for Rayleigh Fading Channels". IEEE database. 2001.
- [74] Iliiev, Georgi. Egiazarian, Karen. "Adaptive System for Noise Cancellation in Wireless Communications". IEEE MELECON 2004. Mayo 12-15, 2004. Dubrovnik, Croacia.

- [75] Yan, Wang. Weiguan, Guo. Hanwei, Fuo. "Adaptive System Training Base on Minimum Error Entropy". Proceedings of the 2003 IEEE International Conference on Robotics, Intelligent Systems and Signal Processing. Changsha, China. Octubre 2003.
- [76] Mavares, Dimas. "Estimación de Canal y Selección Adaptativa de Código Espacio-Tiempo en Sistemas de Diversidad en Transmisión". Tesis Doctoral. Universidad de Cantabria. Santander, España. Julio 2006.
- [77] Deneire, Luc et al. "A Low Complexity ML Channel Estimator for OFDM" IEEE database. 2003.
- [78] Zabalegui, J. M. et al. "A Recursive Least Square Channel Estimator for Digital Terrestrial Broadcasting System". IEEE Database. Mayo 17, 2002.
- [79] Necher, Marc. Sanzi, Frieder. "Generalized 8PSK for Totally Blind Channel Estimation in OFDM". IEEE database. 2004.
- [80] Khayrallah, Ali. Fulghum, Tracy. Hui, Dennis. "MAP Equalization for DQPSK in Multi-Pass Demodulation". IEEE database. 2000.
- [81] Ling, S.L. Siyau, M. F. Ormondroyd, R.F. "Channel Estimation of a Space-Time UMTS Uplink System for Future Generation Mobile Radio Communications Systems". IEEE database. 2003.
- [82] Stemler, F.G. "Introducción a los Sistemas de Comunicación". Editorial Addison-Wesley. 3ª. Edición. E.U.A. 1993.
- [83] Walpole, Ronald E. et al. "Probabilidad y Estadística para Ingeniería y Ciencias". Pearson Educación. México. 2007.
- [84] Kostov, Nikolay. "Mobile Radio Channels Modeling in Matlab". Radio Engineering. vol. 12. No. 4. Diciembre 2003.
- [85] Prabhu, G.S.; Shankar, P.M. "Simulation of flat fading using MATLAB for classroom instruction". IEEE Transactions on Education. Volume 45, Issue 1, Feb. 2002 Páginas:19 - 25
- [86] Riediger, M. Swedyk, E. "Communication Receiver Based on Markov Models of the Fading Channel". IEEE Proceedings online. Vol. 150, No. 4. Agosto 2003.
- [87] Tan, Christopher C. "On First-Order Markov Modeling for the Rayleigh Fading Channel". IEEE Transactions on Communications. Vol. 48. No. 12. Diciembre 2000.
- [88] Pimentel, Cecilio. Falk, Tiag. Lisboa, Luciano. "Finite-State Markov Modeling of Correlated Rician-Fading Channels". IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 53, No. 5. Septiembre 2004.
- [89] Van Rees, J. "Measurements of the Wide-Band Radio Channel Characteristics for Rural, Residential and Suburban Areas". IEEE Transactions on Vehicular Technology. Volumen 36, Tomo 1, Febrero 1987 Page(s):2 – 6
- [90] Molina García, Adán. Cuevas Ruiz, José Luis. "Selective Modulation Performance Under Markovian Fading Channel Model" 16o. IEEE International Conference on Electronics, Communications and Computers CONIELECOMP, 2006.
- [91] Johnston, David. Yaghoobi, Hassan. "Peering into the WiMAX Spec: Part 1". [Enero 20, 2004] <http://www.commsdesign.com/showArticle.jhtml?articleID=17500156> [Agosto 16, 2004]
- [92] Wang, Qian, Onotera, Larry. "Coded QAM Using a Binary Convolutional Code" IEEE Transactions On Communications. Vol 43. No. 6. Junio 1995.
- [93] Jacobs, Irwin. "Practical Applications of Coding" IEEE Transactions on Information Theory. Vol. It. 20. No. 3. Mayo 1974.
- [94] Muñoz, Irazú. "WiMAX: El Nuevo Acceso Inalámbrico a Internet". Centro de Investigación e Innovación en Telecomunicaciones. CINIT.

- [95] Condon, Robert. CEO, Libera. "WiMAX UK Network Deployment" INTEL.
- [96] Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian, "Multiple-Antenna Technology in WiMAX Systems" _ Intel Technology Journal, Volume 8, Issue 03, pp. 229-239, 2004
- [97] Amaiz, Alejandro. "WiMAX, la Evolución del Mundo Inalámbrico de Banda Ancha". Especial WiMAX 802.16: El Proceso de Estandarización. Revista Tele-Semana.com. Agosto 26, 2004.
- [98] Nohara, Mitsuo. "IEEE 802.16/WiMAX. Broadband Wireless Access". ITU-T Workshop. NGN and its Transports Networks. Kobe. 20-21 Abril 2006.
- [99] Gonzalo, Laura. "WiMAX 802.16: Soluciones R/S para Aplicaciones de Banda Ancha" Rohde&Schwarz. Abril 2005.
- [100] Conti, Juan Pablo. "The Long Road to WiMAX" IEE Review. Octubre 2005.
- [101] Renaudeau, D. Boettle, D. Steuaert, H. "WiMAX: Desde Acceso Inalámbrico Fijo a Internet en el Bolsillo". Revista de Telecomunicaciones de Alcatel. 2º. Trimestre de 2005.
- [102] WiMAX Forum. "Mobile WiMAX, Part 1: A Technical Overview and Performance Evaluation". Febrero 21, 2006.
- [103] Cherry, Steven. "WiMAX and Wi-Fi: Separate and Unequal. The important but widely misunderstood IEEE 802.16 Standard" IEEE Spectrum. Marzo, 2004.
- [104] Suitor, Kevin. "Sinergías entre Wi-Fi, 3G y WiMAX". Especial WiMAX 802.16: El Proceso de Estandarización. Revista Tele-Semana.com. Agosto 26, 2004.
- [105] WiMAX Forum. "Mobile WiMAX-Part II: A Comparative Analysis". Abril 2006.
- [106] Montañana, Rogelio. "Sistemas inalámbricos 802.16 y Satélite". Ampliación de Redes 6-2-1.
- [107] Harris, Siân. "WiMAX is Coming". IEE Communications Engineer. Agosto/Septiembre 2004.

