

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA
FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS,
FISICAS Y NATURALES**



TESIS DOCTORAL

**TEORIA DE LA TRANSMISION DE VIDEO POR
REDES CELULARES BASADAS EN
TECNOLOGIA CDMA Y SU APLICACION AL
ROBUSTECIMIENTO DEL SISTEMA**

Mario Rafael Hueda

Año 2002

TEORIA DE LA TRANSMISION DE VIDEO POR
REDES CELULARES BASADAS EN
TECNOLOGIA CDMA Y SU APLICACION AL
ROBUSTECIMIENTO DEL SISTEMA

por

MARIO RAFAEL HUEDA

Ing. Electricista Electrónico, Universidad Nacional de Córdoba (1994)

Tesis presentada a la

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

de la

Universidad Nacional de Córdoba

como requisito para la obtención del grado de

Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Director: Prof. Ing. Carlos Alberto Marqués

Comisión Asesora: Dr. Ing. Oscar Ernesto Agazzi

Dr. Oscar Humberto Bustos

Año 2002

Córdoba, Argentina

Resumen

La transmisión de vídeo interactivo por redes celulares de acceso múltiple por división de código (*Code Division Multiple Access - CDMA*) constituye uno de los desafíos más importantes que enfrentan los diseñadores de sistemas inalámbricos. El problema resulta complejo debido a la alta tasa de error existente en los enlaces inalámbricos y a la gran sensibilidad a los errores de la información de vídeo comprimida. En el caso particular de los sistemas celulares CDMA, el problema es aun más difícil debido al escaso ancho de banda disponible para aplicaciones de tiempo real como así también a la falta de modelos matemáticos del sistema de comunicación, lo cual hasta el presente ha obligado a realizar el estudio empleando exclusivamente simulaciones en computadora. En esta Tesis se desarrolla una teoría de la transmisión de vídeo comprimido a baja velocidad por redes celulares basadas en tecnología CDMA. Esta teoría permite realizar el análisis del comportamiento del canal de transmisión y de la degradación de la calidad del vídeo reconstruido. Asimismo, esta teoría hace posible el diseño de sistemas de transmisión de vídeo por redes CDMA más robustos de lo que había sido posible hasta el presente.

Como una segunda contribución fundamental de este trabajo, se introduce una nueva arquitectura para el robustecimiento de la transmisión de vídeo por redes celulares CDMA. En base a este concepto, se propone un nuevo esquema para la protección de errores y recuperación de la calidad del vídeo en transmisiones de señales de vídeo comprimido por sistemas celulares CDMA. Este esquema es uno de los primeros frutos de la teoría aquí expuesta. Además de su importancia intrínseca, este esquema tiene la virtud de ser un ejemplo de aplicación de la teoría y una demostración práctica de su validez. El esquema de protección se basa en un nuevo protocolo de retransmisión de paquetes especialmente diseñado para reducir la pérdida de información, retardo, interferencia y complejidad de implementación. La recuperación de la calidad del vídeo se efectúa mediante la transmisión de información especialmente codificada para detener la propagación temporal y espacial de los errores. Numerosos estudios teóricos y resultados experimentales demuestran que la arquitectura introducida en este trabajo permite:

- (i) obtener vídeo reproducido con calidad satisfactoria y
- (ii) mejorar la capacidad del sistema de comunicación

con una reducida complejidad adicional.

Abstract

Interactive video transmission over code division multiple access (*CDMA*) cellular networks is one of the most important challenge for wireless system designers. The problem is complex due to high error rates of wireless links and the high sensibility of compressed video information to channel errors. Particularly, in *CDMA* systems this problem is even more difficult due both to *(i)* the scarce bandwidth available for real time service and *(ii)* the lack of simple mathematical models of the communication systems. The latter has obligated to investigate this problem using exclusively computer simulations. In this Thesis we develop a theory for low rate compressed video transmission over *CDMA* cellular systems. This theory allows analyzing the channel transmission behavior as well as the decoded video quality degradation. In addition, our models make possible the design of more robust video transmission systems than those proposed so far.

As a second fundamental contribution of this work, we introduce a novel architecture for robust video transmission in *CDMA* cellular networks. Based on this concept, we propose a new scheme for error protection and video quality recovery in *CDMA* transmissions. This scheme is a first result of the theory introduced in this Thesis. Besides its intrinsic importance, the new scheme allows showing the significance and practical validity of the theory we propose. The error protection scheme is based on a retransmission protocol specially designed for reducing information loss, delay, interference, and complexity. The video quality recovery is achieved by transmitting video information, which is coded to stop temporal and spatial error propagation. Theoretical analyses and computer simulation results show that the architecture introduced in this work allows:

(i) obtaining decoded video with satisfactory quality and

(ii) improving the capacity of the communication system

with low additional complexity.

Resumo

A transmissão de vídeo interativo por redes celulares de acesso múltiplo por divisão de código (Code Division Multiple Access - CDMA) constitui um dos mais importantes desafios para os projetistas de sistemas sem fio. O problema é complexo dada a alta taxa de erro existente nos enlaces sem fio e a grande sensibilidade aos erros da informação de vídeo comprimida. No caso particular dos sistemas CDMA, o problema é ainda mais difícil dada a limitada largura de banda disponível para aplicações em tempo real, bem como a falta de modelos matemáticos para o sistema de comunicação que, até a presente data, tem obrigado a fazer os estudos exclusivamente através de simulações computacionais. Nesta tese é desenvolvida uma teoria da transmissão de vídeo compactado a baixa velocidade por redes celulares baseadas na tecnologia CDMA. Esta teoria permite realizar a análise do comportamento do canal de transmissão e a degradação da qualidade do vídeo reconstruído. A teoria também permite projetar sistemas de transmissão de vídeo por redes CDMA mais robustos do que os atualmente disponíveis.

Como segunda contribuição fundamental deste trabalho, uma nova arquitetura é introduzida para o robustecimento da transmissão de vídeo por redes celulares CDMA. Empregando este novo conceito, é proposto um novo esquema para a proteção contra erros e a recuperação da qualidade do vídeo em transmissões de sinais de vídeo compactado por sistemas CDMA. Este esquema é um dos primeiros resultados da teoria aqui apresentada. Além do seu interesse intrínseco, este esquema é um exemplo de aplicação da teoria e uma demonstração prática da sua validade. O esquema de proteção se baseia em um novo protocolo de retransmissão de pacotes especialmente projetado para reduzir a perda de informação, o retardo, a interferência e a complexidade de implementação. A recuperação da qualidade do vídeo é feita a través da transmissão de informação especialmente codificada para deter a propagação temporal e espacial dos erros. Muitos estudos teóricos e experimentais demonstram que a arquitetura introduzida neste trabalho permite:

- (i) obter vídeo reproduzido com qualidade satisfatória, e
- (ii) melhorar a capacidade do sistema de comunicação

com uma baixa complexidade adicional.

Siglas más usadas

AWGN	Ruido blanco Gaussiano aditivo (<i>Additive White Gaussian Noise</i>).
ARQ	Pedido de repetición automática (<i>Automatic Repeat reQuest</i>).
BMM	Modelo de Markov de bloque (<i>Block Markov Model</i>).
bps	Bits por segundo.
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i> .
BS	Estación base (<i>Base Station</i>).
CC	Codificador convolucional.
CLPC	Control de potencia de lazo cerrado (<i>Closed-Loop Power Control</i>).
CM10	Cadena de Markov de primer orden.
CSMM	Modelo de Markov de estado del canal (<i>Channel State Markov Model</i>).
CVQR	Esquema de recuperación centralizada de la calidad de vídeo (<i>Centralized Video Quality Recovery</i>).
dB	Decibel.
DS-CDMA	Acceso múltiple por división de código por secuencia directa (<i>Direct Sequence Code Division Multiple Access</i>).
EF	Cuadro error de vídeo (<i>Error Frame</i>).
FCC	Código de canal fundamental (<i>Fundamental Channel Code</i>).
fps	Frames (cuadros de vídeo) por segundo.
FU	Usuario lejano (<i>Far User</i>).
GOB	Grupo de bloques de vídeo (<i>Group of Blocks</i>).
i.i.d.	Independiente e idénticamente distribuido (<i>independent and identically distributed</i>).
I-MaB	Macrobloque de vídeo codificado en forma intra.
IPI	Interferencia intercaminado (<i>Interpath Interference</i>).
kbps	Kilobits por segundo.
MaB	Macrobloque (conjunto de cuatro bloques de 16x16 pixels de vídeo).
MAI	Interferencia de acceso múltiple (<i>Multiple Access Interference</i>).
MB	Bloque principal de dato (<i>Main Block</i>).
MC	Multicódigo (<i>Multicode</i>).
MC-CDMA	Acceso múltiple por división de código con multicódigos (<i>Multicode Code Division Multiple Access</i>).
MRC	Combinador de razón máxima (<i>Maximal Ratio Combiner</i>).
MU	Usuario móvil (<i>Mobile User</i>).
NSVBR	Retransmisión de paquetes no selectivo de ancho de banda variable (<i>Non Selective Variable Bandwidth Retransmission</i>).
PSNR	Relación señal ruido pico (<i>Peak Signal-to-Noise Ratio</i>).
SCC	Código de canal suplementario (<i>Supplemental Channel Code</i>).
SINR	Relación señal ruido más interferencia (<i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>).
SNR	Relación señal ruido (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>).
TM	Modelo de umbral (<i>Threshold Model</i>).
VA	Variable aleatoria.

Contenido

Capítulo 1: Introducción

1.1	Acceso Múltiple por División de Código (CDMA)	18
1.2	Técnicas de Compresión de Vídeo.....	19
1.3	Transmisión de Vídeo Comprimido por Redes Celulares CDMA	21
1.4	Objetivos y Contenido de la Tesis	23
1.5	Contribuciones	25

Capítulo 2: Control de Errores en Sistemas CDMA

2.1	Introducción	27
2.2	Características del Canal de Radio.....	28
2.3	Control de Errores: Códigos Convolucionales.....	33
2.4	Códigos Convolucionales en Canales AWGN.....	35
2.5	Códigos Convolucionales en Canales de Radio Móvil.....	41
2.6	Técnicas de Diversidad.....	45
2.7	Conclusiones	49

Capítulo 3: Análisis de Performance de la Transmisión por Redes Celulares CDMA

3.1	Introducción	50
3.2	Análisis de la Señal Recibida en Sistemas DS-CDMA.....	51
3.3	Receptor RAKE con Demodulación Coherente.....	60
3.4	Control de Potencia de Lazo Cerrado	69
3.5	Caracterización del Canal de Transmisión.....	82
3.6	Conclusiones	84

Capítulo 4: Modelado del Canal de Transmisión DS-CDMA

4.1	Introducción	85
4.2	Modelado del Proceso de Error de Bloques con Cadenas de Markov en Canales Lentos	86

4.3	Modelado del Proceso de Error de Bloques con Cadenas de Markov en Canales Rápidos	94
4.4	Validez de la Aproximación Markoviana.....	94
4.5	Resultados Numéricos y Discusión	98
4.6	Conclusiones	102

Capítulo 5: Teoría y Análisis de la Transmisión de Vídeo por Sistemas CDMA

5.1	Introducción	104
5.2	Principales Conceptos sobre Compresión de Vídeo.....	105
5.3	Transmisión de Vídeo por Sistemas CDMA.....	108
5.4	Nuevo Modelo para Evaluar la Distorsión de Vídeo en Transmisiones a Baja Velocidad	113
5.5	Resultados Numéricos y Discusión	120
5.6	Calidad del Vídeo en Función del Número de Usuarios.....	131
5.7	Definición del Problema.....	135
5.8	Conclusiones	137

Capítulo 6: Arquitectura de Protección Centralizada para el Robustecimiento de la Transmisión de Vídeo en Redes Celulares CDMA

6.1	Introducción	138
6.2	Arquitectura de Protección Centralizada	143
6.3	Sistemas DS-CDMA con Multicódigos (MC-CDMA).....	151
6.4	Nuevo Esquema de Retransmisión No Selectivo de Ancho de Banda Variable para MC-CDMA.....	158
6.5	Performance de NSVBR.....	159
6.6	Resultados Numéricos y Discusión	164
6.7	Nueva Técnica de Recuperación de la Calidad del Vídeo.....	174
6.8	Conclusiones	188

Capítulo 7: Conclusiones Generales

7.1	Extensión de los Resultados.....	190
7.2	Trabajos Futuros.....	190

Apéndices

Apéndice A.....	192
Apéndice B.....	193
Apéndice C.....	193
Apéndice D.....	195
Apéndice E.....	196
Apéndice F.....	201

Referencias Bibliográficas

Capítulo 1

Introducción

El explosivo crecimiento de la telefonía celular digital ha originado un gran interés en la transmisión de servicios multimedia por redes inalámbricas. En particular, la transmisión de señales de vídeo comprimido por redes de acceso múltiple por división de código (*Code Division Multiple Access - CDMA*) se ha convertido en una de las áreas de mayor investigación en los últimos años. Este gran interés ha sido motivado principalmente por

- los grandes avances en las técnicas de compresión de vídeo, y
- la adopción de tecnología CDMA para las próximas generaciones de redes inalámbricas.

Los algoritmos de compresión de vídeo desarrollados hasta el momento son altamente eficientes en términos de ancho de banda, ya que permiten codificar señales de vídeo a velocidades que van desde pocos kilobits por segundo (kbps) (por ejemplo, en el orden 16 kbps en el caso de algoritmos desarrollados para videotelefonía) hasta unos pocos megabits por segundo (algoritmos para almacenamiento de vídeo en computadoras). Debido al alto grado de compresión alcanzado, la información de vídeo comprimida resulta sumamente vulnerable a los errores de transmisión.

Por otro lado, la transmisión de información digital por redes CDMA presenta importantes limitaciones debido a la alta tasa de error existente en los enlaces inalámbricos. En particular, uno de los problemas más serios originados por un canal de radio móvil es el *desvanecimiento* en la señal recibida. En el caso de comunicaciones digitales, la ausencia momentánea de la señal se traduce en una elevada tasa de error de bit, lo cual representa un serio desafío para el diseño de aplicaciones en tiempo real.

Los codificadores de vídeo estándares proveen cierto grado de protección con respecto a errores tales como los generados en canales de transmisión “tradicionales” (por ejemplo, línea telefónica alámbrica), pero no respecto a errores ocasionados por el

desvanecimiento de la señal. Con la finalidad de mejorar la calidad del vídeo en transmisiones sobre canales ruidosos, tres tipos de esquemas han sido propuestos:

1. Ocultamiento de errores.
2. Recuperación de la calidad del vídeo.
3. Corrección de errores.

Las *técnicas de ocultamiento de errores* están relacionadas a los métodos de postprocesamiento de los errores donde el decodificador de vídeo, reconociendo que ha ocurrido un error incorregible, procura ocultar o minimizar el efecto observado por el usuario [Wang98]. Por su parte, *las técnicas de recuperación de la calidad del vídeo* procuran minimizar la propagación y severidad del daño causado por los errores de la transmisión [Färber98].

Los *métodos de corrección de errores* permiten reducir la pérdida de información debida a la transmisión por canales ruidosos. En general, técnicas tales como el uso de códigos de corrección de errores o protección desigual de errores no son suficientes, ya que un desvanecimiento puede tener una duración suficientemente larga como para eliminar completamente un segmento apreciable de la señal, incluyendo los bits redundantes introducidos por el código. Otras posibles técnicas incluyen el entrelazado, repetición automática de bloques, etc. [Lin83]. Sin embargo, en aplicaciones *interactivas* como videotelefonía es necesario minimizar el retardo introducido en la señal, por lo tanto estas técnicas no pueden ser usadas indiscriminadamente. Es preciso emplear una combinación adecuada de diversas técnicas tales como las mencionadas u otras, procurando minimizar el retardo y, al mismo tiempo, mantener un alto grado de compresión. Es evidente que lograr una transmisión confiable de vídeo por redes CDMA resulta una tarea nada sencilla, como se puede apreciar en la Fig. 1-1 [Hanzo00].

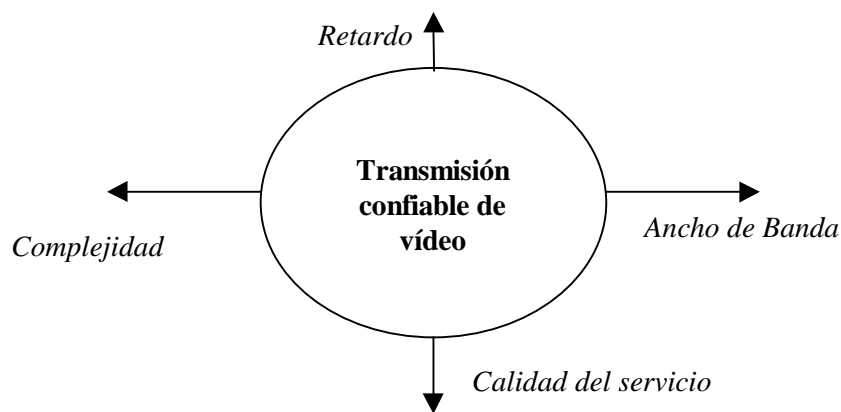


Fig. 1-1: Requerimientos *contradictorios* para lograr una transmisión confiable de vídeo.

Además, a los factores mencionados se suma la dificultad que presenta el estudio (tanto teórico como por simulación en computadora) de las transmisiones de vídeo por redes CDMA. Esto se debe principalmente a la complejidad de las etapas que conforman el canal de transmisión y los *codecs* (codificadores/decodificadores) de vídeo, como se hará evidente en las próximas secciones donde se realizará una breve introducción a CDMA y a compresión de vídeo.

1.1 Acceso Múltiple por División de Código (CDMA)

En los últimos años, el acceso múltiple por división de código ha demostrado ser una alternativa confiable respecto a las técnicas tradicionales de acceso múltiple por división de frecuencia (*Frequency Division Multiple Access - FDMA*) o por división de tiempo (*Time Division Multiple Access - TDMA*). Entre las características que hacen a CDMA tan popular se encuentran su capacidad para

- mitigar el desvanecimiento de la señal, y
- combatir la interferencia.

Estas propiedades se originan gracias al esquema de modulación empleado en CDMA, el cual está basado en el uso de señales de espectro expandido (*Spread Spectrum - SS*) [Viterbi95], [Proakis95]. Otra consideración para la adopción de CDMA en sistemas celulares es el *factor de reuso*. Para técnicas de acceso múltiple como TDMA o FDMA, las frecuencias usadas en una determinada celda no se emplean en celdas adyacentes. Esto se realiza para obtener suficiente aislamiento espacial, y de esa manera, asegurar que celdas que utilicen las mismas frecuencias no originen excesiva interferencia entre sí. Por ejemplo, el sistema analógico AMPS (*Advanced Mobile Phone Systems*) opera con un factor de reuso 1/7, mientras que en CDMA es posible obtener un factor de reuso de 1. Esta cualidad de CDMA alivia el problema del planeamiento frecuencial requerido por los sistemas de banda angosta.

En los sistemas celulares CDMA se emplea una banda de frecuencia para el *enlace directo* entre la estación fija o base y las estaciones móviles, y una banda separada para el *enlace inverso* entre las estaciones móviles y la base. En el enlace directo la transmisión es sincrónica y los usuarios son ortogonales ya que la estación base asigna a los mismos una determinada secuencia tomada de un conjunto de secuencias SS ortogonales (por ejemplo, secuencias de Walsh) [Viterbi95]. Por su parte, el enlace inverso es naturalmente asíncrono por lo que las señales de los usuarios no son ortogonales. Debido a que todos los usuarios utilizan la misma banda de frecuencias en ambos enlaces, es necesario proveer medios que permitan minimizar los efectos de la interferencia generada por los usuarios del sistema. En este sentido, el uso de esquemas

de control de potencia resulta de gran importancia para maximizar la capacidad de CDMA. Además, la mayoría de los estándares CDMA existentes (o propuestos) incorporan esquemas de protección de errores basados en potentes códigos convolucionales (CC)¹ con entrelazado. Los sistemas de codificación convolucional permiten reducir significativamente la tasa de error con una complejidad de implementación razonable, la cual se concentra en el detector basado en el algoritmo de Viterbi [Forney73]. En la Fig. 1-2 se presenta un esquema típico del enlace directo de un sistema CDMA por secuencia directa (*Direct Sequence CDMA – DS-SS-CDMA*). La información a transmitir se agrupa en bloques, se codifica con un CC de gran tasa de protección (por ejemplo, 1/2, 1/3 ó 1/4) y luego se procesa por un entrelazador. Las secuencias W_{Pag} y W_{Synch} son códigos empleados por la estación base para la expansión del canal de paginado y sincronización, respectivamente, mientras W_i es el código correspondiente al usuario móvil i . B_M es el código de la estación base usado por los móviles para seleccionar la estación base con la que establecerá la comunicación. Todos los móviles en una celda usan el mismo código de la estación base. Después de ejecutar la sincronización de fase y de código, la estación móvil adquiere información de sincronismo del canal de sincronización. El canal piloto se utiliza en el receptor para demodular coherentemente las señales y así maximizar los beneficios de la *diversidad* de camino originada por las señales de espectro expandido (todas estas etapas se analizan en detalle en el Capítulo 3).