ANEXO A. WIMAX

WiMAX o Worldwide Interoperability Microwave Access (por sus siglas en inglés) es una interfaz aérea para sistemas fijos de acceso inalámbrico de banda ancha [94]; está definida, según Intel, como una tecnología de comunicaciones inalámbricas de banda ancha para grandes áreas, cuyo objetivo es la transmisión de datos (Internet), voz y video a altas velocidades tanto para hogares como negocios. Es considerada como una solución para la “última milla” que podría resultar más barata que el cobre y el ADSL. [95] Esto representa una gran ventaja ya que puede ser utilizado en lugares en donde la comunicación alámbrica es demasiado costosa, inconveniente o no está disponible. [96]

El objetivo principal de WiMAX no es sustituir tecnologías, por el contrario, es unir las para formar una red más completa que abarque los tres principales servicios: datos, voz y video. Esto quiere decir que se pueden incorporar WiFi, ADSL, redes alámbricas, entre otras, tal como lo muestra la figura siguiente.

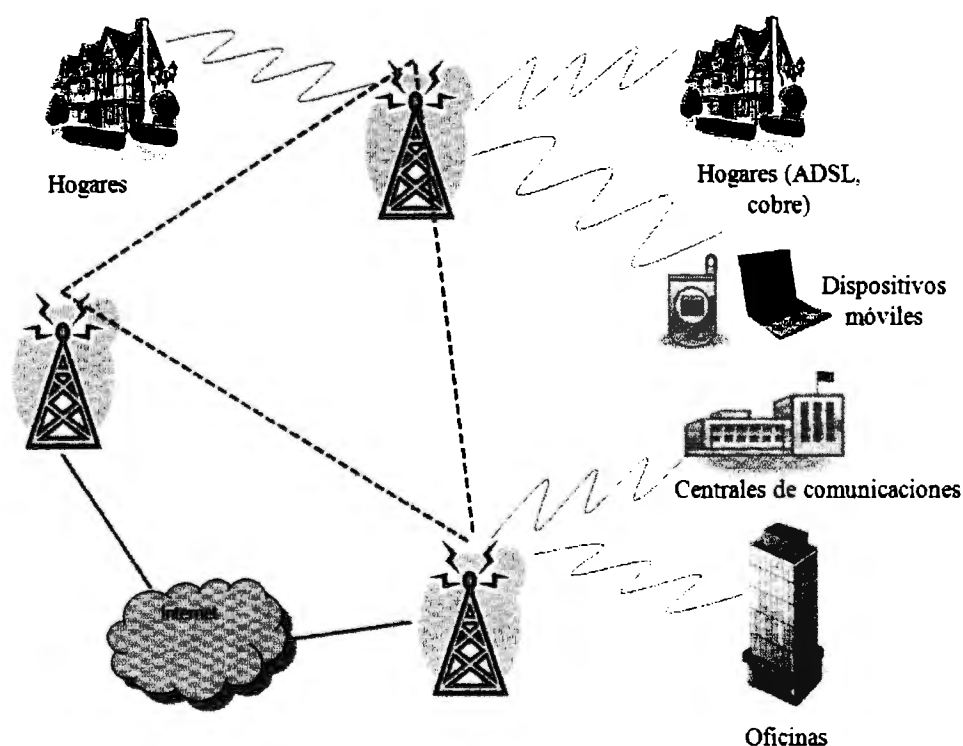


Fig. A.1. Ejemplo de una red de WiMAX

A.1 DEFINICIÓN Y CARACTERÍSTICAS IMPORTANTES DE WiMAX

WiMAX está definido en el estándar 802.16. Es una tecnología de acceso inalámbrico cuyo objetivo es simplificar la interoperabilidad entre componentes de sistemas mediante un número

limitado de parámetros. La estandarización de arquitecturas está siendo aún definida por un grupo de trabajo de arquitecturas de red dentro del WiMAX Forum. [97] Éste fue creado en abril de 2001 por Esemble, Nokia, Harri y CrossSpan y su meta es crear y someter especificaciones para WiMAX.

Las características principales de WiMAX se muestran en la siguiente tabla. [94,98]

Tabla A.1 Características de WiMAX

Característica	Descripción
Frecuencia de operación	2 – 11 GHz De 2 a 3.4 GHz son bandas con licencia; de 5.8 a 10.5 GHz son bandas sin licencia.
Ancho de banda del canal	1.25 – 20 MHz
Tasa de transmisión	Hasta 75 Mbps
Radio de la célula	1 Km (áreas urbanas) – 3 Km (áreas rurales)
LOS	No necesita
Método de Acceso	OFDMA, TDMA dinámico / FDD, TDD
Modulación	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, OFDM. Adaptativa
Codificación de canal	Convolucional, Reed Solomon, LDPC, Turbo códigos. Adaptativa
Ecuación	Adaptativa
Multiplexaje	TDM, FDM
Factor de reuso de la frecuencia	1 – 3
Topología	Punto-multipunto, malla
Calidad de servicio	Determina la operación de NLOS sin que la señal sea afectada por la distorsión causada por los edificios, condiciones climáticas, movimiento del usuario.
Seguridad	Cuenta con medidas de privacidad y criptografía, autenticación de instrumentos con CBC (Cipher Block Coding).
Tamaño del paquete	Ajustado dinámicamente.
Longitud de la Trama	2.5 ~ 20 ms
Aplicaciones	Voz, datos y video.
Estándares	<ul style="list-style-type: none"> • IEEE 802.16a entre 2-11 GHz (LOS) para comunicación entre antenas • IEEE 802.16b entre 5-6 GHz con QoS • IEEE 802.16c entre 10-66 GHz • IEEE 802.16e entre 2-6 GHz (NLOS) para distribución a suscriptores, móvil.

Hasta hoy se han identificado tres etapas de desarrollo del estándar 802.16: [94]

1. La primera etapa consiste en equipos (ya creados por Intel, Nokia y Siemens) destinados para exteriores, el ancho del canal va de 1.5 a 20 MHz. El servicio principal es el acceso básico a Internet. Esta etapa está desarrollada en el estándar 802.16a.

2. La segunda etapa está hecha para ambientes interiores, con módems fáciles de instalar y similares a los que brindan servicio por cable o ADSL, usa OFDM. El estándar correspondiente es el 802.16-2004. A pesar de las grandes mejoras de este estándar, las personas que están desarrollándolo opinan que las grandes ventajas que ofrecen dependerán de la capacidad de priorizar el tráfico. [99]
3. La tercera etapa estará destinada a la estandarización definitiva, con mejoras a la anterior, con un rango de frecuencias de operación bien definido. Así mismo, también comprenderá la unión de otras tecnologías para crear una red con mejores atributos.

Los estándares más importantes hasta ahora son 802.16, 802.16a/REVd y 802.16e. La siguiente tabla muestra las características más importantes.

Tabla A.2 Comparación entre los estándares de WiMAX

Característica	802.16	802.16a/REVd	802.16e
Fecha	Diciembre 2001	802.16a: Enero 2003 802.16REVd: 2004	2005
Espectro	10 – 66 GHz	< 11 GHz	< 6GHz
Condiciones del canal	Sólo con LOS	NLOS	NLOS
Tasas de transmisión	32 – 134 Mbps con 28 MHz de canalización	< 75 Mbps con 20 MHz de canalización	< 15 Mbps con 5 MHz de canalización
Modulación	QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM, OFDMA, 64QAM,16QAM, QPSK, BPSK	OFDM, OFDMA, 64QAM,16QAM, QPSK, BPSK
Movilidad	Fija	Fija y portátil	Móvil
Ancho de banda del canal	20, 25 y 28 MHz	Dinámico, de 1.25 a 20 MHz con 16 subcanales lógicos.	Dinámico, de 1.25 a 20 MHz con 16 subcanales lógicos.
Radio de la célula	1.5 – 4.8 Km	De 4.8 – 8 Km. Máximo rango de 48 Km dependiendo de la altura de la torre, ganancia de las antenas, potencia de transmisión, etc.	1.5 – 4.8 Km

Hoy en día, México cuenta con más de 400 *hot spots* en todo el país; la mayoría están ubicados en aeropuertos, restaurantes y hoteles. Actualmente ya se hacen pruebas para instalar redes WiMax en ciudades como México, Monterrey, Puebla y Guadalajara. Algunas fuentes indican que MVSNet de México y Axtel ya ha iniciado pilotos internos para implantar WiMax.

A.1.1 TRAMA DE WiMAX

La siguiente ilustración muestra la estructura de la trama OFDM para TDD (Time Division Duplex). Cada trama está dividida en DL y UL subtramas separadas por intervalos para prevenir colisiones DL y UL. [100,101]

- Preámbulo: usado para sincronización.
- Frame Control Head. (FCH): provee a la trama de información de configuración tales como la longitud del mensaje MAP y el esquema del código y los sub-canales usados.

- DL-MAP y UL-MAP: provee la locación del subcanal y otra información de control para las subtramas DL y UL.
- UL Ranging: está localizado en las estaciones bases móviles para cálculos de tiempo, información de frecuencia, ajustes de potencia y anchos de banda requeridos.
- UL CQICH: retroalimenta la información del estado del canal.
- UL ACK: retroalimenta la información del DL HARQ.

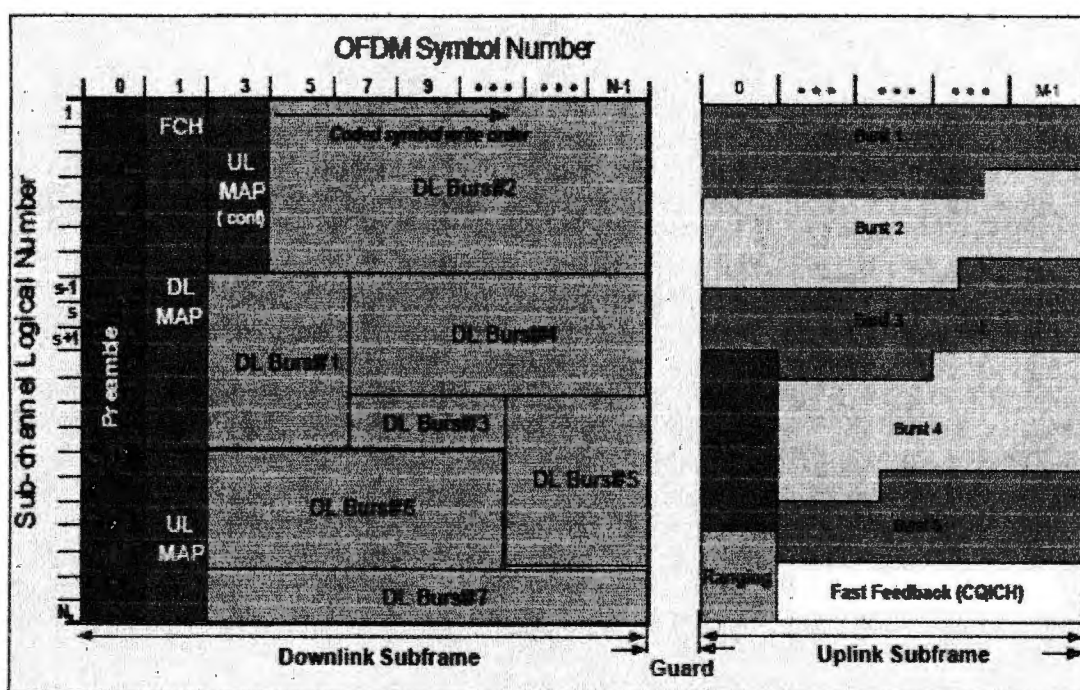


Figura A.2 Trama de WiMAX¹

A.2 COMPARACIÓN CON OTRAS TECNOLOGÍAS

Existe mucha controversia en cuanto a que WiMAX es una tecnología que hará de lado a las que se encuentran actualmente implementadas, tales como WiFi, ADSL, 3G, etc. Sin embargo, eso no es del todo cierto. A continuación se hace una comparación con algunas de ellas.