Aunque sólo se describieron las principales características del enlace directo², los conceptos presentados son suficientes para apreciar el grado de complejidad que requiere el estudio de transmisiones por redes celulares CDMA.

1.2 Técnicas de Compresión de Vídeo

La alta compresión de vídeo obtenida por la mayoría de los estándares existentes se realiza empleando codificadores híbridos, los cuales aprovechan la correlación temporal y espacial de las secuencias para reducir la información a transmitir. La codificación de una secuencia de vídeo se realiza mediante diferencias relativas entre cuadros de vídeo vecinos. Esta codificación puede realizarse de diferentes maneras: (i) algunas partes simplemente se repiten (en aquellos cuadros donde no existen diferencias significativas); (ii) otras regiones se predicen a partir de los cuadros adyacentes, siendo codificadas solamente las correcciones; (iii) mientras otros sectores pueden estimarse por traslación de sectores de la imagen de cuadros temporalmente precedentes.

¹ Para las futuras generaciones de redes CDMA de alta velocidad también se han adoptado los *turbo códigos* [Garg00].

² Se puede encontrar más información sobre las distintas etapas de los enlaces utilizados en sistemas CDMA en [Garg00], [Prasad98], [TIA/EIA-95B], [Viterbi95].

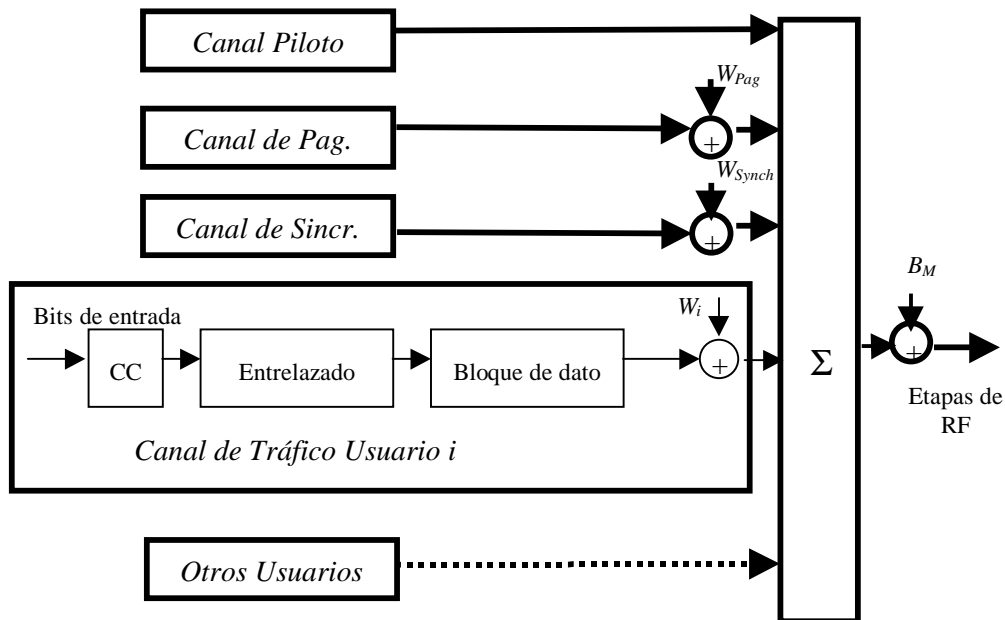


Fig. 1-2: Diagrama en bloque simplificado del enlace directo de un transmisor DS-CDMA.

La mayoría de los codificadores de vídeo comerciales (por ejemplo MPEG, MPEG2, H.261, H.263, etc.), logran un alto grado de compresión utilizando la *transformada coseno discreta* y técnicas de *compensación de movimiento*. En general, cada secuencia de vídeo está dividida en uno o más grupos de cuadros, los cuales a su vez están compuestos por uno o más cuadros de tres diferentes clases: *I*, *P* y *B*. Los cuadros *I* se codifican independientemente, esto es, sin ninguna referencia a otros cuadros. Por su parte, los cuadros *P* y *B* se comprimen por codificación de la diferencia entre el cuadro actual y la referencia *P* o *I*, explotando de esta manera la correlación temporal de la secuencia. Los cuadros *P* se obtienen por predicción de cuadros *I* o *P* temporalmente precedentes, mientras que los cuadros *B* (cuadros codificados predictivamente en forma bidireccional) se obtienen de predicciones de cuadros futuros y precedentes en la secuencia (*I* o *P*).

Uno de los efectos secundarios más críticos que origina un alto grado de compresión del vídeo es la gran sensibilidad a los errores. La pérdida de un sólo bit en un cuadro de vídeo comprimido puede originar la pérdida completa del mismo. En la Fig. 1-3 se presenta un cuadro de vídeo codificado sin predicción, el cual difiere del original en un bit. Comparado con el cuadro sin errores, se observa la severa degradación ocasionada por la pérdida de *un sólo bit*. En el caso de secuencias de vídeo codificadas con predicción, el problema se agrava debido a la propagación temporal y espacial de los errores.



Fig. 1-3: Efectos de los errores en un cuadro de vídeo comprimido sin predicción (intra). Cuadro original (izquierda) y reconstruido con un bit con error (derecha).

1.3 Transmisión de Vídeo Comprimido por Redes Celulares CDMA

En los últimos años se han publicado numerosos trabajos relacionados con el análisis y el robustecimiento de la transmisión de vídeo comprimido por redes celulares CDMA (por ejemplo: [Khansari96], [Tosun00], [Hsu99], [QZhang00], [Chang00], [Liu97]). Sin embargo, un cuidadoso análisis de la literatura existente muestra que

1. la complejidad del sistema en cuestión es tal que obliga al estudio usando exclusivamente simulaciones en computadora;
2. no existen esquemas de robustecimiento diseñados especialmente para transmisiones de vídeo a baja velocidad.

A continuación se analizan estas dos importantes observaciones.

1.3.1 Complejidad del Sistema

El primer problema que encuentran los diseñadores e investigadores es la complejidad del sistema de comunicación para el estudio de las transmisiones multimedia. Como resultado de la naturaleza altamente elaborada de los sistemas CDMA, un estudio analítico exacto de servicios multimedia sobre estos sistemas resulta sumamente difícil. Una alternativa posible para realizar el análisis de la transmisión de servicios multimedia son las simulaciones por computadora del sistema completo. Sin embargo, esta metodología resulta computacionalmente compleja y no permite efectuar un estudio eficiente de la performance. Al mismo tiempo, la simulación puede requerir tomar en cuenta efectos de protocolos de capas superiores (por ejemplo, esquemas de repetición automática de paquetes), lo que complica aun más el estudio. En general, cuando se requiere que un simulador maneje información de la capa física (como, por ejemplo, un

modelo detallado del canal) simultáneamente con información de la capa de protocolos (implicando en muchos casos diferentes escalas de tiempo), la complejidad se hace rápidamente inmanejable. Aunque existen en la literatura modelos matemáticos simples que permiten describir el comportamiento del canal, hasta el momento no se han publicado modelos que incluyan dos componentes fundamentales en la arquitectura de los sistemas CDMA: (i) el receptor RAKE con combinador de razón máxima (*Maximal Ratio Combiner - MRC*) y (ii) el detector de Viterbi con decisiones blandas.

Por otro lado, existe una limitación adicional para realizar el análisis teórico de la calidad del vídeo reproducido: la presencia del codec de vídeo. En un trabajo reciente, Stuhlmüller et. al. presentó en [Stuhlmüller00] un modelo teórico para describir el comportamiento del codec de vídeo. Aunque esta aproximación resulta satisfactoria en numerosas aplicaciones, en este trabajo se muestra que la exactitud de la misma se degrada seriamente en transmisiones a baja velocidad de secuencias de vídeo con gran variación en el contenido de movimiento.

En resumen, *es necesario desarrollar nuevas aproximaciones teóricas para estudiar la transmisión a baja velocidad de vídeo por redes celulares CDMA. Estos modelos teóricos son importantes no sólo para realizar el análisis en forma eficiente sino también para elaborar nuevos esquemas de robustecimiento especialmente diseñados para transmisiones por redes CDMA, lo cual no ha sido posible hasta el momento por las importantes limitaciones que impone el diseño basado exclusivamente en simulaciones en computadora.*

1.3.2 Transmisión de Vídeo a Baja Velocidad por Redes CDMA

Existen en la literatura numerosos esquemas destinados a robustecer la transmisión de vídeo por sistemas CDMA. Sin embargo, ninguno de ellos ha sido diseñado considerando el principal factor que limita la capacidad de las redes CDMA: *la interferencia*. Los efectos nocivos originados por la interferencia no permiten brindar servicios de alta velocidad en forma continua. Por este motivo, los usuarios móviles sólo pueden disponer de un gran ancho de banda en la modalidad de *ráfagas* [Garg00]. En el caso de servicios de vídeo interactivo es necesario asegurar al usuario un ancho de banda constante durante toda la duración de la sesión. Por este motivo, para permitir un aprovechamiento eficiente de la capacidad del sistema, sólo es posible la provisión de servicios de vídeo a baja velocidad (por ejemplo, < 33 kbps) [Ayyagari99]. *Por lo tanto, es necesario diseñar esquemas de robustecimiento considerando las restricciones de ancho de banda propias de los servicios continuos en redes celulares CDMA. Es de destacar que este problema constituye un serio desafío para los diseñadores debido a los escasos recursos disponibles y a las restricciones de demora propias de los servicios interactivos.*

1.4 Objetivos y Contenido de la Tesis

En base a los conceptos presentados en la sección anterior, se plantearon los siguientes objetivos para la presente Tesis:

- Desarrollar modelos matemáticos simples y precisos para describir el comportamiento del canal de transmisión y del codec de vídeo en transmisiones a baja velocidad.
- Investigar, usando los modelos desarrollados, la transmisión de vídeo por sistemas CDMA con la finalidad de determinar los factores que afectan la calidad del vídeo reconstruido.
- En base a estos resultados, diseñar un nuevo esquema de robustecimiento que permita realizar la transmisión confiable de vídeo comprimido a baja velocidad por redes celulares CDMA.

Para alcanzar estos objetivos se han desarrollado numerosos trabajos de investigación. Estos trabajos pueden resumirse de la siguiente manera:

1. Estudio de la performance de sistemas CDMA en diferentes ambientes y condiciones de funcionamiento.
2. Modelado del proceso de error de bloques en transmisiones por redes celulares CDMA.
3. Modelado de la distorsión de la calidad del vídeo originada por los errores de la transmisión.
4. Diseño de una nueva arquitectura de protección para el robustecimiento de la transmisión de vídeo por redes celulares.
5. Elaboración de un nuevo protocolo de repetición automática de paquetes (diseñado para reducir la pérdida de bloques, retardo, interferencia y complejidad de implementación) y de un esquema de recuperación de la calidad del vídeo para detener la propagación temporal y espacial de los errores residuales.

Todos los trabajos enunciados se discuten en detalle en esta Tesis.

1.4.1 Contenido del Informe

Teniendo en cuenta el contenido temático de los distintos capítulos realizados, la presente Tesis puede dividirse en cuatro etapas, cada una de las cuales se describe a continuación.

a) Caracterización del Sistema de Transmisión CDMA (Caps. 2 y 3)

En el Capítulo 2 se realiza el modelado y la descripción del canal de radio móvil con desvanecimiento de Rayleigh. Se presentan las principales características de estos canales con la finalidad de brindar al lector un rápido panorama *cualitativo* sobre los serios inconvenientes que se presentan en los canales inalámbricos para la transmisión digital de información. En este capítulo se analiza además la performance de los códigos convolucionales, ampliamente usados en los sistemas CDMA. Se introduce un nuevo método semianalítico para la estimación la probabilidad de error de bloque a la salida del detector de Viterbi. El principal propósito de este capítulo es conocer la performance de los esquemas de codificación empleados en CDMA, lo cual permitirá luego determinar la capacidad de estos sistemas para combatir las imperfecciones del canal.

El Capítulo 3 realiza un análisis detallado de la performance del enlace directo e inverso de un sistema DS-CDMA. Se evalúa la capacidad del sistema (medida en cantidad de usuarios activos bajo ciertas condiciones de calidad de servicio) y los efectos del control de potencia. Los principales objetivos de este capítulo son (i) conocer en detalle la performance del sistema en distintas condiciones de funcionamiento y, en base a esta información, (ii) determinar las limitaciones presentadas por los distintos escenarios de interés para la transmisión de vídeo.

b) Desarrollo de la Teoría de la Transmisión a Baja Velocidad de Vídeo por Redes Celulares CDMA (Caps. 4 y 5)

En el Capítulo 4 se investiga el comportamiento del proceso de error de bloques en transmisiones CDMA. Específicamente, se derivan modelos matemáticos simples y precisos que facilitan el estudio de transmisiones multimedio por redes celulares CDMA. Se muestra que el proceso de transmisión de bloques puede modelarse con cadenas de Markov de primer orden. Para esto, se introduce una nueva metodología de validación que resulta superior en eficiencia y exactitud a las técnicas utilizadas previamente. Además, se propone un método eficiente para la estimación de los parámetros del modelo. Los resultados presentados en este capítulo resultan de gran importancia ya que proveen un modelo que facilita de manera “dramática” el estudio de algoritmos de protección en transmisiones multimedio por CDMA.

En el Capítulo 5 se analiza la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido por sistemas CDMA. Se propone un nuevo modelo teórico para la distorsión del vídeo originada por los errores de transmisión. Usando este modelo, se realizan luego numerosas experiencias con la finalidad de conocer las principales limitaciones existentes para lograr la transmisión confiable de vídeo comprimido por redes celulares CDMA.

Usando esta información se plantea además el problema que reviste mayor interés y complejidad para resolver.

c) Desarrollo de un Nuevo Concepto para el Robustecimiento de las Transmisiones de Señales de Vídeo Comprimido por Redes Celulares CDMA (Cap. 6)

En el Capítulo 6 se propone una nueva arquitectura para el robustecimiento de la transmisión de vídeo por redes celulares CDMA. El nuevo concepto de robustecimiento, basado en un esquema de protección centralizada, permite no sólo mejorar la calidad del vídeo sino también maximizar el aprovechamiento de los recursos disponibles en la red celular. Como una aplicación de esta nueva arquitectura de protección, se diseña un esquema para el robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido desde un usuario alámbrico hacia un usuario móvil perteneciente a un sistema celular CDMA en canales con desvanecimiento lento³. El nuevo esquema está formado por (i) un protocolo de repetición de paquetes destinado a reducir la tasa de pérdida de bloques, retardo e interferencia, y (ii) una nueva técnica para detener la degradación de la calidad del vídeo originada por los errores residuales. Ambas etapas se estudian en detalle usando los modelos teóricos obtenidos en los capítulos anteriores y simulaciones en computadora. Los resultados presentados muestran que el nuevo esquema de robustecimiento propuesto en esta Tesis permite obtener sustanciales beneficios en la calidad del vídeo y en la capacidad del sistema.

d) Conclusiones y Apéndices

Las conclusiones del trabajo se presentan en el Capítulo 7. Además, se incluye una serie de Apéndices con desarrollos originales relacionados a distintas etapas investigadas a lo largo de la Tesis.

1.5 Contribuciones

En la presente Tesis se introducen numerosas contribuciones originales. La mayoría de ellas han sido publicadas (o se encuentran en proceso de publicación) en conferencias, libros y/o revistas internacionales. A continuación se presenta una lista con los trabajos derivados del presente proyecto, así como las referencias donde han sido presentadas⁴:

³ Como se muestra en el Capítulo 6, este escenario es el que presenta mayor dificultad para la provisión de servicios de vídeo con calidad aceptable.

⁴ Todas las publicaciones pueden encontrarse en el CD que acompaña el informe.

1. Método para la estimación de la probabilidad de error de bloque en transmisiones por sistemas CDMA utilizando códigos convolucionales con detección blanda [Hueda00d].
2. Esquema receptor para mejorar la transmisión de CDMA en ambientes interiores [Hueda99b], [Hueda99c], [Hueda99d], [Hueda01e].
3. Nuevo modelo para la interferencia intercamino [Hueda00f], [Hueda00a], [Hueda01a].
4. Modelo de Markov para el proceso de error de bloque en sistemas DS-CDMA con detector de Viterbi usando decisiones blandas y receptor RAKE con MRC [Hueda00b].
5. Método eficiente para la estimación de los parámetros del modelo de Markov [Hueda01b].
6. Expresión teórica para la tasa de cruce de nivel con MRC [Hueda00c].
7. Criterio para la validación de la aproximación Markoviana del proceso de error de bloques [Hueda02b].
8. Modelo para el proceso de error de bloques en transmisiones por sistemas CDMA basados en multicódigos [Hueda00e] y múltiples portadoras [Hueda02a].
9. Análisis de la transmisión de vídeo por CDMA utilizando modelos semianalíticos [Hueda01c], [Hueda02c].
10. Esquema para el robustecimiento de la transmisión de vídeo por redes CDMA con multicódigos utilizando retransmisión de paquetes [Hueda01d], [Hueda02e].
11. Método de recuperación de la calidad del vídeo utilizando una arquitectura centralizada [Hueda02d].

Capítulo 2

Control de Errores en Sistemas CDMA

En este capítulo se realiza la descripción y el modelado del canal de radio móvil con desvanecimiento de Rayleigh. Se presentan las principales características de estos canales con la finalidad de brindar al lector un rápido panorama sobre los serios inconvenientes que poseen los medios inalámbricos para la transmisión digital de información. Además, se analiza en detalle la performance de uno de los sistemas de protección más usado en redes celulares CDMA: los códigos convolucionales. Se introduce un nuevo método semianalítico para la estimación de la probabilidad de error de bloque a la salida del detector de Viterbi. Los resultados y las aproximaciones teóricas presentadas en este capítulo serán utilizados luego para evaluar la performance de las transmisiones digitales por sistemas CDMA.

2.1 Introducción

Cuando se transmite una señal por un canal inalámbrico, la misma llega al receptor por diferentes caminos, originándose lo que se conoce como propagación multicamino (*multipath*). Esto se origina por múltiples fenómenos (reflexiones, refracciones, difracciones, etc.) que ocurren cuando la señal de radio interactúa con diversos objetos (techos, paredes, troposfera, etc.) en su viaje hacia el receptor.

Uno de los principales efectos producido en transmisiones por canales inalámbricos es el desvanecimiento de la señal recibida. Este efecto es sumamente crítico en el caso de comunicaciones digitales ya que origina errores de bits en ráfagas o *bursts*. Estos errores son difíciles de corregir por lo que se originan tasas de error elevadas (por ejemplo, en el orden 10^{-3}).

Con la finalidad de mejorar la performance de los sistemas de comunicaciones digitales inalámbricos se emplean códigos de corrección de errores. Específicamente, numerosos estándares han incorporado codificadores convolucionales (CCs) debido a su

excelente ganancia y razonable complejidad. Cabe aclarar además que estos codificadores han sido considerados por varias propuestas para las próximas generaciones de redes inalámbricas, como es el caso de *cdma2000* [Garg00]. Por este motivo, el estudio de la performance de los códigos convolucionales reviste gran importancia ya que permitirá determinar el “piso” de protección a partir del cual será necesario trabajar para poder lograr una transmisión confiable de vídeo.