A.2.1 WiMAX VS. Wi-Fi

Al momento del surgimiento de WiMAX hubo una gran controversia ya que se pensó que ésta iba a ser una tecnología que competiría con WiFi. Esto no es del todo real ya que se ha llegado a la conclusión de que son tecnologías que se complementan una con la otra.

WiFi está definido por el estándar 802.11 para redes de área local que puede alcanzar velocidades de 11 Mbps y diseñado para interiores brindando acceso a Internet a un conjunto de computadoras en un hogar u oficina dentro de un pequeño rango sin LOS; los componentes son

¹ Figura tomada de [8]

omnidireccionales, buscando puntos de acceso en donde haya; los usuarios esperan su turno y defienden la transmisión si está ocupado el canal.

WiMAX, por el otro lado, es una tecnología inalámbrica con mayor ancho de banda, busca un punto de acceso o base, y los usuarios sólo transmiten cuando la estación base se los indica. [102] En un escenario hogareño, un receptor de WiMAX que provee acceso a Internet puede ser conectado a un ruteador de WiFi que une a todas las computadoras de la red en una casa. Esto es posible ya que los dos estándares usan diferentes chips y esquemas de calidad de servicio; pueden o no operar en la misma región del espectro de radio, pero lo más importante: operan con diferentes características de los ambientes de radio en los que trabajan. Puede entregar todos los niveles de servicio necesarios en una sola portadora, tales como IP, Voz sobre IP (VoIP), servicios conmutados, E1, T1, voz, interconexiones ATM y Frame Relay.

Cada estándar tiene sus propias características, pero, como se mencionó anteriormente, ambas pueden funcionar juntas.

A.2.2 WiMAX VS. 3G

Mientras que las dos tecnologías abarcadas anteriormente se consideran complementarias, WiMAX y 3G son modelos ligeramente diferentes, pero igual de provechosos a largo plazo. [103]

WiMAX tiene varias ventajas sobre 3G, algunas de ellas son: [104]

- Tolerancia al multicamino e interferencia.
- Ancho de banda de canal escalable.
- Uso de OFDM.
- Soporte a eficiencia espectral TDD.
- Reuso de fracciones de frecuencias.
- Alta calidad de servicio.
- Tecnología en antenas avanzada.
- Alta eficiencia espectral.

La mayor desventaja de 3G sobre WiMAX es esta última característica. A pesar de ello, es considerado que ambos estándares convergerán en un punto y se llegarán a complementar también, ampliando las redes de 3G.

A.2.4 COMPARACIÓN CON OTRAS TECNOLOGÍAS

Hay numerosas tecnologías y estándares que pueden ser comparados con WiMAX. A continuación se muestra una tabla comparativa, con ventajas y desventajas de cada una.

Tabla A.3 Comparación de WiMAX con otras tecnologías

Tecnología	Ventaja	Desventaja
802.16	<ul style="list-style-type: none"> • Alta velocidad de datos • Densidad media • NLOS 	<ul style="list-style-type: none"> • Medio compartido • Disponibilidad/Fiabilidad • Costo CPE

		<ul style="list-style-type: none"> • Estándares en evolución • Falta establecer el rango de frecuencias de operación
CATV	<ul style="list-style-type: none"> • Capacidad • Fiabilidad 	<ul style="list-style-type: none"> • Cobertura limitada • Medio compartido • Requiere densidad elevada • Fuerte inversión inicial • Estándares en evolución
ADSL	<ul style="list-style-type: none"> • Poco ruido en el medio de transmisión (cable coaxial) • Medio dedicado • Estándares consolidados 	<ul style="list-style-type: none"> • Limitación distancia (5 Km) • Disponibilidad incierta (5 %) • Incompatible RDSI
Satélites GEO	<ul style="list-style-type: none"> • Densidad baja • Amplia cobertura • Independiente distancia 	<ul style="list-style-type: none"> • Necesidad de LOS • Medio compartido • Disponibilidad/Fiabilidad • Costoso
Satélites LEO	<ul style="list-style-type: none"> • Densidad baja • Amplia cobertura 	<ul style="list-style-type: none"> • Costoso • Medio compartido • Disponibilidad/Fiabilidad

A.3 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE WIMAX

Dada las características de WiMAX anteriormente mencionadas, las ventajas que tiene esta tecnología son las siguientes: [105]

- No necesita línea de vista (LOS).
- Puede alcanzar altas tasas de transmisión.
- Mayor ancho de banda.
- Amplia cobertura.
- Puede ser implementado en dispositivos móviles (PDAs, laptops) y fijos (PCs).
- Se pueden adaptar otras tecnologías, como WiFi, VoIP.
- Alta calidad de servicio.
- Expectativas de interoperabilidad a través del proceso de certificación.

La única desventaja encontrada hasta el momento es que no hay un estándar fijo en cuanto a la frecuencia de operación. Dado que el estándar no especifica el radio de la portadora, hay algunos países, como EUA simplemente ya no tienen espacio en su congestionado espectro para acomodarlo. En algunos mercados europeos hay un poco más de posibilidad. Francia y Alemania, por ejemplo, tendrán el espectro de 3.5 GHz, mientras que en Irlanda y España ya lo hicieron. [99,106,107] Una vez hecha la estandarización oficial, los fabricantes podrán crear el equipo necesario compatible entre ellos, es decir, que no importando la marca, todo funcione armoniosamente en una red. Algunas otras desventajas se encuentran en la inversión de los equipos para que funcione la red.

ANEXO B. IMPLEMENTACIÓN DE CADENAS DE MARKOV EN MATLAB

El objetivo de este anexo es mostrar la forma en que fueron implementadas las cadenas markovianas de diferentes estados en Matlab.

Las entradas del programa son la matriz de transiciones, un número de inicio correspondiente al tipo de canal que afectará al primer símbolo de información y el tamaño del vector de salida. Por ejemplo, si se desea simular una cadena markoviana de dos estados donde el estado 1 es un canal Rice y el estado 2 es un canal Rayleigh, la matriz de transición debe ser de tamaño 2×2 y el primer valor podría ser 1 (si se desea que el primer canal sea Rice el que afectará el primer símbolo de la información) o 2 (si se desea que el canal sea Rayleigh) dependiendo el tipo de fading con el que se quiera comenzar.

La salida es un vector que contiene la combinación de canales que representan los estados. Por ejemplo, para una cadena markoviana de dos estados, el vector de salida estará formado por dos valores: 1 y 2, los cuales están basados en la matriz de transiciones.

En general, el archivo que contiene la simulación está conformado por las siguientes etapas:

1. Conocer el tipo de canal previo.
2. Generación de una variable aleatoria cuyos valores pueden ser de cero a uno.
3. Determinación del siguiente tipo de canal de acuerdo a la matriz de transiciones.
4. Generación del vector de salida correspondiente al canal markoviano.
5. Conteo de las veces en que apareció cada canal.

B.1 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DE CADENAS DE MARKOV

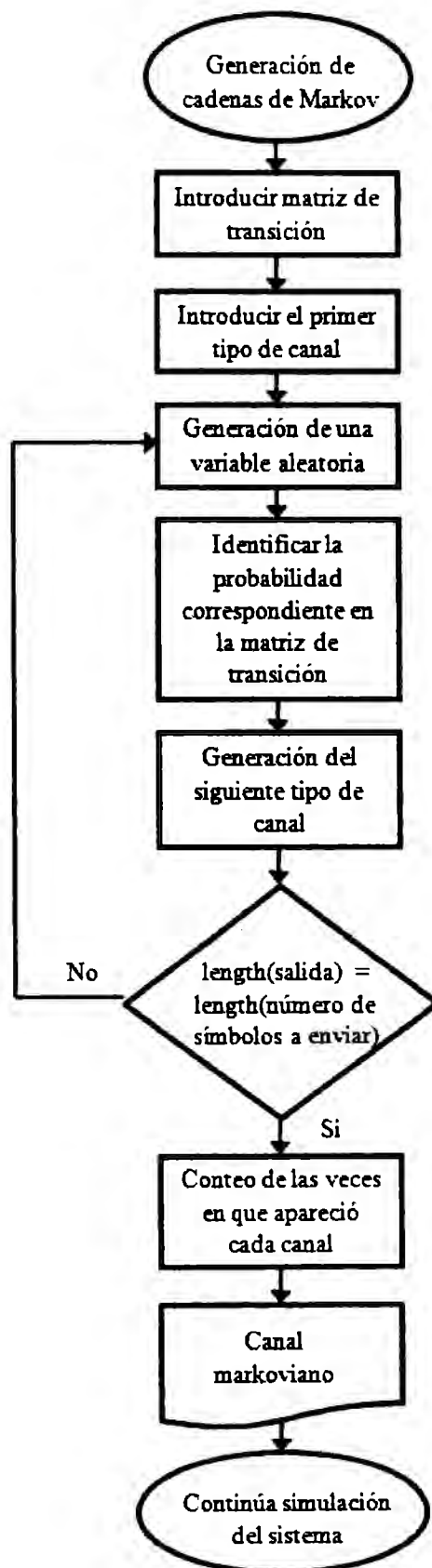


Fig. B.1 Diagrama de bloques del proceso de cadenas de Markov

A.2 METODOLOGÍA Y EJEMPLO

Para comprender de mejor manera la metodología de este programa, se propone un ejemplo. Se desea simular una cadena de Markov cuya matriz de transiciones es mostrada en la Tabla 4.6 para el modelado de canal markoviano de dos estados. Esta matriz es una entrada del programa.

$$P = \begin{bmatrix} 0.68 & 0.32 \\ 0.75 & 0.25 \end{bmatrix}$$

Entonces, el canal está formado por dos estados: estado 1 (canal Rice) y el estado 2 (canal Rice). A continuación se elige el canal con el que se comenzará, por ejemplo, el 1 (Rice), para después generar una variable aleatoria, por ejemplo: 0.84. La forma de elegir el siguiente canal se haría de la siguiente manera.

Dado que el estado anterior fue 1, se usará el primer renglón de la matriz de transiciones. Para ello se tiene un vector dividido de la siguiente forma:

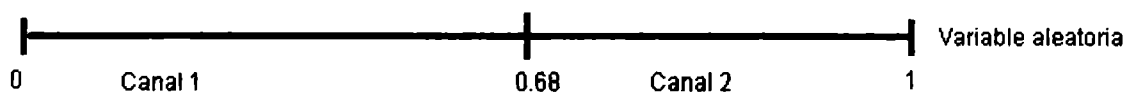


Fig. B.2 Metodología de la simulación de las cadenas de Markov

En el vector anterior se tienen los posibles valores de la variable aleatoria y de acuerdo al primer renglón de la matriz P , se divide en dos. Si la variable aleatoria es menor o igual que 0.68, el siguiente tipo de canal será 1; por el contrario, si el valor de la variable es mayor que 0.68, el siguiente tipo de canal será 2. De esta manera se cumplen las condiciones de esa matriz. Para el ejemplo, dado que la variable aleatoria es 0.84, entonces el siguiente canal es el 2. Este procedimiento se sigue hasta obtener un vector de salida con una longitud igual al vector que contiene los símbolos a enviar. Esto es debido a que cada símbolo será afectado por un tipo de canal diferente, de acuerdo al número de estados.

Una vez que se generó el vector de salida, se hace una cuenta de las veces en que apareció cada uno de los estados. Esto debe ser igual o muy parecido a los valores del vector de estado estacionario para cada canal.

Para el caso de la generación del canal markoviano de tres y cuatro estados, el vector que contiene los posibles valores de las variables se divide en tres o cuatro, por lo cual cada renglón de la matriz de transición es ordenado de mayor a menor para tomar la decisión del siguiente tipo de canal. El programa hecho para la generación de un canal se muestra a continuación.