En la Sección 2.2 se realiza una breve descripción de las principales características del canal de radio móvil. Este estudio permite comprender la necesidad de incorporar esquemas de protección para la transmisión confiable de información. Las Secciones 2.3 a 2.5 investigan la performance de los codificadores convolucionales. En la Sección 2.6 se investiga la performance de esquemas de protección basados en CC con técnicas de diversidad, los cuales son de gran interés en transmisiones por redes CDMA. Finalmente, en la Sección 2.7 se presentan las conclusiones del capítulo.

2.2 Características del Canal de Radio

En general, la transmisión de señales por ambientes inalámbricos está caracterizada por dos fenómenos diferentes: la pérdida de propagación y el desvanecimiento por caminos múltiples (o multicamino).

La pérdida de propagación es generalmente modelada como el producto de la potencia m -ésima de la distancia y una componente aleatoria representando el efecto *sombra* (*shadowing*). Este último se origina cuando la señal encuentra grandes obstáculos (como edificios) en su “viaje” hacia la estación receptora. De esta manera, la *pérdida* de propagación puede expresarse como

$$P_{loss}(r, \zeta) = r^m 10^{\zeta/10}, \quad (2.2.1)$$

donde ζ es la atenuación en decibeles (dB) debido al efecto sombra y r es la distancia entre el transmisor y el receptor. El valor del exponente m depende de las características del canal: puede ser 6 en edificios metálicos o menor que 2 en galerías o grandes ambientes interiores. Por su parte, datos experimentales han demostrado que ζ puede modelarse como una variable aleatoria (VA) log-normal de valor medio cero y desviación estándar σ (por ejemplo, $\sigma = 8$ dB) [Viterbi95]. Es importante destacar que la atenuación originada por la pérdida de propagación $P_{loss}(r, \zeta)$ varía lentamente con el tiempo, por lo tanto puede ser compensada eficazmente por un simple control de potencia. Puesto que este tipo de control está ampliamente difundido en los actuales (y futuros) sistemas de comunicaciones basados en tecnología CDMA, los efectos originados por la pérdida de propagación no serán considerados en el presente trabajo.

El desvanecimiento multicamino es sin duda el principal factor que afecta la performance de los sistemas inalámbricos de comunicaciones. Puesto que éste es de naturaleza rápida, no puede compensarse con simples controles de potencia. A continuación se presentan los principales conceptos de este fenómeno y se define el modelo del canal adoptado en este trabajo.

2.2.1 Desvanecimiento por Propagación por Caminos Múltiples

En los canales de radio móvil, la señal transmitida llega al receptor por diferentes caminos producto de reflexiones en diversos objetos. Algunos de los sistemas con propagación por caminos múltiples se muestran en la Figura 2-1. El principal efecto de esta forma de propagación (que interesa al diseñador de sistemas de comunicaciones), es el desvanecimiento de la señal (*fading*).

Para comprender como se origina este desvanecimiento, supóngase que se transmite una señal en banda base $s(t)$ modulada con una portadora de frecuencia f_c hacia un móvil que se mueve con velocidad relativa v respecto al transmisor. La señal en banda base recibida puede expresarse matemáticamente como [Pahlavan95]⁵:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{l=1}^L g_l s(t - \tau_l) e^{j2\pi[(f_d \cos \varphi_l)t - f_c \tau_l]}, \quad (2.2.2)$$

donde

- L : número total de caminos.
- g_l : ganancia (compleja en general) del l -ésimo camino.
- τ_l : demora del l -ésimo camino.

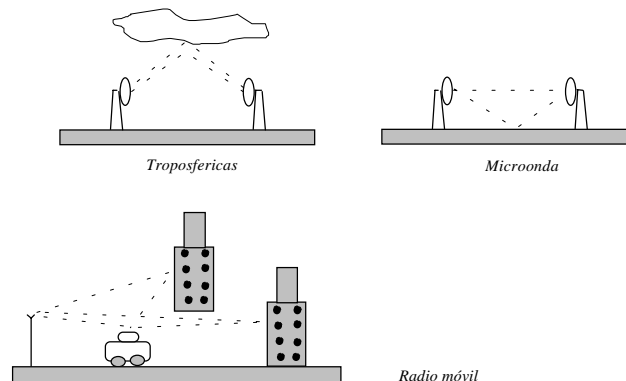


Figura 2-1: Distintos tipos de propagación multicamino.

⁵ En el siguiente análisis no se consideran la pérdida por propagación ni las componentes de ruido. Además en este trabajo no se considera la presencia de una línea directa (*line-of-sight - LOS*).

c : velocidad de la luz.

φ_l : ángulo de arribo del l -ésimo camino respecto al vector velocidad del móvil.

$f_d = \frac{v}{c} f_c$: máximo desplazamiento Doppler.

En general, los distintos parámetros del canal (g_l , τ_l y φ_l) varían con el tiempo (por simplicidad de notación, no se incluye la variable temporal t). Suponiendo que la diferencia entre las demoras de los distintos caminos es mucho menor que el ancho de banda de la señal transmitida (canal no selectivo), se verifica

$$s(t - \tau_l) \approx s(t - \tau_0), \quad (2.2.3)$$

donde $\tau_0 \in [\min(\tau_l), \max(\tau_l)]$. Luego, la señal en banda base recibida puede expresarse como

$$\mathfrak{S}(t) \approx s(t - \tau_0) \sum_{l=1}^L g_l e^{j\phi_l(t)} = s(t - \tau_0) \alpha(t), \quad (2.2.4)$$

donde

$$\alpha(t) = \beta(t) e^{j\phi(t)} = \sum_{l=1}^L g_l e^{j\phi_l(t)}, \quad (2.2.5)$$

$$\phi_l(t) = 2\pi[(f_d \cos \varphi_l)t - f_c \tau_l], \quad (2.2.6)$$

$$\beta = |\alpha(t)|, \quad (2.2.7)$$

$$\phi(t) = \angle \alpha(t). \quad (2.2.8)$$

($|x|$ y $\angle x$ representan el módulo y la fase del número complejo x , respectivamente). Resultados de mediciones demuestran que las fases $\phi_l(t)$ (en módulo 2π) pueden modelarse como variables aleatorias uniformemente distribuidas en el intervalo $[-\pi, \pi]$ [Jakes74]. Además, suponiendo que

- las ganancias g_l son procesos aleatorios independientes e idénticamente distribuidos (i.i.d.) de variancia limitada,
- g_l y $\phi_l(t)$ son procesos aleatorios independientes y
- el número total de caminos L es suficientemente grande,

del teorema del límite central se verifica que el proceso $\alpha(t)$ resulta un proceso aleatorio Gaussiano complejo. Luego, es simple demostrar que la fase de la ganancia compleja

$\phi(t) = \angle \alpha(t)$ es una VA uniformemente distribuida en $[-\pi, \pi]$, mientras que el módulo $\beta = |\alpha(t)|$ resulta una VA con distribución de Rayleigh cuya función densidad de probabilidad es [Jakes74]

$$f(\beta) = \frac{2\beta}{\bar{\beta}^2} e^{-\beta^2/\bar{\beta}^2}, \quad (2.2.9)$$

donde $\bar{\beta}^2 = E\{\beta^2\}$ ($E\{\cdot\}$ denota esperanza matemática). Este resultado ha sido confirmado por numerosas mediciones experimentales [Proakis95], [Pahlavan95]. Además, de [Jakes74] se obtiene la autocorrelación de la ganancia *normalizada* $\alpha(t)$:

$$\rho(\tau) = E\{\alpha(t)\alpha^*(t+\tau)\} = J_0(\omega_d \tau), \quad (2.2.10)$$

donde $\omega_d = 2\pi f_d$ y $J_0(\cdot)$ es la función de Bessel de primera clase de orden 0 (el símbolo * denota complejo conjugado).

De (2.2.4) se puede inferir que la respuesta al impulso del canal inalámbrico (variante en el tiempo) puede ser expresada como

$$h(t; \tau) = \alpha(t)\delta(\tau - \tau_0). \quad (2.2.11)$$

En las Figuras 2-2 y 2-3 se presentan la magnitud y la fase de $\alpha(t)$ con sus correspondientes histogramas, para un móvil que se desplaza a 30 Km/h con una frecuencia de portadora $f_c = 1800$ MHz (en este caso, el máximo desplazamiento Doppler resulta $f_d = 50$ Hz). El modelo de Jakes se utiliza para generar la ganancia compleja $\alpha(t)$ [Jakes74]. Pueden observarse claramente los desvanecimientos de la señal y además cómo la magnitud de $\alpha(t)$ se aproxima a una distribución Rayleigh, mientras que su fase resulta uniformemente distribuida en el intervalo $[-\pi, \pi]$ [Hueda99a]. En la Fig. 2-4 se presenta el coeficiente de autocorrelación $\rho(\tau)$ obtenido con el modelo de Jakes. Nótese la buena correspondencia entre los valores teóricos con los derivados del modelo de simulación⁶.

Cuando el ancho de banda de la señal transmitida $s(t)$ es mayor que el *ancho de banda de coherencia* [Proakis95], la aproximación (2.2.3) no es válida. Para señales de banda ancha (por ejemplo, señales de espectro expandido), la respuesta del canal se puede caracterizar utilizando el modelo descrito en [Turin84], en el cual los distintos caminos se agrupan en pequeños *subgrupos* que pueden ser observados (o “resueltos”) por el receptor. Los diferentes caminos pertenecientes a cada uno de estos subgrupos poseen demoras similares que satisfacen (2.2.3) por lo tanto no pueden ser resueltos por el receptor.

⁶ En [Pop01] se ha propuesto una versión mejorada del modelo de Jakes para simular el canal de radio.

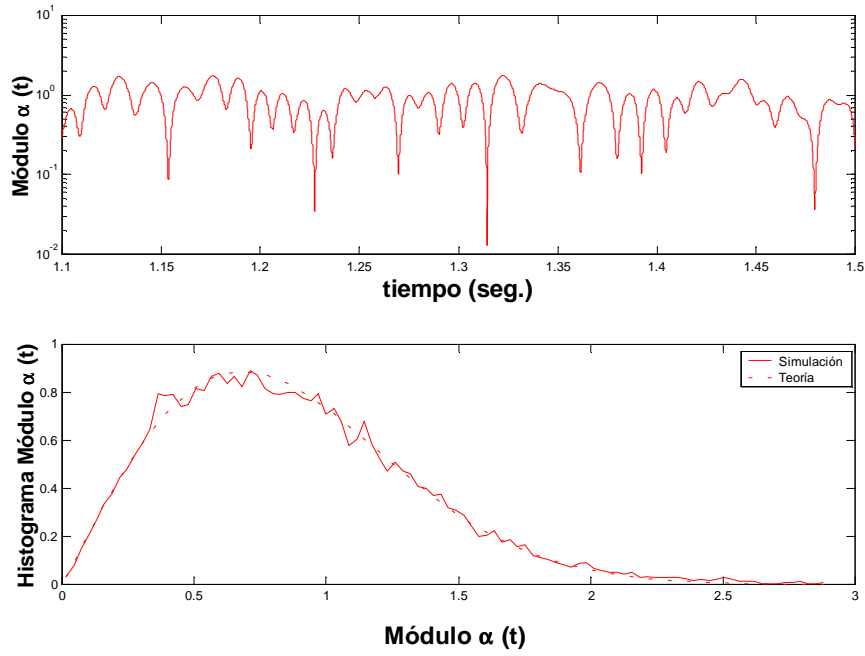


Figura 2-2: Módulo y su histograma de la ganancia compleja $\alpha(t)$.

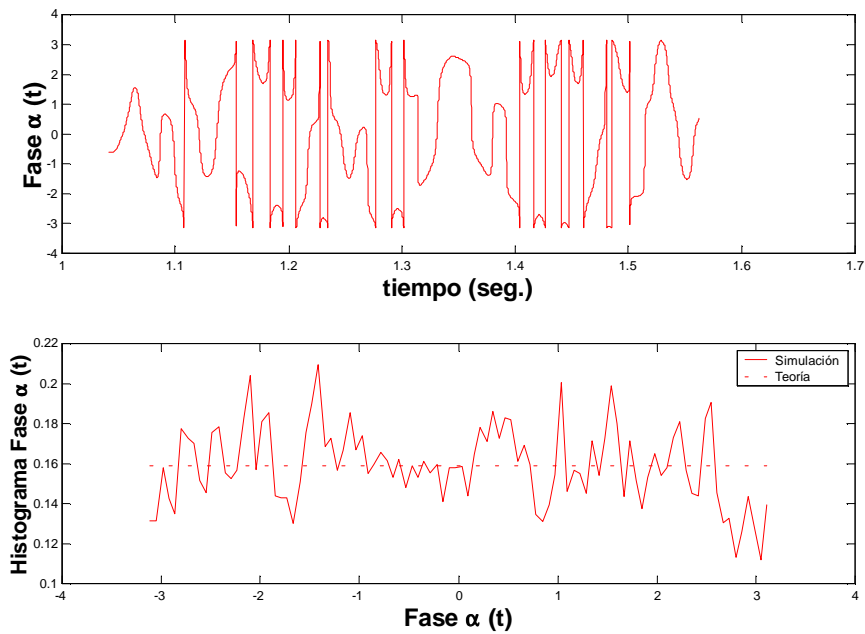


Figura 2-3: Fase y su histograma de la ganancia compleja $\alpha(t)$.

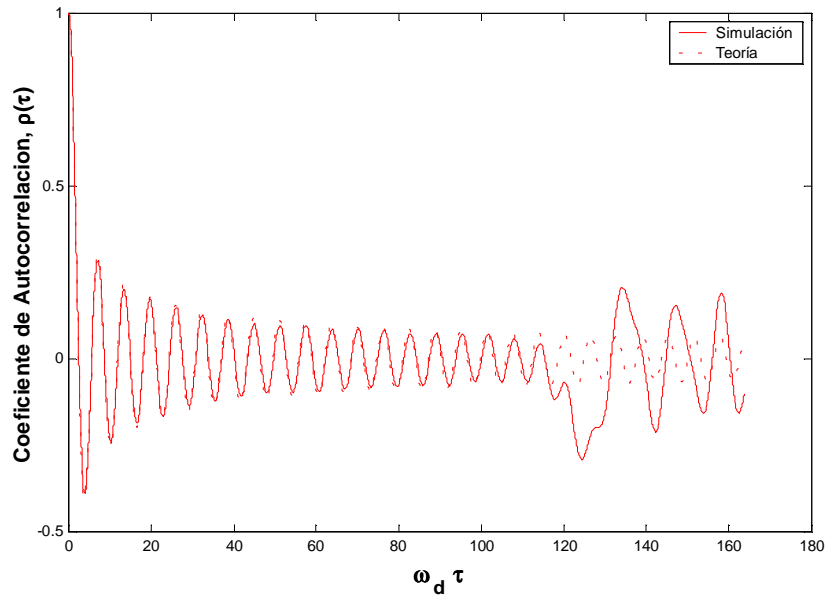


Figura 2-4: Coeficiente de autocorrelación de la ganancia compleja $\alpha(t)$.

Suponiendo que el número de subgrupos es finito, en base al análisis presentado anteriormente se puede demostrar que la respuesta al impulso del canal variante en el tiempo resulta [Proakis95]

$$h(t; \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l), \quad (2.2.12)$$

donde L es el número total de subgrupos de caminos no resueltos mientras $\alpha_l(t)$ y τ_l son, respectivamente, la ganancia compleja y la demora del subgrupo l . Nótese que las ganancias $\alpha_l(t)$ son procesos aleatorios Gaussianos complejos no correlacionados (por lo tanto independientes) entre sí. La expresión (2.2.12) reviste gran importancia en este trabajo ya que constituye el modelo del canal utilizado para analizar las señales de espectro expandido, las cuales constituyen la base de los sistemas CDMA (como se verá en el Capítulo 3). Aunque existen otros parámetros importantes que caracterizan un canal de radio móvil (función de autocorrelación, dispersión de demora, dispersión Doppler, etc.), los mismos se estudian en detalle en la literatura existente [Proakis95], [Pahlavan95], [Steele92]. Los conceptos que se presentan aquí son los fundamentos básicos que permiten tener un conocimiento suficiente para la comprensión de los temas que se analizan en el resto del presente trabajo.

2.3 Control de Errores: Códigos Convolucionales

De lo expuesto en la sección anterior, es simple concluir que los canales de radio móvil presentan serias limitaciones para la transmisión digital de información debido al

desvanecimiento de la señal, la cual origina una elevada tasa de errores de bits. Por ejemplo, la tasa de errores en transmisiones por canales alámbricos está en el orden de 10^{-6} (telefonía alámbrica), mientras que en el caso de telefonía celular es aproximadamente 10^{-3} . Son numerosas las técnicas empleadas para mitigar los efectos nocivos que origina la “desaparición momentánea” de la señal: diversidad espacial, temporal, entrelazado, codificadores de canal, etc. [Proakis95]. Entre los sistemas de codificación más difundidos en redes celulares basadas en tecnología CDMA se encuentran los *códigos convolucionales* (CC). Éstos no sólo se utilizan en los actuales sistemas celulares CDMA, sino que también han sido adoptados para los futuros sistemas CDMA de la tercera generación [Garg00], [Prasad98]. La excelente ganancia y razonable complejidad que poseen los CC han sido los principales motivos para su amplia difusión. Por esta razón, en las próximas secciones se analiza en detalle el desempeño de los CC.

2.3.1 Descripción

Un código convolucional de razón $R = u/n$ es generado desplazando los bits de información a ser transmitidos a través de un registro de desplazamiento de U niveles (de u bits), y empleando n generadores de funciones algebraicas lineales, como se aprecia en la Fig. 2-5 [Proakis95]. El parámetro U se conoce como *longitud de constricción* del código (*constraint length*). Las funciones generadoras se expresan generalmente en forma octal. Por ejemplo, el CC adoptado por el estándar IS-95 para el enlace directo tiene: $u = 1$, $n = 2$ y $U = 9$ (comúnmente expresado como CC(2,1,9)), con las siguientes funciones generadoras [Viterbi95]: $g^1 = 753$ y $g^2 = 561$.

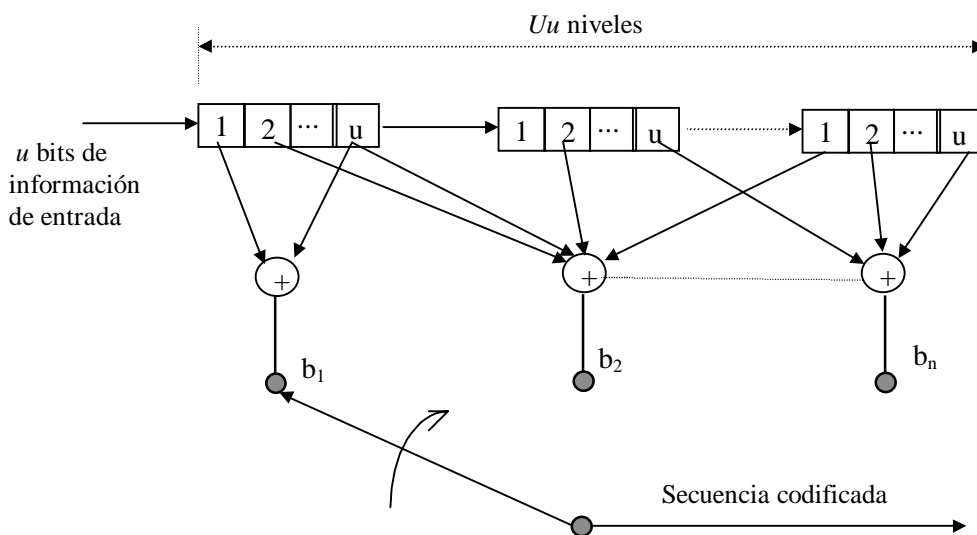


Figura 2-5: Estructura general de un codificador convolucional (CC).