A.3 ARCHIVO DE SIMULACIÓN EN MATLAB PARA LA GENERACIÓN DE UN CANAL MARKOVIANO DE DOS ESTADOS

```

function [channel,canal1,canal2,canal0] = markovDi2x2(largo,P,canal1)
% Los parámetros de entrada son:
% largo = largo de la matriz de salida.
% P      = matriz de probabilidad.
% canal1= con qué canal se comenzará.
% La salida tendrá la matriz de canal, el número de veces que apareció el
% canal 1 y el canal 2; o si apareció otro carácter (para rectificar).

%% Preparando la matriz de salida
canal = zeros(1,largo);
canal(1,1) = canal1; % Primer canal del vector final

%% Realizando Markov
for i = 2:largo
    evento = randint(1,1,[1 100])/100; % Variable aleatoria

    if canal(1,i-1) == 1 % El canal anterior fue 1

        if evento >= P(1,2) %Que no cambia de canal
            canal(1,i) = 1;
        else %Cambia de canal
            canal(1,i) = 2;
        end

    elseif canal(1,i-1) == 2 % El canal anterior fue 2

        if evento >= P(2,1) %Que no cambia de canal
            canal(1,i) = 2;
        else %Cambia de canal
            canal(1,i) = 1;
        end

    end

end

%% Contando para rectificar que no haya otro carácter en el vector de salida.
cuenta1 = 0;
cuenta2 = 0;
cuenta0 = 0;

for cuenta = 1:largo
    if canal(1,cuenta)==1
        cuenta1 = cuenta1 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==2
        cuenta2 = cuenta2 + 1;
    else
        cuenta0 = cuenta0 + 1;
    end
end
end

```

```

% Porcentaje de que aparecieron los canales
canal1 = (cuenta1*100)/length(canal);
canal2 = (cuenta2*100)/length(canal);
canal3 = (cuenta3*100)/length(canal);

```

```
channel = canal;
```

A.4 ARCHIVO DE SIMULACIÓN EN MATLAB PARA LA GENERACIÓN DE UN CANAL MARKOVIANO DE TRES ESTADOS

```

function [channel,canal1,canal2,canal3,canal0] = markovDi3x3(largo,P,canal1)
% Los parámetros de entrada son:
% largo = largo de la matriz de salida.
% P      = matriz de probabilidad.
% canal1= con qué canal se comenzará.
% La salida tendrá la matriz de canal, el número de veces que apareció el
% canal 1 y el canal 2; o si apareció otro caracter (para rectificar).

%% Preparando la matriz de salida
canal = zeros(1,largo);
canal(1,1) = canal1; % Primer canal del vector final

%% Ordenando las probabilidades
B=sort(P,2,'descend');
[rowP1max,colP1max] = find(P(1,)==B(1,1)); %Aquí está la ubicación de los
numeros mas grandes de P
[rowP12,colP12] = find(P(1,)==B(1,2)); %Aquí está la ubicación de los números
medianos de P
[rowP1min,colP1min] = find(P(1,)==B(1,3)); %Aquí está la ubicación de los
números más chicos de P

if numel(colP1max) == 2
    rowP1max = colP1max;
    colP1max = rowP1max(1);
    colP12 = rowP1max(2);
end
if numel(colP1min)== 2
    rowP1min = colP1min;
    colP1min = rowP1min(1);
    colP12 = rowP1min(2);
end

[rowP2max,colP2max] = find(P(2,)==B(2,1));
[rowP22,colP22] = find(P(2,)==B(2,2));
[rowP2min,colP2min] = find(P(2,)==B(2,3));
if numel(colP2max) == 2
    rowP2max = colP2max;
    colP2max = rowP2max(1);
    colP22 = rowP2max(2);
end
if numel(colP2min)== 2
    rowP2min = colP2min;
    colP2min = rowP2min(1);
    colP22 = rowP2min(2);

```

```

end

[rowP3max,colP3max] = find(P(3,')==B(3,1));
[rowP32,colP32] = find(P(3,')==B(3,2));
[rowP3min,colP3min] = find(P(3,')==B(3,3));
if numel(colP3max) == 2
    rowP3max = colP3max;
    colP3max = rowP3max(1);
    colP32 = rowP3max(2);
end
if numel(colP3min)== 2
    rowP3min = colP3min;
    colP3min = rowP3min(1);
    colP32 = rowP3min(2);
end

%% Realizando Markov
for i = 2:largo
    evento = randint(1,1,[1 100])/100; % Variable aleatoria

    if canal(1,i-1) == 1 % El canal anterior fue 1

        if evento > 0.000000001 && (evento < 0.01 + B(1,3)) %Que no cambia
                                                    de canal
            canal(1,i) = colP1min;
        elseif (evento >= 0.01 + B(1,3)) && (evento < 0.01 + B(1,3) +
                                                    B(1,2)) %Cambia de canal
            canal(1,i) = colP12;
        elseif evento >= (evento < 0.01 + B(1,3) + B(1,2))
            canal(1,i) = colP1max;
        end

    elseif canal(1,i-1) == 2 % El canal anterior fue 2

        if evento > 0.000000001 && (evento < 0.01 + B(2,3)) %Que no cambia
                                                    de canal
            canal(1,i) = colP2min;
        elseif (evento >= 0.01 + B(2,3)) && (evento < 0.01 + B(2,3) +
                                                    B(2,2)) %Cambia de canal
            canal(1,i) = colP22;
        elseif evento >= 0.01 + B(2,3) + B(2,2)
            canal(1,i) = colP2max;
        end

    elseif canal(1,i-1) == 3 % El canal anterior fue 3

        if (evento > 0.000000001) && (evento < 0.01 + B(3,3)) %Que no
                                                    cambia de canal
            canal(1,i) = colP3min;
        elseif (evento >= 0.01 + B(3,3)) && (evento < 0.01 + B(3,3) +
                                                    B(3,2)) %Cambia de canal
            canal(1,i) = colP32;
        elseif evento >= 0.01 + B(3,3) + B(3,2)
            canal(1,i) = colP3max;
        end

    end
end

```

```

end

channel = canal;

%% Comprobando que no haya otro caracter
cuenta1 = 0;
cuenta2 = 0;
cuenta3 = 0;
cuenta0 = 0;

for cuenta = 1:largo
    if canal(1,cuenta)==1
        cuenta1 = cuenta1 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==2
        cuenta2 = cuenta2 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==3
        cuenta3 = cuenta3 + 1;
    else
        cuenta0 = cuenta0 + 1;
    end
end

% En porcentajes
canal1 = (cuenta1/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3))*100;
canal2 = (cuenta2/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3))*100;
canal3 = (cuenta3/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3))*100;
canal0 = (cuenta0/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3))*100;