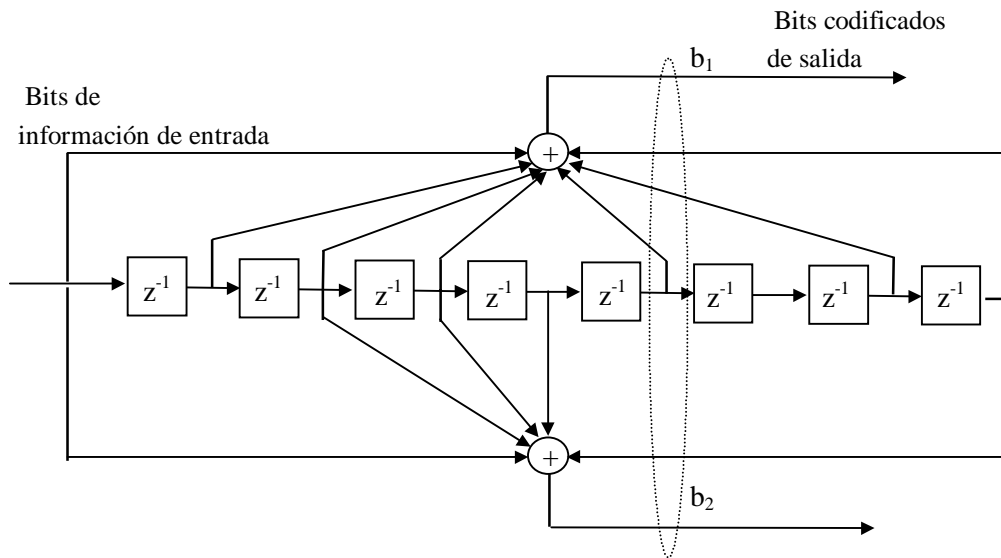


Figura 2-6: Estructura del CC (2,1,9) usado en el enlace directo de IS-95.

La estructura del CC(2,1,9) se muestra en la Fig. 2-6. Puesto que un CC es una máquina de estado finito, es posible utilizar diagramas de *estado* y *enrejado* para describir su funcionamiento de manera simple. Un diagrama de estado está formado por nodos para representar el contenido del registro de desplazamiento antes de la llegada del próximo bit de entrada. Estos nodos están interconectados por ramas que indican las transiciones originadas por la llegada del próximo bit de entrada. Por su parte, el diagrama de enrejado (más conocido como *trellis*) permite conocer la progresión temporal de los estados. Ambos diagramas son útiles para analizar y determinar la performance de los CCs. Estos temas están tratados en profundidad en [Forney72], [Forney73], [Lee94] y [Proakis95].

2.4 Códigos Convolucionales en Canales AWGN

A continuación se presenta el detector óptimo para los CCs en canales con ruido blanco Gaussiano aditivo (*Additive White Gaussian Noise – AWGN*) y se analiza su desempeño (o *performance*).

2.4.1 Detector Óptimo para CC: el Algoritmo de Viterbi

Un objetivo esencial para el diseño de cualquier esquema receptor es minimizar la probabilidad de error en la detección. Cuando los bits de información son equiprobables, maximizar la función de *verosimilitud* permite obtener el detector óptimo [Lee94]. Específicamente, sea $\mathbf{b}_j(m) = [b_{j,1}(m) \ b_{j,2}(m) \ \dots \ b_{j,n}(m)]$ el m -ésimo símbolo de la

secuencia j generada por un CC de razón $R = u/n$, e $\mathbf{y}(m) = [y_1(m) \ y_2(m) \ \dots \ y_n(m)]$ el correspondiente símbolo recibido. En canales sin memoria, la función de verosimilitud está dada por [Viterbi95]:

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{B}_j) = \prod_m p(\mathbf{y}(m) | \mathbf{b}_j(m)), \quad (2.4.1)$$

donde $p(\cdot | \cdot)$ denota probabilidad condicional, $\mathbf{B}_j = [\mathbf{b}_j(1) \ \mathbf{b}_j(2) \ \dots \ \mathbf{b}_j(m) \ \dots]$ es una de las posibles secuencias de símbolos generadas por el CC e $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1) \ \mathbf{y}(2) \ \dots \ \mathbf{y}(m) \ \dots]$ es la secuencia de símbolos recibida. En el caso de canales AWGN con potencia de ruido $N_0/2$ por dimensión y secuencia transmitida binaria ($b_{j,i} \in \{+\sqrt{\mathcal{E}_s}, -\sqrt{\mathcal{E}_s}\}$), maximizar (2.4.1) es equivalente a maximizar (sobre todas las posibles secuencias \mathbf{B}_j producidas por el CC) la métrica M_j definida por [Viterbi95]

$$M_j = \sum_m \sum_{i=1}^n b_{j,i}(m) y_i(m). \quad (2.4.2)$$

En otras palabras, el detector de máxima verosimilitud selecciona entre todas las secuencias válidas aquella que esté más próxima a la secuencia recibida (puede demostrarse que maximizar M_j es equivalente a buscar la secuencia \mathbf{B}_j con menor *distancia euclidiana* respecto a \mathbf{Y}). Esta técnica de decodificación, donde la muestra recibida se utiliza en el proceso de detección sin ser previamente cuantizada, se conoce como *decodificación blanda (soft-decoding)*⁷. Para implementar el detector de máxima verosimilitud se emplea el *algoritmo de Viterbi*⁸, el cual se investiga en detalle en [Forney73].

2.4.2 Probabilidad de Error de Bit

La determinación de la performance de los códigos convolucionales *lineales* con detector de Viterbi puede realizarse suponiendo que se transmite la secuencia codificada S_0 (correspondiente a una sucesión de ceros a la entrada del CC), y determinando luego la probabilidad de detectar otra secuencia S_j ($S_j \neq S_0$). Específicamente, sea S_j una secuencia que se *aparta* de S_0 en un determinado instante m , y luego se *junta* nuevamente en un instante posterior $m+v$ (*primer evento error* de largo $v-1$) [Proakis95]. Sea d el número de bits con error que existen entre ambas secuencias

⁷ Existe otra técnica de decodificación conocida como decodificación dura (*hard-decoding*), la cual no será considerada en este trabajo.

⁸ En situaciones prácticas se emplea una versión modificada (y subóptima) conocida como *algoritmo truncado* de Viterbi.

codificadas. En este caso, la probabilidad de elegir S_j en lugar de S_0 (probabilidad de error) está dada por

$$P_1(d) = \Pr\{M_j > M_0\} \quad j \neq 0. \quad (2.4.3)$$

Cuando se emplea modulación BSPK (*Binary Phase-Shift Keying*) y los símbolos a la entrada del CC son i.i.d., la expresión (2.4.3) resulta

$$P_1(d) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b R d}\right), \quad (2.4.4)$$

donde $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ $x \geq 0$, R es la razón del código y γ_b es la relación señal

ruido (SNR) por bit definida por

$$\gamma_b = \frac{\mathcal{E}_s}{RN_0}. \quad (2.4.5)$$

Extendiendo este resultado para todas las posibles secuencias diferentes de S_0 , se obtiene el *límite de unión* (*union bound*) para la probabilidad del primer evento error:

$$P_e(\gamma_b) \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d P_1(d) = \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d Q\left(\sqrt{2\gamma_b R d}\right). \quad (2.4.6)$$

a_d es el número total de caminos con distancia d respecto a S_0 y d_{free} es la mínima de todas las distancias. El límite de unión (2.4.6) se debe a que los eventos error no son disjuntos y además a que la sumatoria sobre todas las posibles distancias $d \geq d_{free}$ supone implícitamente un largo infinito para las secuencias codificadas (por ejemplo, si el código es truncado cada P nodos, el límite de unión (2.4.6) puede simplificarse considerando en la sumatoria solamente los términos con $d_{free} \leq d \leq P$).

De igual manera, en base a (2.4.6) puede verificarse que la probabilidad de error de bit para códigos de razón $R = u/n$ está limitada por [Steele92]:

$$P_b(\gamma_b) \leq \frac{1}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} w_d P_1(d) = \frac{1}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} w_d Q\left(\sqrt{2\gamma_b R d}\right), \quad (2.4.7)$$

con w_d igual al número de errores en los bits de información de todas las secuencias error con distancia d . Teniendo en cuenta que la probabilidad de error para un sistema BPSK sin codificación es

$$P_{ub}(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right), \quad (2.4.8)$$

de (2.4.7) se puede deducir que la máxima ganancia del CC con detector de Viterbi usando detección blanda está limitada por:

$$\text{Ganancia del CC (en dB)} \leq 10 \log_{10}(Rd_{free}),$$

la cual se cumple para relaciones señal ruido elevadas. Por ejemplo, $d_{free} = 12$ para el CC (2,1,9) mostrado en la Fig. 2-6, esto es, una ganancia *asintótica* de 7.78 dB.

2.4.3 Probabilidad de Error de Bloques

Otro de los parámetros de interés en comunicaciones es la probabilidad de error de bloques. En general, la información a transmitir se agrupa en bloques de B bits, para luego ser codificados y transmitidos. Cuando se transmite por canales AWGN sin codificación, la probabilidad de error de bloque está dada por

$$P_{uB} = 1 - [1 - P_{ub}(\gamma_b)]^B, \quad (2.4.9)$$

donde $P_{ub}(\gamma_b)$ es la probabilidad de error de bit dada por (2.4.8) para el caso de BSPK. La ecuación (2.4.9) se obtiene suponiendo que los errores en los diferentes bits del bloque son independientes.

Cuando se utiliza CC, es posible obtener el siguiente límite de unión para la probabilidad de error de bloques de B bits [Viterbi95] :

$$P_B(\gamma_b) \leq \frac{B}{u} P_e(\gamma_b), \quad (2.4.10)$$

donde $P_e(\gamma_b)$ es la probabilidad del primer evento error dada por (2.4.6).

2.4.4 Resultados Numéricos y Discusión

Utilizando el análisis presentado en las subsecciones anteriores, a continuación se investiga teórica y experimentalmente (vía simulación) la performance del CC en canales AWGN. En la Fig. 2-7 se observa la probabilidad de error de bit en función de la SNR por bit para un sistema BPSK con y sin codificación usando el CC(2,1,9), obtenida de simulación. Además, se presenta el límite de unión teórico definido por (2.4.7). Para obtener este último se calcularon (mediante un programa de computación), los valores a_d y w_d correspondientes a los primeros términos de la sumatoria (2.4.7) (que son los más significativos debido a la elevada velocidad de decrecimiento de la función $Q(x)$). La táctica empleada fue codificar secuencias de información: (1000...), (1100..), (101...), (11100..), etc., y determinar luego el correspondiente valor de la distancia d respecto a la secuencia codificada con (000...). Con éstas, y conociendo el número de bits de información contenidos en cada secuencia analizada (igual a la cantidad de '1' de la

misma), se determinaron luego a_d y w_d . De este análisis surge el siguiente límite de unión para la probabilidad de error de bit a la salida del detector de Viterbi para el CC(2,1,9)⁹:

$$P_b(\gamma_b) \leq 33Q(\sqrt{12\gamma_b}) + 281Q(\sqrt{14\gamma_b}) + 2179Q(\sqrt{16\gamma_b}) + 14849Q(\sqrt{18\gamma_b}) + 97767Q(\sqrt{20\gamma_b}) + \dots \quad (2.4.11)$$

Comparando los resultados de simulaciones con los obtenidos de (2.4.11) se puede verificar una gran aproximación entre ambos valores cuando la SNR es suficientemente alta.

La Fig. 2-8 muestra la probabilidad de error de bloque en función de la relación señal ruido por bit γ_b . Se presentan resultados para el CC(2,1,9) con largo de bloque $B = 192$ bits, obtenidos de simulaciones así como el límite de unión teórico dado por

$$P_B(\gamma_b) \leq 192 \{ 1Q(\sqrt{12\gamma_b}) + 50Q(\sqrt{14\gamma_b}) + 286Q(\sqrt{16\gamma_b}) + 1618Q(\sqrt{18\gamma_b}) + 9191Q(\sqrt{20\gamma_b}) + \dots \}, \quad (2.4.12)$$

el cual se obtiene en forma similar a (2.4.11). Puede observarse además que para $P_B = 10^{-1}$ se obtiene una ganancia de 5.5 dB, lo cual permite comprobar los importantes beneficios que brindan los CC en comunicaciones por canales AWGN.

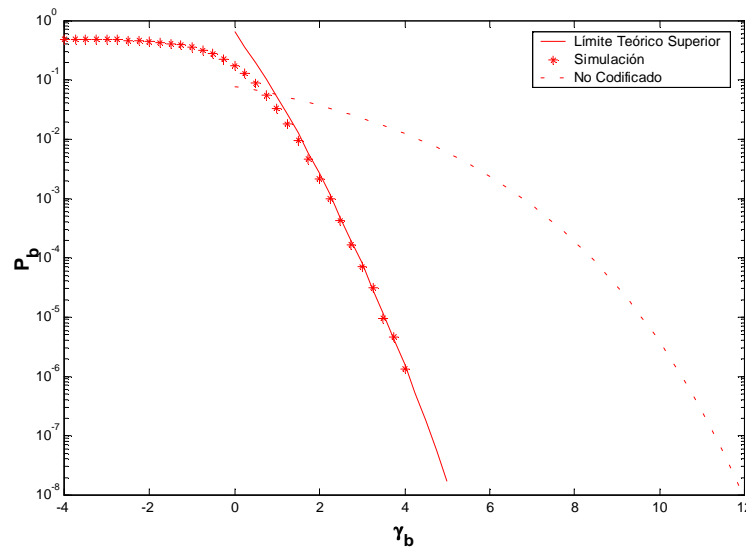


Figura 2-7: P_b vs. γ_b en canales AWGN.

⁹ Es importante notar que los valores de los coeficientes obtenidos a_d y w_d no son exactos para $d > 16$ (una mayor precisión requiere un excesivo tiempo de computación). Esta inexactitud no es crítica si se tiene en cuenta la gran velocidad de decrecimiento de $Q(x)$, por lo que la precisión de los valores obtenidos de (2.4.11) resulta muy satisfactoria.

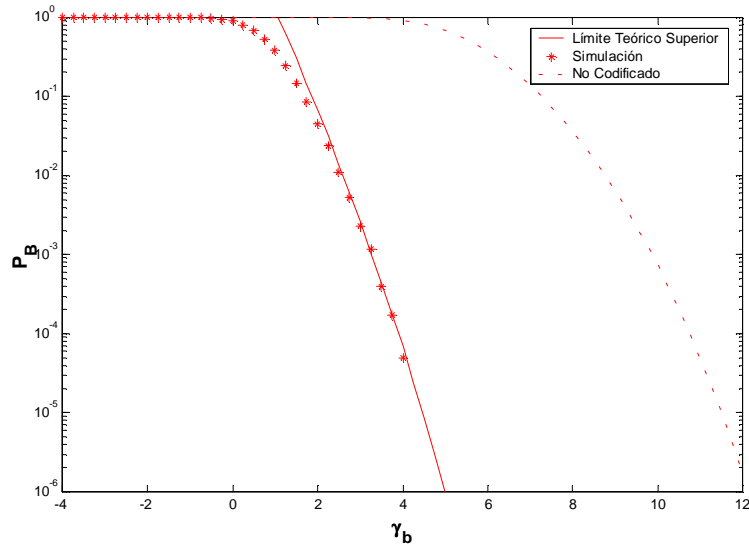


Figura 2-8: P_B vs. γ_b en canales AWGN. Largo del bloque $B = 192$ bits.

En la Fig. 2-9 se presenta P_b en función de P_B para un sistema con y sin codificación. Es interesante notar como para un mismo valor de P_b , P_B resulta significativamente menor en el caso del sistema codificado con CC. Esto ocurre principalmente porque los errores en el sistema codificado ocurren en ráfagas, por lo tanto, para una misma tasa de errores de bits, el número de bloques afectados en transmisiones con CC es menor por efecto de la concentración en ráfagas de los errores.

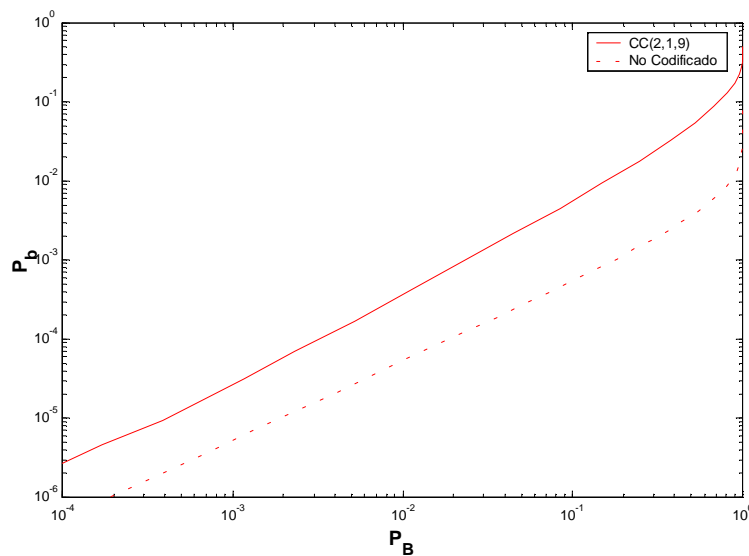


Figura 2-9: P_b vs. P_B para CC(2,1,9) en canales AWGN (resultados de simulaciones). Largo del bloque $B = 192$ bits.

2.5 Códigos Convolutivos en Canales de Radio Móvil

El cálculo de la probabilidad de error de bit y de bloque para sistemas con CC en canales de radio móvil no es simple. La principal dificultad surge por las variaciones en la potencia recibida debido a la naturaleza multicamino del canal de radio móvil, las cuales originan el desvanecimiento de la señal.

Los efectos del desvanecimiento sobre la performance del CC dependen fundamentalmente de la velocidad con que varía la señal. Es evidente que el caso más desfavorable es aquel en el cual el desvanecimiento es lento, ya que en esta situación la capacidad de protección del CC se ve notoriamente disminuida cuando se produce una *prolongada ausencia* de la señal (en este sentido es importante destacar que los CC resultan efectivos cuando los errores en los bits son “independientes” como es el caso de los canales con AWGN). Por su parte, canales con desvanecimiento rápido se aproximan mejor a la situación ideal de funcionamiento de los CC, puesto que los errores en los bits “tienden a ser independientes”. En las siguientes subsecciones se analiza la performance del CC en canales con desvanecimiento rápido y lento.

2.5.1 Canales con Desvanecimiento Rápido

Cuando las variaciones del canal son rápidas, la señal recibida puede expresarse de la siguiente manera (se supone que se transmite una secuencia de ceros):

$$\mathbf{Y} = [y(1) \ y(2) \ y(3) \ \dots \ y(m) \ \dots] \quad \text{con} \quad y(m) = \alpha(m)b_0(m) + z(m),$$

donde $\alpha(m)$ es la ganancia compleja del canal en el instante m (se supone que las ganancias $\alpha(m)$ y $\alpha(m+k)$ son independientes para $k \neq 0$)¹⁰; $b_0(m)$ es la componente de la secuencia codificada en el instante m y $z(m)$ es la componente compleja de ruido con potencia N_0 . La relación señal ruido por bit instantánea resulta

$$\gamma_b = \frac{\epsilon_s |\alpha|^2}{RN_0}, \quad (2.5.1)$$

donde R es la razón del código. Puesto que $|\alpha|$ tiene distribución de Rayleigh, la función densidad de probabilidad de γ_b resulta exponencial, esto es,

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_b} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b} \quad \gamma_b \geq 0 \quad (2.5.2)$$

¹⁰ Esta aproximación surge por la elevada velocidad de variación del canal.

con

$$\overline{\gamma_b} = E\{\gamma_b\} = \frac{\varepsilon_s E\{|\alpha|^2\}}{RN_0}. \quad (2.5.3)$$

A continuación se supone que el receptor tiene un conocimiento perfecto del estado del canal, por lo que es posible realizar una demodulación perfecta. En este caso, la secuencia de salida del combinador de razón máxima (MRC) resulta

$$\mathbf{U} = [\alpha^*(1)y(1) \ \alpha^*(2)y(2) \ \alpha^*(3)y(3) \ \dots \ \alpha^*(m)y(m) \ \dots].$$

Sea S_j una secuencia codificada que forma un primer evento error de distancia d respecto de la secuencia enviada S_0 . Como se analizó en la subsección 2.4.1, el detector de máxima verosimilitud selecciona aquella secuencia $\mathbf{B}_j = [b_j(1) \ b_j(2) \ \dots \ b_j(m) \ \dots]$ con mayor métrica M_j , definida por

$$M_j = \sum_m \alpha^*(m)y(m)b_j(m). \quad (2.5.4)$$

Por lo tanto, la probabilidad de detectar S_j cuando se transmite S_0 resulta

$$P_1 = \Pr\{M_j > M_0\} = \Pr\{M_j - M_0 > 0\}. \quad (2.5.5)$$

Teniendo en cuenta que las secuencias S_j y S_0 difieren en d posiciones, se obtiene

$$M_j - M_0 = \sum_m \alpha^*(m)y(m)(b_j(m) - b_0(m)) = 2 \left[\sum_{m=1}^d |\alpha(m)|^2 b_0(m) + \alpha^*(m)z(m) \right]. \quad (2.5.6)$$

Analizando (2.5.6) se observa que la probabilidad de error (2.5.5) es igual a la de un sistema de transmisión con diversidad de orden d [Proakis95]. Luego, la probabilidad media del primer evento error de distancia d resulta

$$\overline{P}_1(d) = p^d \sum_{k=0}^{d-1} \binom{d-1+k}{k} (1-p)^k, \quad (2.5.7)$$

donde $\binom{\cdot}{\cdot}$ es el operador combinatorio y

$$p = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{R\overline{\gamma_b}}{1 + R\overline{\gamma_b}}} \right] \quad (2.5.8)$$

con $\overline{\gamma_b}$ dado por (2.5.3).

Usando el mismo razonamiento empleado en las subsecciones 2.4.2 y 2.4.3, con (2.5.7) se obtiene el límite de unión para la probabilidad de error de bit en canales con desvanecimiento rápido:

$$\overline{P}_b \leq \frac{1}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} w_d \overline{P}_1(d), \quad (2.5.9)$$

y el límite de unión para la probabilidad de error de bloque:

$$\overline{P}_B \leq \frac{B}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d \overline{P}_1(d). \quad (2.5.10)$$

2.5.2 Canales con Desvanecimiento Lento

Cuando las variaciones del canal son lentas, el desempeño del CC se degrada por efecto de los prolongados desvanecimientos de la señal (errores en ráfagas). Resulta difícil encontrar expresiones cerradas similares a (2.5.9) y (2.5.10) ya que en este caso no puede considerarse que las muestras $\alpha(m)$ y $\alpha(m+k)$ son independientes para $k \neq 0$ (en realidad, están altamente correlacionadas). Además, el análisis se complica más cuando se emplea entrelazado para combatir los efectos del desvanecimiento. Por este motivo, en esta Tesis se introduce un nuevo método semianalítico para la estimación de \overline{P}_b y \overline{P}_B en canales con desvanecimiento lento, el cual se explica a continuación.

Sea $P_b(\gamma_b)$ la probabilidad de error de bit del CC en AWGN. Puesto que el canal se supone con desvanecimiento *lento*, la SNR por bit (γ_b) puede ser considerada *constante* en toda la duración de los eventos error (en esta situación el efecto del entrelazado es despreciable). En este caso, la probabilidad media de error de bit se puede aproximar por [Belzile98]:

$$\overline{P}_b \approx \int_0^{\infty} P_b(\gamma_b) f_{\gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b, \quad (2.5.11)$$

donde $f_{\gamma_b}(\gamma_b)$ es la función densidad de probabilidad de la SNR por bit a la salida del combinador, γ_b . De manera similar, la probabilidad media de error de bloques puede ser estimada por [Hueda00d]:

$$\overline{P}_B \approx \int_0^{\infty} P_B(\gamma_b) f_{\gamma_b}(\gamma_b) d\gamma_b, \quad (2.5.12)$$

donde $P_B(\gamma_b)$ es la probabilidad de error de bloques del CC en canales AWGN. Para evaluar (2.5.11) y (2.5.12) se precisan expresiones teóricas para $P_b(\gamma_b)$ y $P_B(\gamma_b)$.

Puesto que esta tarea resulta muy difícil, se propone evaluar ambas expresiones en forma numérica. Para ello, tanto $P_b(\gamma_b)$ como $P_B(\gamma_b)$ se calculan utilizando interpolación lineal de valores obtenidos directamente de simulaciones para valores de γ_b pequeños, mientras que los límites (2.4.7) y (2.4.10) se emplean para valores grandes de γ_b .

2.5.3 Resultados Numéricos y Discusión

A continuación se presentan resultados teóricos y de simulación para un sistema BPSK con CC(2,1,9) sobre un canal con desvanecimiento de Rayleigh. La velocidad de la información es $1/T = 9600$ bps y la frecuencia de portadora $f_c = 1800$ MHz. El largo del bloque es $B = 192$ bits. En estas simulaciones se incluye el entrelazado recomendado por la norma IS-95 [TIA/EIA-95B].

Las Figs. 2-10 y 2-11 presentan $\overline{P_b}$ y $\overline{P_B}$ a la salida del detector de Viterbi en función de la SNR por bit media $\overline{\gamma_b}$. Se consideran desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) y rápido ($f_d BT = 2.56$). En el caso de desvanecimiento lento, puede verificarse la excelente exactitud de las aproximaciones dadas por (2.5.11) y (2.5.12). Por su parte, cuando el canal varía muy rápidamente, se observa que la performance del CC tiende a los límites teóricos definidos por (2.5.9) y (2.5.10).

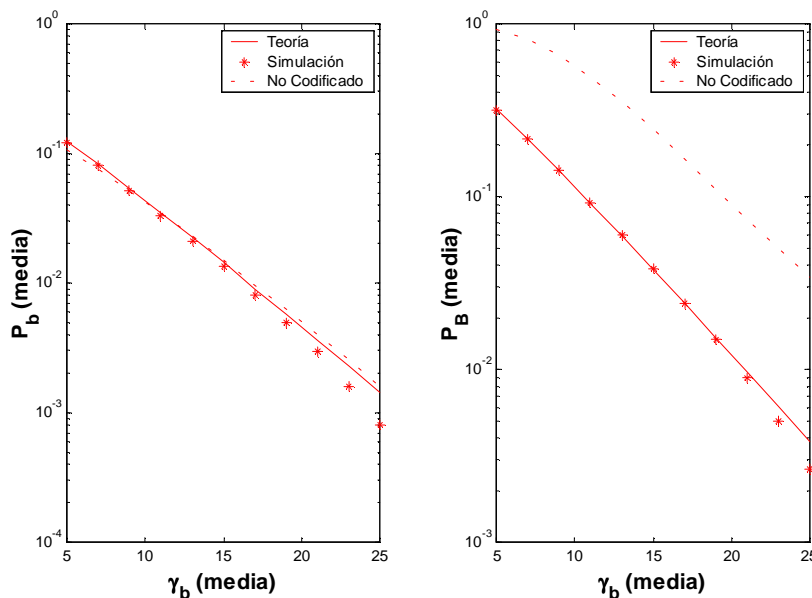


Figura 2-10: $\overline{P_b}$ y $\overline{P_B}$ vs. $\overline{\gamma_b}$ para un CC(2,1,9) con entrelazado en canales con desvanecimiento de Rayleigh lento ($f_d BT = 0.04$).

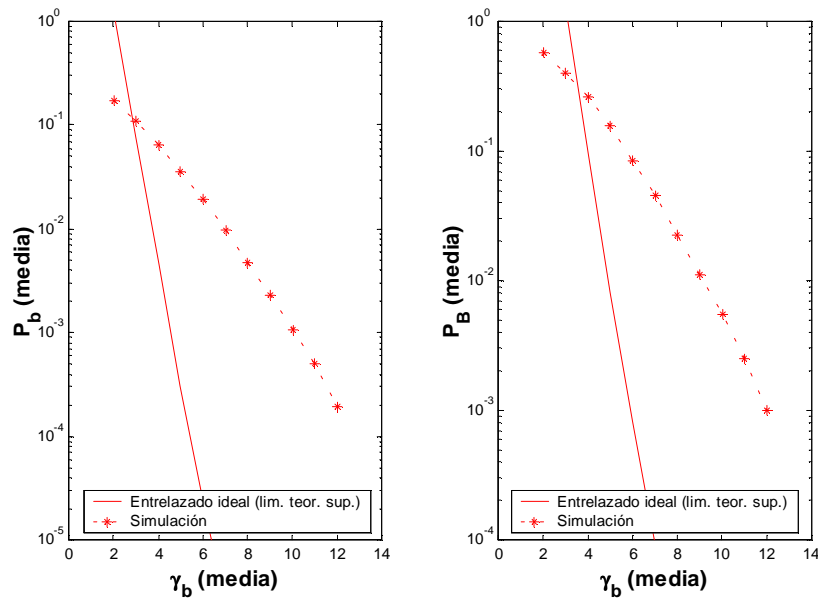


Figura 2-11: \overline{P}_b y \overline{P}_B vs. $\overline{\gamma}_b$ para un CC(2,1,9) con entrelazado en canales con desvanecimiento de Rayleigh rápido ($f_dBT=2.56$).

Nótese además cómo se degrada el desempeño del CC en transmisiones sobre canales con desvanecimiento lento según lo expresado en la subsección anterior. Un punto para destacar es que para variaciones muy lentas del canal ($f_dBT=0.04$) la probabilidad de error de bloque \overline{P}_B para el sistema codificado con CC es significativamente menor que para el sistema sin codificar, aún cuando las tasas de errores de bits en ambos casos son similares (Fig. 2-10). Esto se debe a que los errores a la salida de los CCs aparecen en ráfagas de duración significativamente mayor que las producidas en el sistema sin codificación.

2.6 Técnicas de Diversidad

Las *técnicas de diversidad* constituyen uno de los métodos utilizados para mejorar la performance de los sistemas de comunicaciones en canales con desvanecimiento. Éstas están basadas en la noción de que los errores ocurren en el receptor cuando la atenuación de la señal es muy grande (*deep fading*). Por lo tanto, si es posible proveer al receptor réplicas de la misma información por diferentes canales con desvanecimientos independientes, la probabilidad de que todas las componentes sufran un desvanecimiento profundo en forma simultánea se reduce considerablemente. En otras palabras, si p es la probabilidad de que la amplitud de una señal sea inferior a un cierto

nivel, p^L será la probabilidad de que L réplicas independientes de la misma señal sufran un desvanecimiento simultáneo.

Existen una serie de métodos para proveer al receptor L réplicas independientes de la misma señal, entre las cuales se encuentra la *diversidad camino* que se analiza a continuación [Proakis95]. Considérese un sistema BPSK con L canales independientes llevando la misma información. Se supone que cada uno de estos canales está contaminado por ruido blanco, Gaussiano y aditivo. La señal recibida por cada canal resulta (modelo en banda base):

$$y_l(m) = \alpha_l(m)b_{l,0}(m) + z_l(m) \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (2.6.1)$$

donde m es el índice temporal, $\alpha_l(m)$ representa la ganancia compleja para el canal l ¹¹, $b_{l,0}(m)$ representa el símbolo codificado transmitido por el canal l ($\pm \sqrt{\mathcal{E}_s}$) y $z_l(m)$ es la componente compleja del ruido Gaussiano blanco con densidad espectral N_0 .

Es posible demostrar que el receptor óptimo está formado por L filtros apareados, seguido de un combinador de razón máxima, el cual se encarga de *combinar* las distintas salidas de los L filtros en forma óptima (ver Fig. 2-12) [Proakis95].

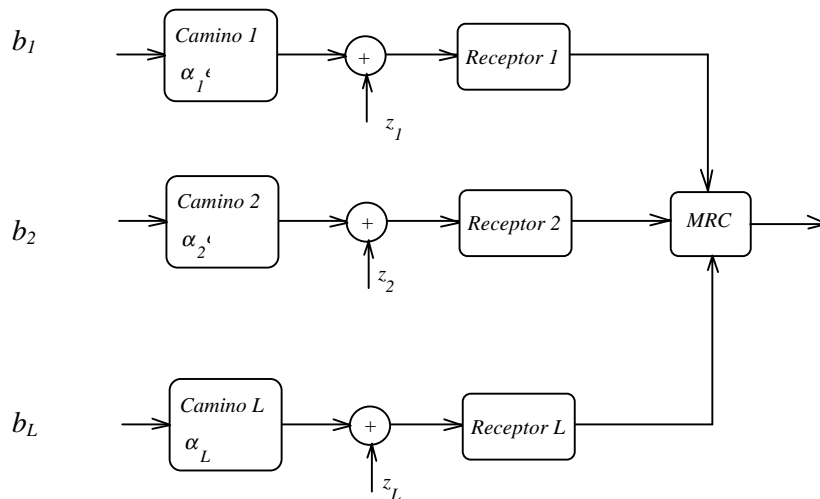


Figura 2-12: Sistema de comunicación con diversidad de orden L .

2.6.1 Performance de CC con Diversidad de Orden L

Para determinar la performance del CC en canales con diversidad se necesita considerar la velocidad de desvanecimiento del canal. Cuando éste varía muy rápidamente

¹¹ Se supone que todos los canales tienen la misma ganancia media: $E\{|\alpha_l|^2\} = E\{|\alpha|^2\} \forall l$.

es posible suponer que los errores en los bits son independientes. Luego, la probabilidad de detectar la secuencia codificada S_j cuando se transmite S_0 resulta

$$P_1 = \Pr\{M_j - M_0 > 0\}, \quad (2.6.2)$$

donde

$$M_j - M_0 = 2 \left[\sum_{m=1}^d \sum_{l=1}^L |\alpha_l(m)|^2 b_{l,0}(m) + \alpha_l^*(m) z_l(m) \right]. \quad (2.6.3)$$

De (2.6.3) se observa que la probabilidad P_1 es similar a la de un sistema de transmisión con diversidad de orden dL , esto es,

$$\bar{P}_1(dL) = p^{dL} \sum_{k=0}^{dL-1} \binom{dL-1+k}{k} (1-p)^k \quad (2.6.4)$$

con

$$p = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{R\bar{\gamma}_b / L}{1 + R\bar{\gamma}_b / L}} \right], \quad (2.6.5)$$

donde

$$\bar{\gamma}_b = \frac{L \mathcal{E}_s E\{|\alpha|^2\}}{RN_o}.$$

Por lo tanto, el límite de unión para la probabilidad de error de bit a la salida del detector de Viterbi es

$$\bar{P}_b \leq \frac{1}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} w_d \bar{P}_1(dL), \quad (2.6.6)$$

mientras que el límite de unión para la probabilidad de error de bloque resulta

$$\bar{P}_B \leq \frac{B}{u} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d \bar{P}_1(dL), \quad (2.6.7)$$

donde los valores B , w_d y a_d son los mismos definidos en la subsección 2.4.2 con $\bar{P}_1(dL)$ dado por (2.6.4).

Cuando el canal tiene variaciones muy lentas resulta difícil obtener expresiones cerradas por las razones expuestas en la subsección 2.5.2. Sin embargo, se puede emplear el método semianalítico definido por (2.5.11) y (2.5.12) para realizar estimaciones

precisas de \overline{P}_b y \overline{P}_B en canales con desvanecimiento lento y diversidad. En este caso, la función densidad de probabilidad de la SNR por bit *codificado* está dada por

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \overline{\gamma}_c^L} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b/\overline{\gamma}_c} \quad \gamma_b \geq 0, \quad (2.6.8)$$

donde

$$\overline{\gamma}_c = \frac{\varepsilon_s E\{|\alpha|^2\}}{RN_o} \quad (2.6.9)$$

es la SNR media por bit codificado y por canal.

2.6.2 Resultados Numéricos y Discusión

En las experiencias realizadas a continuación se utilizan las mismas condiciones que las empleadas en la subsección 2.5.3. Las Figs. 2-13 y 2-14 presentan \overline{P}_b y \overline{P}_B en función de la SNR por bit $\overline{\gamma}_b$ para canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) y rápido ($f_d BT = 2.56$). Cuando el canal varía rápidamente, se observa que la performance del CC tiende a los límites teóricos (2.6.6) y (2.6.7). En el caso de variaciones lentas, se verifica el excelente comportamiento de las aproximaciones semianálíticas introducidas en este trabajo. Nótese además la importante degradación en el desempeño del CC cuando el canal tiene desvanecimientos lentos según explicado en la subsección 2.5.2.

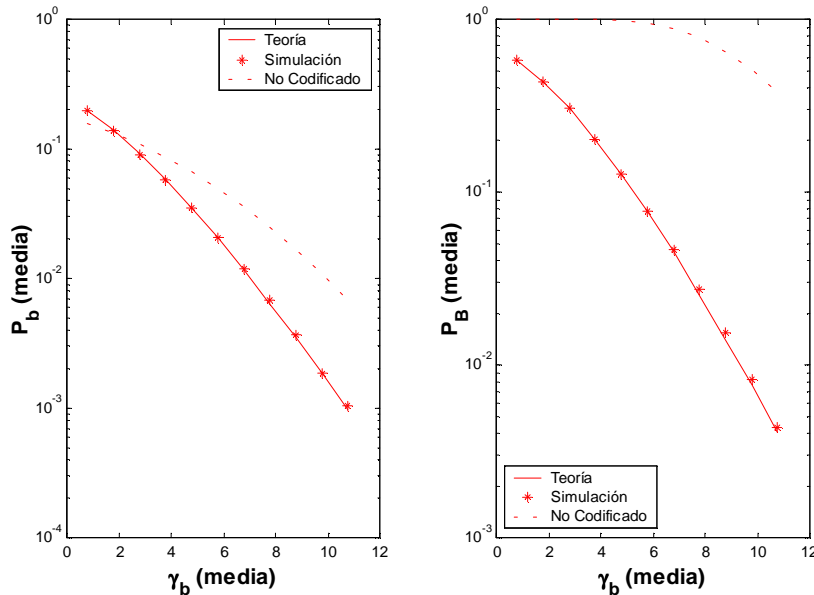


Figura 2-13: \overline{P}_b y \overline{P}_B vs. $\overline{\gamma}_b$ para un CC(2,1,9) con entrelazado y orden de diversidad $L=3$, en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$).

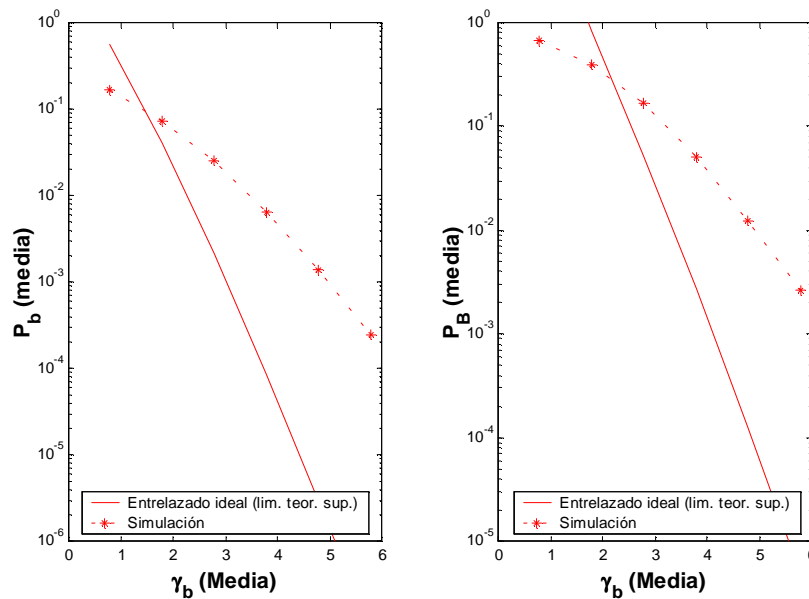


Figura 2-14: \overline{P}_b y \overline{P}_B vs. $\overline{\gamma}_b$ para un CC(2,1,9) con entrelazado y orden de diversidad $L=3$, en canales con desvanecimiento rápido ($f_dBT=2.56$).

2.7 Conclusiones

En este capítulo se describieron las principales características del canal de radio móvil. El análisis presentado permitió conocer las serias limitaciones que impone el canal inalámbrico para la transmisión confiable de información. Se investigó en forma teórica y experimental (vía simulación) el desempeño de los codificadores convolucionales, los cuales son ampliamente utilizados en sistemas CDMA debido a su excelente performance y complejidad razonable de implementación. Se analizó la performance del CC en transmisiones sobre canales AWGN, y luego se consideraron transmisiones sobre canales con desvanecimiento de Rayleigh. Además, se introdujo una nueva metodología para la estimación de la probabilidad de error de bloque en transmisiones por canales con desvanecimiento lento. En todos los casos, los resultados teóricos fueron contrastados y verificados con los obtenidos experimentalmente.