```

A.5 ARCHIVO DE SIMULACIÓN EN MATLAB PARA LA GENERACIÓN DE UN CANAL MARKOVIANO DE CUATRO ESTADOS

```

function [channel,canal1,canal2,canal3,canal4,canal0] =
markovDi4x4TodosCasos(largo,P,cc)
% Los parámetros de entrada son:
% largo = largo de la matriz de salida.
% P = matriz de probabilidad.
% canal= con qué canal se comenzará.
% La salida tendrá la matriz de canal, el número de veces que apareció el
% canal 1, el canal 2, canal 3 y canal 4; o si apareció otro caracter (para
% rectificar).

%% Preparando la matriz de salida
canal = zeros(1,largo);
canal(1,1) = cc;

%% Ordenando las Probabilidades
B=sort(P,2,'descend'); %En B está ordenada P en forma descendente y en IX está
indicado en donde está cada elemento.
[rowP1max,colP1max] = find(P(1,)==B(1,1)) %Aquí está la ubicacion de los
números más grandes de P

if (numel(colP1max) == 4) % En caso de que la probabilidad sea la misma
    rowP1max = colP1max;
    colP1max = rowP1max(1);

```

```

colP12 = rowP1max(2);
colP13 = rowP1max(3);
colP1min = rowP1max(4);
else
    [rowP12,colP12] = find(P(1,')==B(1,2)) %Aquí está la ubicación de los
segundos números más grandes de P
    [rowP13,colP13] = find(P(1,')==B(1,3)) %Aquí está la ubicación de los
segundos números más chicos de P
    [rowP1min,colP1min] = find(P(1,')==B(1,4))%Aquí está la ubicación de los
números más chicos de P

    if numel(colP1max) == 2 %Para cuando la mayor probabilidad en un renglón
de P aparece dos veces
        rowP1max = colP1max;
        colP1max = rowP1max(1);
        colP12 = rowP1max(2);
    end
    if numel(colP12)== 2 && numel(colP1max) == 1 %Para cuando los valores mas
grandes de probabilidad en un renglón se repiten.
        rowP12 = colP12;
        colP12 = rowP12(1);
        colP13 = rowP12(2);
    end
    if numel(colP13)== 2 && numel(colP12) == 1 %Para cuando los valores más
chicos de Probabilidad en un renglón se repiten.
        rowP13 = colP13;
        colP13 = rowP13(1);
        colP1min = rowP13(2);
    end
    if numel(colP1max)== 3 %Cuando hay 3 valores de P en un renglón iguales y
son los grandes.
        rowP1max = colP1max;
        colP1max = rowP1max(1);
        colP12 = rowP1max(2);
        colP13 = rowP1max(3);
    end
    if numel(colP1min)== 3 %Cuando hay 3 valores de P en un renglón iguales y
son los chicos.
        rowP1min = colP1min;
        colP1min = rowP1min(1);
        colP13 = rowP1min(2);
        colP12 = rowP1min(3);
    end
end

[rowP2max,colP2max] = find(P(2,')==B(2,1));
if (numel(colP2max) == 4) % En caso de que la probabilidad sea la misma
    rowP2max = colP2max;
    colP2max = rowP2max(1);
    colP22 = rowP2max(2);
    colP23 = rowP2max(3);
    colP2min = rowP2max(4);
else
    [rowP22,colP22] = find(P(2,')==B(2,2));
    [rowP23,colP23] = find(P(2,')==B(2,3));
    [rowP2min,colP2min] = find(P(2,')==B(2,4));

    if numel(colP2max) == 2
        rowP2max = colP2max;

```

```

        colP2max = rowP2max(1);
        colP22 = rowP2max(2);
    end
    if numel(colP22)== 2 && numel(colP2max) == 1
        rowP22 = colP22;
        colP22 = rowP22(1);
        colP23 = rowP22(2);
    end
    if numel(colP23)== 2 && numel(colP22) == 1
        rowP23 = colP23;
        colP23 = rowP23(1);
        colP2min = rowP23(2);
    end
    if numel(colP2max)== 3
        rowP2max = colP2max;
        colP2max = rowP2max(1);
        colP22 = rowP2max(2);
        colP23 = rowP2max(3);
    end
    if numel(colP2min)== 3
        rowP2min = colP2min;
        colP2min = rowP2min(1);
        colP23 = rowP2min(2);
        colP22 = rowP2min(3);
    end
end

end

[rowP3max,colP3max] = find(P(3,)==B(3,1));
if (numel(colP3max) == 4) % En caso de que la probabilidad sea la misma
    rowP3max = colP3max;
    colP3max = rowP3max(1);
    colP32 = rowP3max(2);
    colP33 = rowP3max(3);
    colP3min = rowP3max(4);
else
    [rowP32,colP32] = find(P(3,)==B(3,2));
    [rowP33,colP33] = find(P(3,)==B(3,3));
    [rowP3min,colP3min] = find(P(3,)==B(3,4));

    if numel(colP3max) == 2
        rowP3max = colP3max;
        colP3max = rowP3max(1);
        colP32 = rowP3max(2);
    end
    if numel(colP32)== 2 && numel(colP3max) == 1
        rowP32 = colP32;
        colP32 = rowP32(1);
        colP33 = rowP32(2);
    end
    if numel(colP33)== 2 && numel(colP32) == 1
        rowP33 = colP33;
        colP33 = rowP33(1);
        colP3min = rowP33(2);
    end

    if numel(colP3max)== 3
        rowP3max = colP3max;
        colP3max = rowP3max(1);
        colP32 = rowP3max(2);