El estudio presentado en este capítulo reviste importancia ya que permitirá evaluar el comportamiento del sistema de transmisión adoptado (esto es, DS-CDMA). Precisamente, en el Capítulo 3 se investiga en detalle la performance de los sistemas CDMA.

Capítulo 3

Análisis de Performance de la Transmisión por Redes Celulares CDMA

En este capítulo se investiga la performance del enlace directo e inverso de un sistema DS-CDMA. Se evalúa la capacidad del sistema (medida en cantidad de usuarios activos bajo ciertas condiciones de calidad de transmisión), y los efectos del control de potencia. Los principales objetivos de este capítulo son (i) conocer en detalle la performance del sistema de transmisión en distintas condiciones de funcionamiento y, en base a esta información, (ii) caracterizar los distintos escenarios de interés para la transmisión de vídeo comprimido.

3.1 Introducción

Los dos problemas básicos que el diseñador de sistemas celulares debe afrontar son el desvanecimiento de la señal recibida y la interferencia ocasionada por otros usuarios. El uso de señales de espectro expandido (*Spread Spectrum - SS*) en transmisiones por canales inalámbricos brinda a CDMA una serie de ventajas importantes. Debido a su gran ancho de banda, las señales de SS son efectivas para

- mitigar el desvanecimiento y
- combatir la interferencia.

En particular, las señales de SS mejoran la performance del sistema ya que originan diversidad de camino, la cual es explotada por receptores *RAKE* [Proakis95]. Esta cualidad de las señales de SS se obtiene cuando el ancho de banda es mayor que el ancho de banda de coherencia del canal (en otras palabras, cuando el canal resulta selectivo en frecuencia) [Proakis95].

Otra consideración para la utilización de CDMA en sistemas celulares es el denominado *factor de reuso*. Para técnicas de acceso múltiple que no emplean SS (tal es el caso de TDMA o FDMA), las frecuencias usadas en una determinada celda no son empleadas en celdas adyacentes. Esto se realiza para obtener un suficiente aislamiento espacial, y de esa manera, asegurar que las celdas que utilicen las mismas frecuencias no originen excesiva interferencia entre sí (*interferencia intercanal*). Por ejemplo, el sistema analógico AMPS opera con un factor de reuso 1/7, mientras que en CDMA es posible obtener un factor de reuso de 1. Esta característica de CDMA alivia el problema del planeamiento frecuencial requerido por los sistemas de banda angosta. Sin embargo, debido a que todos los usuarios utilizan la misma banda de frecuencias, en CDMA es necesario proveer medios adecuados que permitan minimizar los efectos de interferencia entre usuarios. En este sentido, el uso de esquemas de *control de potencia* resulta de gran importancia para maximizar la capacidad de CDMA.

En este capítulo se presenta un detallado análisis de la performance de un sistema de acceso múltiple por división de código por secuencia directa (*direct sequence DS-CDMA*). Se evalúa la capacidad del sistema y los efectos del control de potencia. Los principales objetivos de este capítulo son conocer en detalle la performance de DS-CDMA en distintas condiciones de funcionamiento y, en base a esta información, determinar las limitaciones presentadas por el medio de transmisión para la provisión de servicios multimedia. En la Sección 3.2 se realiza el análisis de la señal recibida en transmisiones por redes celulares DS-CDMA. La performance del receptor RAKE se investiga en la Sección 3.3. La Sección 3.4 considera los efectos del control de potencia sobre la performance del sistema. La Sección 3.5 resume los escenarios de transmisión que serán considerados en este trabajo, mientras que las conclusiones del capítulo se presentan en la Sección 3.6.

3.2 Análisis de la Señal Recibida en Sistemas DS-CDMA

Las señales de espectro expandido por secuencia directa son generadas por modulación lineal con secuencias *pseudoaleatorias* (*pseudonoise – PN*) de banda ancha, las cuales se asignan individualmente a cada usuario. La característica de banda ancha se utiliza para obtener una mejor performance en presencia de interferencia y de propagación multicamino. La señal en banda base transmitida por (o hacia) el usuario k en un sistema CDMA puede expresarse como

$$s_k(t) = \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_i b_k[i|N] a_k[i] \phi(t - iT_c), \quad (3.2.1)$$

donde T_c es el período de chip, κ_k y $A_T \sqrt{G_k}$ son el factor de actividad y la amplitud de la señal del usuario k , respectivamente. $\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{T_c}} \frac{\sin(\pi t / T_c)}{(\pi / T_c)}$ es la respuesta al impulso del filtro transmisor de banda limitada. $a_k[i]$ es la secuencia de spreading para el usuario k (por ejemplo, $a_k[i] = (\pm 1 \pm j) / \sqrt{2}$, $j = \sqrt{-1}$). $b_k[i | N] = \sum_m b_k[m] p_N[i - mN]$ es la secuencia de información, donde $b_k[m] = \pm 1$ es el símbolo de dato (esto es, la salida del sistema codificador de canal / entrelazador). N es el número de chips por símbolo, mientras $p_N[i] = 1$ para $i = 0, \dots, N-1$ y $p_N[i] = 0$ para otros valores de i . En la Fig. 3-1 se presenta un esquema simplificado del transmisor DS-CDMA para el usuario k .

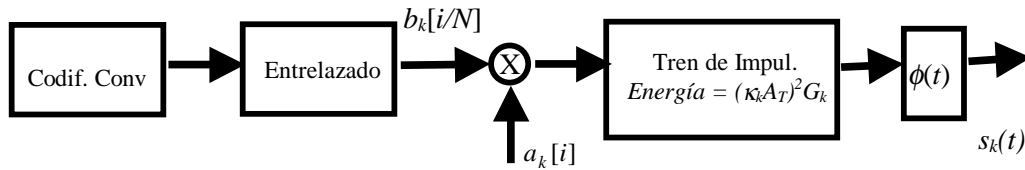


Figura 3-1: Esquema simplificado del transmisor para el usuario k en un sistema DS-CDMA.

En DS-CDMA, una banda de frecuencia se emplea para el *enlace directo* entre la estación fija o base y las estaciones móviles, mientras que para el *enlace inverso* entre las estaciones móviles y la base se utiliza una banda separada. En el enlace directo la transmisión es sincrónica y los usuarios son *ortogonales* ya que la estación base asigna a los mismos una determinada secuencia PN tomada de un conjunto de secuencias ortogonales (por ejemplo, secuencias de Walsh). Por su parte, el enlace inverso es naturalmente asíncrono por lo que las señales de los usuarios no son ortogonales. En esta sección se realiza un estudio detallado de las señales recibidas en ambos enlaces.

3.2.1 Modelo del canal

El canal para la transmisión de señales de espectro expandido se modela por (2.2.12), esto es,

$$h(t; \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l),$$

donde L es el número de caminos (subgrupos) resueltos por el receptor, $\alpha_l(t)$ y τ_l son, respectivamente, la ganancia compleja y la demora del l -ésimo camino (específicamente, τ_l es la demora relativa respecto a la primer componente que llega al receptor). Se

supone que las ganancias de los distintos caminos son procesos aleatorios Gaussianos no correlacionados (por lo tanto independientes), esto es,

$$E\{\alpha_l(t)\alpha_m^*(t)\} = \begin{cases} 0 & m \neq l \\ \alpha_l^2 & m = l \end{cases} \quad l, m = 1, \dots, L. \quad (3.2.2)$$

Además, se supone que las distintas demoras τ_l son constantes para un modelo de canal determinado.

3.2.2 Enlace Directo

La señal equivalente en banda base recibida en la estación móvil puede expresarse como [Proakis95]

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \sum_{k=0}^K s_k(t - \tau_l) + z(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \sum_{k=0}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_i b_k[i|N] a_k[i] \phi(t - iT_c - \tau_l) + z(t), \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

donde K es el número total de usuarios ($k=0$ denota la señal piloto). Se supone que las distintas secuencias $a_k[i]$ son ortogonales puesto que la estación base emplea funciones de Walsh en la secuencia código de cada usuario ($\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N a_k[n] a_{k'}^*[n] = 1$ sí y sólo sí $k = k'$). $z(t)$ es la componente que considera los efectos combinados del ruido térmico y la interferencia de las celdas adyacentes, los cuales se modelan como AWGN. La función de densidad espectral de $z(t)$ es la suma de N_o (correspondiente al ruido térmico) e I_{oc} (debido a la interferencia de las otras celdas), en otras palabras, $E\{z(t+\tau)z^*(t)\} = (N_o + I_{oc})\delta(\tau)$.

Sin pérdida de generalidad, el siguiente análisis considera de interés al usuario $k = 1$. En el receptor móvil, $r(t)$ es filtrada por $\phi^*(-t)$ y muestreada cada T_c/M segundos ($M = 2, 4, 8$). Luego, las muestras son procesadas por las etapas de *sincronización* y por los *fingers* del receptor RAKE [Viterbi95], [Kemdirim90], [Kaufmann93]. Después del proceso de búsqueda, la salida del finger j en el instante m para el usuario 1 resulta (ver Fig. 3-2)

$$y_j[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_j}^{mN+n_j+N-1} a_1^*[n-n_j] r_f(nT_c + \Delta\tau_j), \quad j = 0, 1, \dots, J-1, \quad (3.2.4)$$

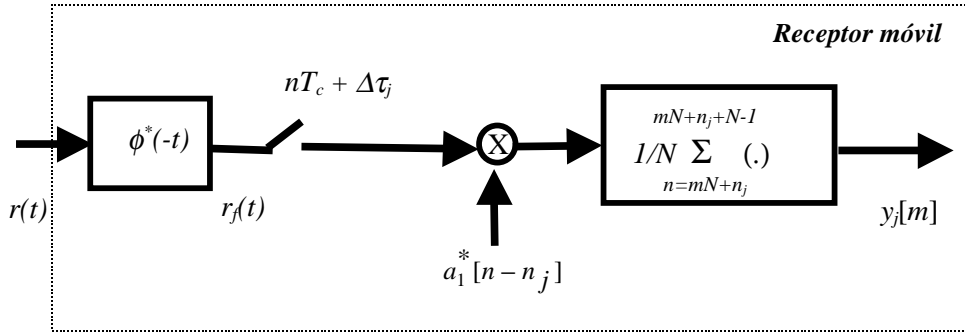


Figura 3-2: Finger j del receptor RAKE para el usuario 1 en el enlace directo.

donde $r_f(t) = r(t) \otimes \phi^*(-t)$ es la señal a la salida del filtro receptor (el operador \otimes denota integral de convolución), J es el número total de fingers del RAKE, $a_1[n]$ es la secuencia de spreading del usuario 1, $nT_c + \Delta\tau_j$ es el instante de muestreo mientras $\Delta\tau_j = q_j T_c / M$ (con $q_j = 0, 1, 2, \dots, M-1$) es la fase de muestreo. Nótese que

$$\bar{\tau}_j = n_j T_c + \Delta\tau_j, \quad j = 0, 1, \dots, J-1, \quad (3.2.5)$$

con $n_j = 0, 1, 2, \dots, N-1$, representa la demora correspondiente al finger j . Los valores de n_j y q_j se determinan a través de las etapas de sincronización. Para el finger sincronizado con el camino más fuerte, denominado *finger principal* ($j = 0$), la demora es $\bar{\tau}_0 = n_0 T_c$ ($q_0 = 0$). Luego, la expresión (3.2.4) puede reescribirse como

$$y_j[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} a_1^*[n-n_0] r_f(nT_c + t_j), \quad j = 0, 1, \dots, J-1, \quad (3.2.6)$$

donde

$$t_j = \bar{\tau}_j - \bar{\tau}_0 = n_j T_c + q_j T_c / M - n_0 T_c \quad (3.2.7)$$

es la demora respecto al finger principal. En [Hueda01e] se muestra que la señal a la salida del finger dada por (3.2.6) puede expresarse de la siguiente forma compacta:

$$y_j[m] = b_1[m] s_j[m] + \chi_j[m] + \eta_j[m] \quad j = 0, 1, \dots, J-1. \quad (3.2.8)$$

El primer término a la derecha de (3.2.8) es la componente de la señal deseada; el segundo es la interferencia de los usuarios de la misma celda originada por la presencia de los multicaminos y el imperfecto sincronismo de chip (conocida como *interferencia intercamino* o *interpath interference - IPI*). El tercer término representa la interferencia de las celdas adyacentes más el ruido térmico. A continuación se analizan cada una de las componentes de (3.2.8).

a) Señal Deseada

La componente de la señal deseada $s_j[m]$ está dada por [Hueda01e]

$$s_j[m] = \kappa_1 A_T \sqrt{G_1} \sum_{l=1}^L \alpha_l[m] \Theta(\tau_{jl}), \quad (3.2.9)$$

donde $\tau_{jl} = \bar{\tau}_j - \tau_l = \bar{\tau}_0 + t_j - \tau_l$, $\alpha_l[m] = \alpha_l((mN + n_j)T_c + \Delta\tau_j)$ (se supone que $\alpha_l(t)$ es constante en el intervalo de un símbolo $T = NT_c$ [Weerackody98]), y

$$\Theta(t) = \phi(t) \otimes \phi^*(-t) = \phi(t) \otimes \phi(t) = \frac{\sin(\pi t / T_c)}{(\pi t / T_c)}. \quad (3.2.10)$$

Puede observarse que los diferentes caminos interfieren entre sí cuando $|\tau_l - \tau_s| < T_c \quad \forall l \neq s$. Nótese que los distintos caminos no pueden ser resueltos por un receptor RAKE (el cual tiene fingers espaciados a un período de chip) cuando la dispersión de demora del canal es menor que T_c [Hueda01e]. Finalmente, puede verificarse que si el finger j está en perfecto sincronismo de chip con el camino l , esto es

$$\tau_{jl} = 0,$$

la señal deseada resulta

$$s_j[m] = \kappa_1 A_T \sqrt{G_1} \alpha_l[m].$$

b) Interferencia de los Usuarios de la Misma Celda

Esta componente de interferencia está dada por

$$\chi_j[m] = \sum_{l=1}^L \alpha_l[m] \sum_{k=0}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_{i \neq 0} \psi[m, i, k] \Theta(\tau_{jl} - iT_c), \quad (3.2.11)$$

donde

$$\psi[m, i, k] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} \bar{a}_k[n-n_0+i] a_1^*[n-n_0], \quad i \neq 0, \quad (3.2.12)$$

con $\bar{a}_k[n] = b_k[n|N] a_k[n]$. A continuación se analizan las estadísticas de $\psi[m, i, k]$. Los símbolos $b_k[m]$ son modelados como variables aleatorias binarias $\{\pm 1\}$ independientes e idénticamente distribuidas con media cero y $E\{b_k[m] b_{k'}[m']\} = \delta_{kk'} \delta_{mm'}$ (δ_{mn} es la función delta Kronecker definida por $\delta_{mn} = 1 \quad m = n$, $\delta_{mn} = 0 \quad m \neq n$). Esta hipótesis se

basa en que la mayoría de los sistemas CDMA utilizan secuencias pseudoaleatorias de máscara para proveer privacidad al usuario. Las secuencias $a_k[n]$ son ortogonales debido a que la estación base usa funciones de Walsh para los distintos usuarios móviles. Así, las secuencias $\overline{a_k}[n]$ pueden ser tratadas como procesos aleatorios con valor medio cero y autocorrelación dada por $E\{\overline{a_k}[n]\overline{a_{k'}}^*[n']\} = \delta_{mm'}\delta_{kk'}$ [Weerackody98]. Luego, invocando el teorema del límite central se concluye que $\psi[m, i, k]$ con $i \neq 0$ puede ser aproximado por un proceso Gaussiano. Esta aproximación es usada frecuentemente en el análisis de sistemas DS-CDMA, y los resultados obtenidos con esta hipótesis son razonablemente exactos cuando N es suficientemente grande [Weerackody98]. Luego, $\psi[m, i, k]$ con $i \neq 0$ resulta un proceso Gaussiano con media cero y función de autocorrelación dada por

$$E\{\psi[m, i, k]\psi^*[m', i', k']\} = \delta_{mm'}\delta_{ii'}\delta_{kk'} \frac{1}{N}, \quad i \neq 0, i' \neq 0. \quad (3.2.13)$$

Usando (3.2.11), (3.2.13), y el hecho que los diferentes caminos son independientes, en el Apéndice A se muestra que $\chi_j[m]$ resulta un proceso aleatorio con media cero y potencia

$$E\{|\chi_j[m]|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left\{ E\{\kappa_l^2\} A_T^2 \left[E\{G_l|\alpha_l|^2\} - E\{G_l\} \overline{|\alpha_l|^2} \right] + I_{or} \overline{|\alpha_l|^2} \right\} \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\tau_{jl} - iT_c), \quad (3.2.14)$$

donde $j = 0, 1, \dots, J-1$,

$$\overline{|\alpha_l|^2} = E\{|\alpha_l[m]|^2\}, \quad (3.2.15)$$

$$I_{or} = A_T^2 E\{G_0\} + A_T^2 \sum_{k=1}^K E\{\kappa_k^2\} E\{G_k\} \quad (3.2.16)$$

con G_0 igual a la ganancia de la señal piloto (se supone $\kappa_0 = 1$)¹². De [Proakis95], se infiere que I_{or} representa la función de densidad espectral de potencia de la señal de banda ancha transmitida (la cual es aproximadamente constante dentro del rango de frecuencia de interés). De (3.2.14) se puede verificar que $\chi_j[m]$ es causada por la pérdida de ortogonalidad entre las secuencias de los usuarios de la misma celda originada por la presencia de los multicaminos y el imperfecto sincronismo de chip (en particular, esta componente de interferencia es cero si $L=1$ y $\tau_{jl} = 0$).

¹² En sistemas prácticos, la potencia de la señal piloto es aproximadamente el 20% de la potencia total transmitida por la estación base.

c) Ruido Térmico e Interferencia de Estaciones Bases Adyacentes

La componente $\eta_j[m]$ puede ser expresada como

$$\eta_j[m] = \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} \frac{1}{N} a_1^*[n-n_0] \vartheta(nT_c + t_j), \quad (3.2.17)$$

donde

$$\vartheta(t) = z(t) \otimes \phi^*(-t). \quad (3.2.18)$$

Es simple verificar que $\vartheta(t)$ resulta un proceso Gaussiano con media cero y $E\{\vartheta(t+\tau)\vartheta^*(t)\} = (N_o + I_{oc})\Theta(\tau)$. Puesto que $N \gg 1$, la secuencia $a_1[n]$ puede ser tratada como una secuencia *coin-flipping* [Viterbi95], por lo tanto $a_1[n]$ puede ser considerada una VA con valor medio cero y $E\{a_1[n]a_1^*[n']\} = \delta_{nn'}$. Luego, usando el teorema del límite central es posible demostrar que $\eta_j[m]$ resulta un proceso Gaussiano con valor medio cero y

$$E\{\eta_j[m]\eta_j^*[m']\} = \delta_{mm'} \frac{N_o + I_{oc}}{N} \Theta(t_j - t_{j'}). \quad (3.2.19)$$

Nótese que $\eta_j[m]$ y $\chi_j[m]$ son procesos aleatorios no correlacionados.

3.2.3 Enlace Inverso

La señal equivalente en banda base recibida en la estación base puede expresarse como

$$\begin{aligned} r(t) = & \sum_{k=1}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}(t) \sum_i b_k[i|N] a_k[i] \phi(t - iT_c - \tau_{k,l}) \\ & + \sum_{k=1}^K A_0 \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}(t) \sum_i a_{0,k}[i] \phi(t - iT_c - \tau_{k,l}) \\ & + z(t), \end{aligned} \quad (3.2.20)$$

donde $\alpha_{k,l}(t)$ y $\tau_{k,l}$ son, respectivamente, la ganancia compleja y la demora del l -ésimo camino del usuario k . Se considera que las ganancias de los distintos caminos son procesos Gaussianos complejos independientes, esto es,

$$E\{\alpha_{k,l}(t)\alpha_{k',l'}^*(t)\} = \overline{\alpha_{k,l}^2} \delta_{kk'} \delta_{ll'}. \quad (3.2.21)$$

L_k es el número total de caminos correspondiente al usuario k . $A_0\sqrt{G_k}$ y $a_{0,k}[i]$ son la amplitud y la secuencia de spreading de la señal piloto del usuario k , respectivamente (se considera que la señal del usuario k y su correspondiente señal piloto son afectados por la misma ganancia $\sqrt{G_k}$).

En la estación base, $r(t)$ es filtrada por $\phi^*(-t)$ y muestreada cada T_c / M segundos. Similar al análisis anterior, la salida del finger j en el instante m para el usuario 1 puede expresarse de la siguiente forma compacta:

$$y_j[m] = b_1[m]s_j[m] + v_j[m] + \zeta_j[m] + \eta_j[m] \quad j = 0, 1, \dots, J-1. \quad (3.2.22)$$

El primer término a la derecha de (3.2.22) es la componente de la señal deseada; el segundo es la interferencia por acceso múltiple (*Multiple Access Interference - MAI*). El tercer término representa la autointerferencia del usuario 1 debido a la presencia de los multicaminos. El último término a la derecha de (3.2.22) es la interferencia de las celdas adyacentes más el ruido térmico, cuyas estadísticas son las mismas que las obtenidas en la subsección anterior (ver (3.2.19)). En las próximas secciones se analizan las tres primeras componentes de (3.2.22).

a) Señal Deseada

La componente de la señal deseada $s_j[m]$ está dada por

$$s_j[m] = \kappa_1 A_T \sqrt{G_1} \sum_{l=1}^{L_1} \alpha_{1,l}[m] \Theta(\bar{\tau}_j - \tau_{1,l}), \quad (3.2.23)$$

donde $\alpha_{1,l}[m] = \alpha_{1,l}((mN + n_j)T_c + \Delta\tau_j)$. Nótese que (3.2.23) es equivalente a la obtenida para el enlace directo en (3.2.9).

b) Interferencia por Acceso Múltiple (MAI)

Esta componente de interferencia está dada por

$$\begin{aligned} v_j[m] = & \sum_{k=2}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}[m] \sum_i \psi[m, i, k] \Theta(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l}) \\ & + \sum_{k=2}^K A_0 \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}[m] \sum_i \psi'[m, i, k] \Theta(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l}), \end{aligned} \quad (3.2.24)$$

donde

$$\psi[m, i, k] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} a_k[n-n_0+i] a_1^*[n-n_0], \quad k > 1, \quad (3.2.25)$$

$$\psi'[m, i, k] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} a_{0,k}[n-n_0+i] a_1^*[n-n_0], \quad k > 1. \quad (3.2.26)$$

Similar a (3.2.12), puede demostrarse que $\psi[m, i, k]$ y $\psi'[m, i, k]$ con $i \neq 0$ resultan variables aleatorias Gaussianas independientes con media cero y función de autocorrelación dada por (3.2.13).

Suponiendo que:

- las diferencias $\overline{\tau_j} - \tau_{k,l}$ en módulo T_c son variables aleatorias uniformemente distribuidas en el intervalo $[0, T_c)$, y
- el número de usuarios en la red K es suficientemente grande,

del teorema del límite central se demuestra que la componente de interferencia por acceso múltiple $v_j[m]$ resulta una VA Gaussiana con valor medio cero y potencia dada por (ver Apéndice B)

$$E\left\{|v_j[m]|^2\right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=2}^K [A_T^2 E\{\kappa_k^2\} + A_0^2] E\left\{G_k \sum_{l=1}^{L_k} |\alpha_{k,l}|^2\right\}. \quad (3.2.27)$$

c) Componente de Autointerferencia

Esta componente puede expresarse como

$$\begin{aligned} \zeta_j[m] = & \sum_{l=1}^{L_1} \alpha_{1,l}[m] \kappa_1 A_T \sqrt{G_1} \sum_{i \neq 0} \psi[m, i, 1] \Theta(\overline{\tau_j} - iT_c - \tau_{1,l}) \\ & + \sum_{l=1}^{L_1} \alpha_{1,l}[m] A_0 \sqrt{G_1} \sum_{i \neq 0} \psi'[m, i, 1] \Theta(\overline{\tau_j} - iT_c - \tau_{1,l}), \end{aligned} \quad (3.2.28)$$

donde

$$\psi[m, i, 1] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} a_1[n-n_0+i] a_1^*[n-n_0], \quad i \neq 0, \quad (3.2.29)$$

$$\psi'[m, i, 1] = \frac{1}{N} \sum_{n=mN+n_0}^{mN+n_0+N-1} a_{0,1}[n-n_0+i] a_1^*[n-n_0], \quad i \neq 0. \quad (3.2.30)$$

Similar a (3.2.12), puede demostrarse que $\psi[m, i, 1]$ y $\psi'[m, i, 1]$ con $i \neq 0$ son variables aleatorias Gaussianas independientes con media cero y función de autocorrelación dada por (3.2.13). Utilizando un análisis similar al presentado en el Apéndice A, se verifica que $\zeta_j[m]$ resulta un proceso aleatorio con media cero y potencia

$$E\left\{|\zeta_j[m]|^2\right\} = \frac{1}{N} \left[A_T^2 E\{\kappa_1^2\} + A_0^2 \right] \sum_{l=1}^{L_1} E\left\{G_1|\alpha_{1,l}|^2\right\} \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{1,l}), \quad (3.2.31)$$

donde $j = 0, 1, \dots, J - 1$.

3.3 Receptor RAKE con Demodulación Coherente

La presencia de una señal piloto tanto en el enlace directo como en el inverso para los sistemas de la tercera generación, permite al receptor demodular coherentemente las señales a las salidas de los fingers del RAKE. Las señales demoduladas son luego sumadas para obtener la variable de decisión [Proakis95]. En este trabajo se considera que cada finger tiene sincronismo de chip ideal con el correspondiente camino y que las ganancias medias de los distintos caminos son iguales a la unidad ($\overline{\alpha_{k,l}^2} = 1 \quad \forall l, k$). A continuación se determinan las estadísticas de la variable de decisión para el usuario 1 transmitiendo a máxima velocidad ($\kappa_1 = 1$) con amplitud de señal constante para todos los usuarios (esto es, sin control de potencia o $G_k = \text{constante} \quad \forall k$)¹³. En base a estos resultados, se evalúan luego las tasas de error de bit y de bloque para ambos enlaces.

3.3.1 Enlace Directo

La variable de decisión a la salida del combinador de razón máxima (MRC) en un receptor RAKE con J fingers resulta [Proakis95] (por simplicidad de notación, se omite el índice temporal m)

$$u = \text{real} \left\{ \sum_{j=1}^J y_j \hat{\alpha}_j^* \right\}, \quad (3.3.1)$$

donde $\hat{\alpha}_j$ es la ganancia del canal estimada por el móvil usando la señal piloto e y_j es la señal a la salida del finger j . En este trabajo se supone que la estimación de la ganancia

¹³ Factores tales como ganancia de antena transmisora y receptora, sectorización de antenas, pérdidas en conexiones, etc., no se consideran en este trabajo.

del canal es ideal, esto es, $\hat{\alpha}_j = \alpha_j$. Puesto que el sincronismo de chip también es ideal, usando (3.2.8) a (3.2.19) puede mostrarse que la señal a la salida del finger resulta

$$y_j = b_1 A_T \sqrt{G_1} \alpha_j + \chi_j + \eta_j \quad j = 0, 1, \dots, J-1, \quad (3.3.2)$$

donde η_j es una variable aleatoria Gaussiana independiente con media cero y potencia

$$E\left\{|\eta_j|^2\right\} = \frac{N_o + I_{oc}}{N}, \quad (3.3.3)$$

mientras

$$\chi_j = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \alpha_l \sum_{k=0}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \psi[k]. \quad (3.3.4)$$

$\psi[k]$ es una VA Gaussiana de media cero y potencia $1/N$ (ver (3.2.13)). Si el número total de caminos L es suficientemente grande, del teorema del límite central resulta que χ_j aproxima a una variable aleatoria Gaussiana de media cero y potencia igual a (ver (3.2.14))

$$E\left\{|\chi_j|^2\right\} = \frac{(L-1)}{N} I_{or}. \quad (3.3.5)$$

De esta manera puede verificarse que la variable de decisión u , dado un conjunto determinado de ganancias α_l , resulta Gaussiana con

$$E\{u\} = b_1 A_T \sqrt{G_1} \sum_{j=1}^J |\alpha_j|^2, \quad (3.3.6)$$

$$\sigma_u^2 = \frac{0.5}{N} \{N_o + I_{oc} + I_{sc}\} \sum_{j=1}^J |\alpha_j|^2, \quad (3.3.7)$$

donde

$$I_{sc} = I_{or} (L-1) \quad (3.3.8)$$

representa la interferencia de los usuarios de la misma celda. Luego, la relación señal ruido más interferencia (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio* - *SINR*) por bit codificado a la salida del combinador resulta

$$\gamma_b = \frac{E^2\{u\}}{2\sigma_u^2 R} = \gamma_c \sum_{j=1}^J |\alpha_j|^2, \quad (3.3.9)$$

donde R es la razón del codificador de canal empleado y

$$\overline{\gamma}_c = \frac{A_T^2 G_1 N}{R\{N_o + I_{oc} + I_{sc}\}} \quad (3.3.10)$$

es la SINR por bit codificado y por finger. Finalmente, es simple verificar que la función de densidad de probabilidad de γ_b es

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{(J-1)! \overline{\gamma}_c^J} \gamma_b^{J-1} e^{-\gamma_b / \overline{\gamma}_c} \quad \gamma_b \geq 0. \quad (3.3.11)$$

Numerosos estudios han demostrado que la relación entre la potencia de interferencia de las celdas cercanas (I_{oc}) y la correspondiente de la celda del usuario de interés (I_{sc}), es un valor f que depende de diversos factores tales como [Viterbi95]:

- parámetros de la pérdida de camino (exponente de la variación con la distancia y desviación estándar del *shadowing*);
- tipo de *handoff*¹⁴ (*soft* o *hard*);
- números de celdas utilizadas para hacer el *soft handoff*.

Suponiendo un control de potencia de lazo abierto ideal y *soft handoff*, se ha verificado que f oscila entre 0.6 y 1.2 [Viterbi95]. Luego, la SINR media por bit y por finger puede expresarse como

$$\overline{\gamma}_c = \frac{A_T^2 G_1 N}{R\{N_o + (1+f)I_{sc}\}}. \quad (3.3.12)$$

En sistemas celulares CDMA, la potencia de la señal piloto en el enlace directo es constante ($E\{G_0\} = G_0$) y aproximadamente representa el 20% de la potencia total transmitida por la estación base. Luego, si se supone que

$$E\{\kappa_k^2\} = v_a \quad \forall k > 0, \quad (3.3.13)$$

$$G_k = 1 \quad \forall k > 0, \quad (3.3.14)$$

se obtiene

$$I_{sc} = I_{or}(L-1) = A_T^2 [G_0 + (K-1)v_a + 1](L-1), \quad (3.3.15)$$

por lo tanto (3.3.12) resulta

¹⁴ *Handoff* es el proceso por el cual se transfiere la comunicación entre una estación móvil y una determinada base (sector) a otra estación base (sector) [Viterbi95].

$$\overline{\gamma_c} = \frac{N}{R \left\{ \frac{N_o}{A_T^2} + (1+f)[G_0 + (K-1)v_a + 1](L-1) \right\}}. \quad (3.3.16)$$

Importante: se ha verificado en [Hueda00f] que la aproximación Gaussiana para la interferencia intercamino χ_j definida por (3.3.4) resulta significativamente inexacta cuando el número total de caminos L no es suficientemente grande. En su lugar, se ha encontrado que la componente de IPI puede ser aproximada con gran exactitud por una variable aleatoria con distribución de Weibull. Para simplificar el análisis teórico, en este trabajo se utilizará la aproximación Gaussiana, la cual resulta conservadora cuando el número de caminos no es grande (ver [Hueda00f] para mayores detalles).

3.3.2 Enlace Inverso

Similar al análisis anterior, de (3.2.20) a (3.2.31) puede verificarse que la variable de decisión u (dado un conjunto de ganancias $\alpha_{1,j}$), resulta una variable aleatoria Gaussiana con

$$E\{u\} = b_1 A_T \sqrt{G_1} \sum_{j=1}^J |\alpha_{1,j}|^2, \quad (3.3.17)$$

$$\sigma_u^2 = \frac{0.5}{N} \{N_o + I_{oc} + I_{MAI} + I_{SI}\} \sum_{j=1}^J |\alpha_{1,j}|^2, \quad (3.3.18)$$

donde

$$I_{MAI} = \sum_{k=2}^K [A_T^2 E\{\kappa_k^2\} + A_0^2] G_k L_k \quad (3.3.19)$$

es la interferencia por acceso múltiple, mientras

$$I_{SI} = (A_T^2 + A_0^2) G_1 (L_1 - 1) \quad (3.3.20)$$

representa la autointerferencia del usuario 1 producida por la presencia de los multicaminos. La SINR por bit codificado a la salida del combinador resulta

$$\gamma_b = \frac{E^2\{u\}}{2\sigma_u^2 R} = \overline{\gamma_c} \sum_{j=1}^J |\alpha_{1,j}|^2, \quad (3.3.21)$$

donde

$$\overline{\gamma}_c = \frac{A_T^2 G_1 N}{R\{N_o + I_{oc} + I_{MAI} + I_{SI}\}} \quad (3.3.22)$$

es la SINR media por bit codificado y por finger. En base al mismo análisis descripto para el enlace directo ($I_{oc} + I_{MAI} + I_{SI} = (1+f)(I_{MAI} + I_{SI})$), y suponiendo

$$L_k = L \quad \forall k, \quad (3.3.23)$$

$$E\{\kappa_k^2\} = v_a \quad \forall k, \quad (3.3.24)$$

$$G_k = 1 \quad \forall k, \quad (3.3.25)$$

$$A_0^2 = pA_T^2 \quad \forall k, \quad (3.3.26)$$

se obtiene la siguiente expresión para la SINR media por bit y por finger para el enlace inverso:

$$\overline{\gamma}_c = \frac{N}{R\left\{\frac{N_o}{A_T^2} + (1+f)[L(K-1)(v_a + p) + (L-1)(1+p)]\right\}}. \quad (3.3.27)$$

3.3.3 Resultados Numéricos y Discusión

En base al estudio presentado en esta sección, a continuación se evalúa la performance de los dos enlaces utilizados en sistemas DS-CDMA. Las condiciones generales de funcionamiento adoptadas son las siguientes:

- $\frac{NA_T^2}{N_o} = 5\text{dB}$ [Weerackody98].
- $J = L$ (el número de fingers es igual al número de caminos resueltos).
- $v_a = 0.4$ (servicios de voz).
- $v_a = 1$ (servicios de datos).
- $R = 0.5$ (codificador convolucional CC(2,1,9) analizado en el Capítulo 2).
- $N = 64$.
- $G_0 = 4$ (la amplitud de la señal piloto en el enlace directo es 2 veces la amplitud máxima de señal de tráfico).
- $p = 1$ (la amplitud de la señal piloto en el enlace inverso es igual a la amplitud máxima de la señal del usuario correspondiente).

- Velocidad de información: 9600 bps.
- Número de bits por bloque: 192.
- Frecuencia de portadora: $f_c = 1800$ MHz.

La Fig. 3.3 muestra la tasa de error de bit y bloque en función del número total de usuarios para el enlace directo y servicios de voz ($v_a = 0.4$). Se consideran dos factores de interferencia relativa, $f = 0.6$ y 1. Se analizan transmisiones sobre canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) y rápido ($f_d BT = 2.56$) con $J = L = 3$. Para canales con desvanecimiento lento, los valores se derivan de (2.5.11) y (2.5.12) con función densidad definida por (3.3.11); para canales con desvanecimiento rápido los resultados se obtienen por simulaciones del sistema completo.

De la Fig. 3-3 puede verificarse que en canales con desvanecimiento lento el número de usuarios debe ser pequeño ($K < 10$) para poder brindar un servicio de voz con buena calidad ($\overline{P_B} \approx 1\%$). Por el contrario, cuando las variaciones del canal son rápidas la cantidad de usuarios activos aumenta significativamente ($K > 40$ para $\overline{P_B} = 0.01$), lo cual es producto del mejor comportamiento del sistema codificador según lo estudiado en el Capítulo 2 (para $K \approx 30$, la tasa de error de bloque del enlace directo está en el orden de 0.05 para transmisiones por canales con desvanecimiento lento)¹⁵.

La Fig. 3-4 muestra $\overline{P_b}$ y $\overline{P_B}$ para servicios de datos ($v_a = 1$) para el enlace directo en canales con desvanecimiento lento y diferentes números de fingers. Se incluye además una curva para $J = L \gg 1$. En este caso, invocando el teorema del límite central, de (3.3.9) y (3.3.16) se verifica que la SINR por bit γ_b aproxima a una variable aleatoria Gaussiana con función densidad de probabilidad dada por

$$f_{\gamma_b}(\gamma_b) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(\gamma_b - \mu)^2 / (2\sigma^2)}, \quad (3.3.28)$$

donde el valor medio y la desviación estándar están dados, respectivamente, por:

$$\mu = \frac{N}{R(1+f)[G_0 + (K-1)v_a + 1]}, \quad (3.3.29)$$

$$\sigma = \frac{\mu}{\sqrt{L}}. \quad (3.3.30)$$

¹⁵ Nótese que este mejor comportamiento del sistema en canales rápidos supone un perfecto conocimiento de las ganancias del canal. En situaciones prácticas, las variaciones rápidas del canal no permiten realizar estimaciones precisas de las ganancias, lo cual degrada de la performance del receptor. Este efecto no es considerado en el presente trabajo.

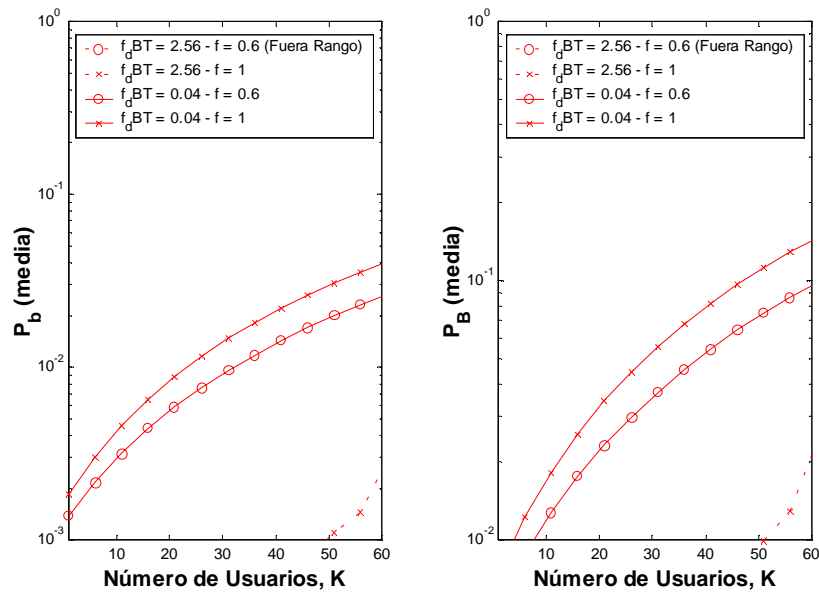


Figura 3-3: Performance del enlace directo para $L = J = 3$. Factor de actividad $v_a = 0.4$.

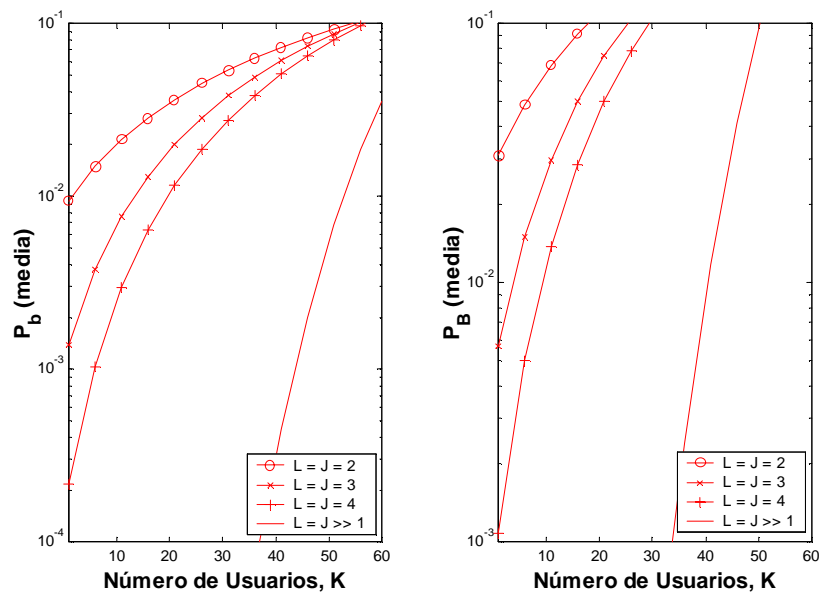


Figura 3-4: Performance del enlace directo en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$). Factor de actividad $v_a = 1$. Factor de interferencia relativa $f = 0.6$.