```

```

        colP33 = rowP3max(3);
    end
    if numel(colP3min) == 3
        rowP3min = colP3min;
        colP3min = rowP3min(1);
        colP33 = rowP3min(2);
        colP32 = rowP3min(3);
    end
end

[rowP4max,colP4max] = find(P(4,)==B(4,1));
if (numel(colP4max) == 4) % En caso de que la probabilidad sea la misma
    rowP4max = colP4max;
    colP4max = rowP4max(1);
    colP42 = rowP4max(2);
    colP43 = rowP4max(3);
    colP4min = rowP4max(4);
else
    [rowP42,colP42] = find(P(4,)==B(4,2));
    [rowP43,colP43] = find(P(4,)==B(4,3));
    [rowP4min,colP4min] = find(P(4,)==B(4,4));

    if numel(colP4max) == 2
        rowP4max = colP4max;
        colP4max = rowP4max(1);
        colP42 = rowP4max(2);
    elseif numel(colP42) == 2 && numel(colP4max) == 1
        rowP42 = colP42;
        colP42 = rowP42(1);
        colP43 = rowP42(2);
    elseif numel(colP43) == 2 && numel(colP42) == 1
        rowP43 = colP43;
        colP43 = rowP43(1);
        colP4min = rowP43(2);
    end

    if numel(colP4max) == 3
        rowP4max = colP4max;
        colP4max = rowP4max(1);
        colP42 = rowP4max(2);
        colP43 = rowP4max(3);
    end
    if numel(colP4min) == 3
        rowP4min = colP4min;
        colP4min = rowP4min(1);
        colP43 = rowP4min(2);
        colP42 = rowP4min(3);
    end
end

end

%% Markov 4x4
for i = 2:largo
    evento = randint(1,1,[1 100])/100;

    if canal(1,i-1) == 1

        if (evento > 0.0000000001) && (evento < 0.01 + B(1,4)) %Que no
cambia de canal

```



```

        canal(1,i) = colP1min;
        elseif (evento >= 0.01 + B(1,4)) && (evento < 0.01 + B(1,4) +
B(1,3)) %Cambia de canal
            canal(1,i) = colP13;
            elseif (evento >= 0.01 + B(1,4) + B(1,3)) && (evento < 0.01 +
B(1,4) + B(1,3) + B(1,2)) %Cambia de canal
                canal(1,i) = colP12;
                elseif evento >= 0.01 + B(1,4) + B(1,3) + B(1,2)
                    canal(1,i) = colP1max;
            end

elseif canal(1,i-1) == 2

        if (evento > 0.000000001) && (evento < 0.01 + B(2,4)) %Que no
cambia de canal
            canal(1,i) = colP2min;
            elseif (evento >= 0.01 + B(2,4)) && (evento < 0.01 + B(2,4) +
B(2,3)) %Cambia de canal
                canal(1,i) = colP23;
                elseif (evento >= 0.01 + B(2,4) + B(2,3)) && (evento < 0.01 +
B(2,4) + B(2,3) + B(2,2)) %Cambia de canal
                    canal(1,i) = colP22;
                    elseif evento >= 0.01 + B(2,4) + B(2,3) + B(2,2)
                        canal(1,i) = colP2max;
                end

elseif canal(1,i-1) == 3

        if (evento > 0.000000001) && (evento < 0.01 + B(3,4)) %Que no
cambia de canal
            canal(1,i) = colP3min;
            elseif (evento >= 0.01 + B(3,4)) && (evento < 0.01 + B(3,4) +
B(3,3)) %Cambia de canal
                canal(1,i) = colP33;
                elseif (evento >= 0.01 + B(3,4) + B(3,3)) && (evento < 0.01 +
B(3,4) + B(3,3) + B(3,2)) %Cambia de canal
                    canal(1,i) = colP32;
                    elseif evento >= 0.01 + B(3,4) + B(3,3) + B(3,2)
                        canal(1,i) = colP3max;
                end

elseif canal(1,i-1) == 4

        if (evento > 0.000000001) && (evento < 0.01 + B(4,4)) %Que no
cambia de canal
            canal(1,i) = colP4min;
            elseif (evento >= 0.01 + B(4,4)) && (evento < 0.01 + B(4,4) +
B(4,3)) %Cambia de canal
                canal(1,i) = colP43;
                elseif (evento >= 0.01 + B(4,4) + B(4,3)) && (evento < 0.01 +
B(4,4) + B(4,3) + B(4,2)) %Cambia de canal
                    canal(1,i) = colP42;
                    elseif evento >= 0.01 + B(4,4) + B(4,3) + B(4,2)
                        canal(1,i) = colP4max;
                end

end

end
end

```

```
channel = canal;

%% Rectificando que sólo habrán canales deseados y la propiedad de P
cuenta1 = 0;
cuenta2 = 0;
cuenta3 = 0;
cuenta4 = 0;
cuenta0 = 0;

for cuenta = 1:largo
    if canal(1,cuenta)==1
        cuenta1 = cuenta1 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==2
        cuenta2 = cuenta2 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==3
        cuenta3 = cuenta3 + 1;
    elseif canal(1,cuenta)==4
        cuenta4 = cuenta4 + 1;
    else
        cuenta0 = cuenta0 + 1;
    end
end

canal1 = (cuenta1/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3 + cuenta4))*100;
canal2 = (cuenta2/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3 + cuenta4))*100;
canal3 = (cuenta3/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3 + cuenta4))*100;
canal4 = (cuenta4/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3 + cuenta4))*100;
canalo = (cuenta0/(cuenta1 + cuenta2 + cuenta3 + cuenta4))*100;
```

8. PUBLICACIONES REALIZADAS

- ❖ Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico **CIINDET '06**. “*Simulación de un Sistema de Comunicaciones Basado en el Estándar 802.16*”. Cuernavaca, Morelos, México. Octubre 2006.
- ❖ Congreso Internacional de Electrónica, Comunicaciones y Computadoras **CONIELECOMP 2007**. “*Simulation of an adaptive system based in the 802.16 standard*”. Cholula, Puebla, México. Febrero 2007.
- ❖ 37 Congreso de Investigación y Desarrollo del Tecnológico de Monterrey, **37° CITEC**. “*Simulación de un Sistema de Comunicaciones Basado en el Estándar 802.16*”. Estado de México, México. Enero 2007.
- ❖ Electronics, Robotics an Automotive Mechanics Conference. **CERMA 2007**. “*N-States Channel Model using Markov Chains*” Cuernavaca, Morelos, Mexico. Septiembre 2007.