De esta manera, la tasa de error para $J = L \gg 1$ puede obtenerse de (2.5.11) y (2.5.12) con $f_{\gamma_b}(\gamma_b)$ dada por (3.3.28). Los resultados presentados en la Fig. 3-4 demuestran que la performance depende fuertemente de la cantidad de caminos que resuelve el receptor. Es claro que para L pequeño no será posible proveer a los usuarios móviles un servicio con calidad satisfactoria. Por lo tanto, se concluye que la transmisión de vídeo por canales con desvanecimiento lento y número de caminos/fingers pequeño constituirá uno de los escenarios con mayor dificultad para la provisión de servicios de vídeo con buena calidad.

Finalmente, en la Fig. 3-5 se presenta la performance del enlace inverso para las mismas condiciones consideradas en la Fig. 3-3. Para canales con desvanecimiento lento, los valores se derivan de (2.5.11) y (2.5.12) con función densidad definida por (3.3.11) y (3.3.27); para canales con desvanecimiento rápido los resultados se obtienen de simulaciones. Se observa que el número de usuarios, para una misma calidad de servicio, disminuye notablemente en comparación con el enlace directo debido principalmente a los efectos de la interferencia originados por la transmisión de las señales pilotos de los otros usuarios. Por este motivo, en general se utilizan en el enlace inverso codificadores convolucionales de razón más pequeña que en el enlace directo (por ejemplo, $R = 1/3$ ó $1/4$). Por otro lado, es importante aclarar además que los resultados presentados en la Fig. 3-5 representan un límite superior, ya que en situaciones prácticas la performance del enlace inverso mejora sustancialmente con el empleo de esquemas de recepción *multiusuario* [Verdú98] y técnicas de control de potencia de lazo cerrado.

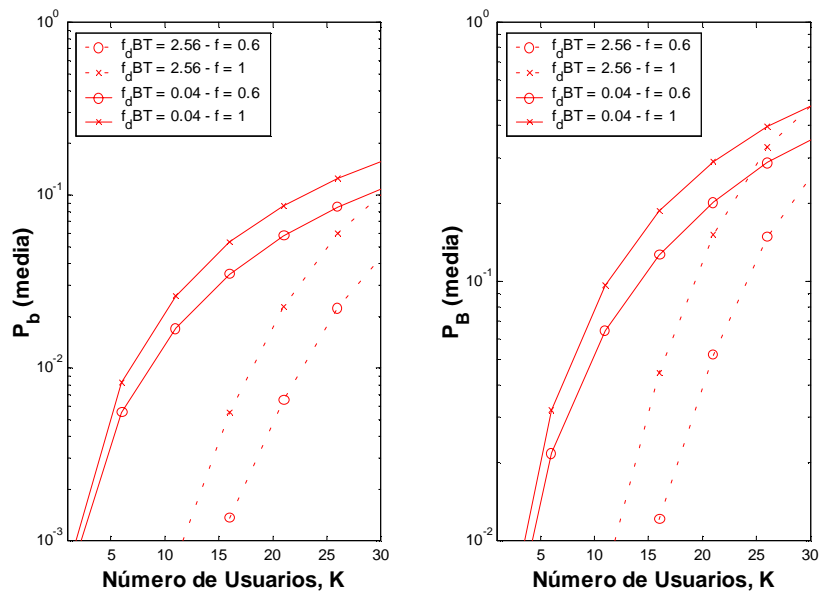


Figura 3-5: Performance del enlace inverso para $L = J = 3$. Factor de actividad $v_a = 0.4$.

Los resultados presentados en esta subsección demuestran que la performance de un sistema CDMA es seriamente afectada en transmisiones por canales con desvanecimiento lento. El principal motivo de esta degradación es la disminución de la capacidad del codificador de canal para corregir los errores en ráfagas. Por lo tanto, en esta situación es necesario incorporar técnicas especiales que permitan mejorar la performance del receptor. A continuación se presentan los principales conceptos de un nuevo esquema receptor que permite obtener ganancias de diversidad aún cuando el ancho de banda de la señal de espectro expandido es inferior al ancho de banda de coherencia del canal (en otras palabras, cuando el receptor RAKE no puede resolver los diferentes caminos).

3.3.4 Nuevo Esquema Receptor para Transmisiones sin Diversidad

De las Figs. 3-3 a 3-5 puede notarse que la performance de un sistema CDMA en transmisiones por canales con desvanecimiento lento, es seriamente degradada cuando el número de caminos resueltos por el receptor es pequeño (por ejemplo, $L = 1$). En estas condiciones, resulta prácticamente imposible proveer servicios multimedia con una calidad aceptable. Nótese que esta situación se presenta en numerosas aplicaciones prácticas como es el caso de transmisiones de IS-95 por ambientes interiores. Por este motivo, como primer objetivo de esta Tesis para robustecer la transmisión de servicios multimedia (en particular vídeo), se planteó la necesidad de diseñar algún mecanismo que permita mejorar la performance del sistema cuando el ancho de banda de la señal de espectro expandido no es suficientemente grande como para generar diversidad de camino.

Es sabido que uno de los principales beneficios de un sistema de diversidad radica en el hecho que las señales entre los distintos caminos son independientes. Sin embargo, se ha demostrado que aun cuando las señales entre los distintos caminos están correlacionadas, es todavía posible obtener una significativa ganancia de diversidad. En base a esta observación, puede inferirse que si la *distancia temporal* entre dos fingers de un receptor RAKE es menor que la duración de chip T_c , será posible obtener *algún tipo* de ganancia de diversidad. Básicamente, la idea es maximizar los beneficios de la diversidad de los distintos caminos no resueltos por el receptor, condicionados al (i) ancho de banda del mismo y a (ii) consideraciones de tipo práctica (esto es, una complejidad de implementación razonable). Precisamente, en [Hueda99c], [Hueda99d], [Hueda01e] se introduce un nuevo esquema receptor basado en un combinador de mínimo error cuadrático medio, el cual permite mejorar sustancialmente la performance del receptor en transmisiones por canales con desvanecimiento lento y sin diversidad de

camino. El nuevo receptor resulta útil especialmente cuando no existe control de potencia de lazo cerrado (por ejemplo, el enlace directo de IS-95)¹⁶.

3.4 Control de Potencia de Lazo Cerrado

CDMA es un sistema limitado por interferencia puesto que todos los móviles transmiten (reciben) en la misma banda de frecuencia. La interferencia generada dentro del sistema juega un papel crítico en la determinación de la capacidad del sistema y calidad del servicio. Este problema se acentúa en canales con desvanecimiento lento donde la performance de los sistemas codificadores se deteriora en forma sustancial. Los mecanismos para el control de potencia son incorporados con la finalidad de limitar la potencia transmitida en los enlaces mientras se mantiene la calidad bajo todas las condiciones de funcionamiento. En el enlace inverso, el control de potencia se emplea para minimizar el problema *cercano-lejano* [Viterbi95]. En el enlace directo todas las señales se propagan a través del mismo canal por lo tanto las señales de todos los usuarios se reciben en la estación móvil con igual potencia. Aunque en este caso no existe el problema cercano-lejano, el control de potencia es necesario para minimizar la interferencia desde otras celdas. Además de ser útiles para combatir la interferencia, los mecanismos de control de potencia mejoran la performance de DS-SS en transmisiones inalámbricas ya que permiten compensar las atenuaciones sufridas por la señal durante un desvanecimiento. En un caso ideal, si el control de potencia fuera perfecto, el canal de transmisión se transformaría en un canal con ruido Gaussiano aditivo.

Existen dos tipos de controles de potencia: lazo *abierto* y lazo *cerrado*. Los controles de potencia de lazo abierto miden las condiciones de interferencia del canal y ajustan la potencia de transmisión en forma adecuada [Viterbi95]. Sin embargo, puesto que los enlaces directo e inverso prácticamente no están correlacionados, este tipo de control efectúan “solamente” un buen ajuste *promedio* de la potencia. Por este motivo es preciso incorporar un control de potencia de lazo cerrado (*Closed-Loop Power Control - CLPC*). CLPC mide la SINR en el receptor y envía al transmisor comandos para ajustar la potencia de transmisión y mantener la potencia recibida en un nivel de referencia determinado [Chokalingman98]. CLPC es el mecanismo más importante para mejorar la capacidad del sistema en transmisiones por canales con desvanecimientos lentos¹⁷. Por este motivo, a continuación se investiga la performance de CDMA con CLPC en este tipo

¹⁶ Por razones de espacio, y con la finalidad de dar mayor claridad al contenido central del informe (transmisión de vídeo), no se presenta el desarrollo completo del nuevo esquema receptor. Por lo tanto, para mayores detalles se pide al lector interesado recurrir a las referencias citadas.

¹⁷ Se ha verificado en la literatura que el control de potencia de lazo cerrado en canales con desvanecimiento rápido no resulta efectivo [Chu00]. Sin embargo, en este caso la performance del sistema mejora *fuertemente* debido al buen comportamiento del codificador convolucional (ver Capítulo 2).

de canales. De manera similar al estudio realizado en la Sección 3.3, en el siguiente análisis se supone que cada finger tiene sincronismo ideal de chip con el correspondiente camino y que las ganancias medias de los distintos caminos son unitarias ($\overline{\alpha_{k,l}^2} = 1 \quad \forall l, k$). Además, se supone que el usuario 1 está transmitiendo a máxima velocidad ($\kappa_1 = 1$).

3.4.1 Control de Potencia de Lazo Cerrado “Ideal” (CLPC-I)

En primer lugar se analiza el control de potencia de lazo cerrado “ideal” (CLPC-I). Este esquema permite compensar perfectamente los efectos del desvanecimiento, transformando al canal de radio en un canal AWGN. En la subsección 3.4.2 se estudiará el esquema de control de potencia utilizado en los sistemas CDMA.

a) Enlace Directo con CLPC Ideal

Cuando el control de potencia de lazo cerrado es “ideal” se verifica

$$G_1 \sum_{j=1}^J |\alpha_j|^2 = 1. \quad (3.4.1)$$

Es simple demostrar que la ganancia G_1 resulta una variable aleatoria con función densidad de probabilidad dada por [Papoulis91]

$$f_G(G_1) = \frac{1}{(J-1)!} \left(\frac{1}{G_1} \right)^{J+1} e^{-1/G_1} \quad G_1 > 0. \quad (3.4.2)$$

Luego, suponiendo que $L_k = L \quad \forall k$ y que el número de fingers del RAKE es igual al número de multicaminos ($J = L$), las siguientes expresiones pueden ser verificadas:

$$E\{G_1 |\alpha|^2\} = \frac{1}{L}, \quad (3.4.3)$$

$$\overline{G} = E\{G_k\} = \int_{0+}^{\infty} G_k f_G(G) dG = \frac{1}{L-1} \quad L > 1 \quad \forall k, \quad (3.4.4)$$

donde $\alpha = \alpha_l$ es la ganancia de uno de los L multicaminos del usuario 1 (nótese que todas las ganancias tienen las mismas estadísticas). Luego, la función de densidad espectral de potencia de la señal de banda ancha transmitida resulta (ver (3.2.16))

$$I_{or} = G_0 A_T^2 + \overline{G} A_T^2 [(K-1)v_a + 1] = G_0 A_T^2 + \frac{A_T^2}{L-1} [(K-1)v_a + 1] \quad L > 1. \quad (3.4.5)$$

De (3.4.5) se verifica que la potencia *media* de la señal de *tráfico* transmitida por la estación base para $L > 1$ disminuye en un factor $L - 1$ debido al empleo del CLPC¹⁸. En base a lo anterior puede demostrarse que la SINR por bit para el usuario 1 es constante¹⁹ e igual a

$$\gamma_b^{CLPC} = \frac{A_T^2 N}{R \{N_o + (1 + f) I_{sc}^{CLPC}\}}, \quad (3.4.6)$$

con (ver (3.2.14))²⁰

$$I_{sc}^{CLPC} = I_{or} (L - 1) - \frac{A_T^2}{L}, \quad L > 1, \quad (3.4.7)$$

con I_{or} dado por (3.4.5). Luego, de (3.4.7) se obtiene

$$\gamma_b^{CLPC} = \frac{N}{R \left\{ \frac{N_o}{A_T^2} + (1 + f) \left[(L - 1) G_0 + (K - 1) v_a + \frac{L - 1}{L} \right] \right\}} \quad L > 1. \quad (3.4.8)$$

De (3.4.8) se verifica que la componente de interferencia de los otros usuarios es $L - 1$ veces menor que en el caso de transmisión sin CLPC-I (ver (3.4.5)). Además, se observa que la interferencia originada por la señal piloto no es afectada por el CLPC (compare con (3.3.16)). Por lo tanto puede concluirse que a medida que el número de caminos aumenta, la ganancia obtenida por el CLPC disminuye (en un caso límite, $\lim_{L \rightarrow \infty} \gamma_b^{CLPC} = 0$). Sin embargo, puesto que la señal piloto es conocida por el usuario móvil, es posible minimizar la interferencia de esta señal por medio de técnicas de cancelación de interferencia de complejidad reducida [Lin96]. En una situación límite, si la interferencia de la señal piloto es totalmente cancelada, se obtiene

$$\gamma_b^{CLPC} = \frac{N}{R \left\{ \frac{N_o}{A_T^2} + (1 + f) \left[(K - 1) v_a + \frac{L - 1}{L} \right] \right\}} \quad L > 1. \quad (3.4.9)$$

En este caso se verifica

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \gamma_b^{CLPC} = \frac{N}{R \left\{ \frac{N_o}{A_T^2} + (1 + f) [(K - 1) v_a + 1] \right\}}.$$

¹⁸ Cuando $L = 1$, se verifica que $\bar{G} > 1$ por lo tanto el CLPC *ideal* incrementa la potencia media transmitida.

¹⁹ Puesto que el CLPC es ideal, el canal con desvanecimiento se transforma en un canal AWGN.

²⁰ Nótese que cuando $L = 1$ la interferencia de los otros usuarios se anula debido a la ortogonalidad de las secuencias de *spreading*.

b) Enlace Inverso con CLPC Ideal

Basado en (3.3.23), (3.3.24) y (3.2.26), y suponiendo que el control de potencia de lazo cerrado es perfecto, esto es

$$G_k \sum_{l=1}^{L_k} |\alpha_{k,l}|^2 = 1 \quad \forall k, \quad (3.4.10)$$

de (3.2.27) y (3.2.31) se obtiene la siguiente expresión para la SINR por bit para el usuario 1:

$$\gamma_b^{CLPC} = \frac{N}{R \left\{ \frac{N_o}{A_T^2} + (1+f) \left[(K-1)(v_a + p) + \left(\frac{L-1}{L} \right) (1+p) \right] \right\}}. \quad (3.4.11)$$

En este caso, la componente de interferencia media debida a los usuarios de la misma celda es L veces inferior que la correspondiente a la transmisión sin CLPC definida por (3.3.27).

c) Resultados Numéricos y Discusión

A continuación se evalúa la performance de los dos enlaces utilizados en sistemas CDMA con CLPC *ideal* (CLPC-I). Las condiciones generales de simulación adoptadas son las siguientes:

- $\frac{NA_T^2}{N_o} = 5\text{dB}$.
- $v_a = 1$ (servicios de datos).
- $R = 0.5$ (codificador convolucional CC(2,1,9)).
- $N = 64$.
- $G_0 = 4$.
- $p = 1$.
- $f = 0.6$.
- Velocidad de información: 9600 bps.
- Frecuencia de portadora: $f_c = 1800$ MHz.
- Número de bits por bloque: $B = 192$.

En la Fig. 3-6 se muestra la performance del enlace directo con CLPC-I en canales con desvanecimiento lento para $L = J = 3$. Se incluye la performance obtenida por el sistema de cancelación de interferencia de la señal piloto (ver (3.4.9)). Comparando con el sistema sin control de potencia, puede verificarse el significativo aumento en la cantidad de usuarios. Nótese además que la ganancia obtenida con el CLPC-I disminuye a medida que el número de usuarios aumenta. Es más, para valores suficientemente grandes de K se verifica que la performance del sistema con CLPC-I es peor que la del sistema sin CLPC-I. Para explicar este resultado se propone el siguiente ejemplo. Considérese que el proceso de error de bloques puede aproximarse por el *modelo de umbral* (*Threshold Model - TM*) [Zorzi97b]. En este caso, la probabilidad de error de bloque resulta

$$P_B(\gamma) = \begin{cases} 0 & \gamma \geq \gamma_N \\ 1 & \gamma < \gamma_N \end{cases}, \quad (3.4.12)$$

donde γ_N es un valor que depende de diversos factores tales como: tipo de modulación, codificación, etc. Luego, puede deducirse que cuando el número de usuarios es suficientemente grande de tal manera que $\gamma_b^{CLPC} < \gamma_N$, la probabilidad de error de bloque media será próxima a uno cuando el sistema emplea CLPC-I (esto es, $\Pr\{\gamma_b^{CLPC} < \gamma_N\} \rightarrow 1$). Cuando no existe control de potencia, la probabilidad de error de bloque media es menor que en el caso anterior debido a las variaciones que experimenta la SINR (en este caso, $\Pr\{\gamma_b < \gamma_N\} < 1$). En la Fig. 3-7 se presentan resultados para diferentes valores de L . Se verifica que la performance del CLPC-I se degrada a medida que el número de caminos aumenta, lo cual es producto del incremento de la interferencia originada por la señal piloto. Se observa además que pueden obtenerse ganancias importantes cuando se incorporan esquemas de cancelación de interferencia de la señal piloto.

El enlace inverso con CLPC-I en canales con desvanecimiento lento es analizado en las Figs. 3-8 y 3-9. A diferencia del enlace directo, se verifica que el número de caminos prácticamente no altera el comportamiento del CLPC-I (ver (3.4.11)).

En situaciones prácticas, el control de potencia actúa para mantener constante la calidad del enlace en un nivel determinado (por ejemplo, un valor definido de $\overline{P_B}$). A continuación se analiza uno de los esquemas prácticos de control de potencia más difundidos en los sistemas CDMA existentes.

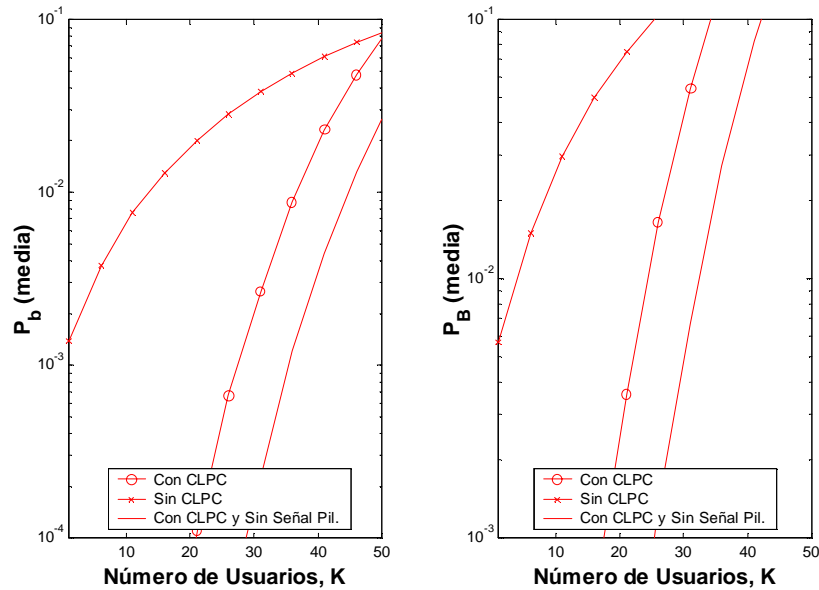


Figura 3-6: Performance del enlace directo con CLPC *ideal* en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para $L = 3$. Factor de actividad $\nu_a = 1$. Factor de interferencia relativa $f = 0.6$.

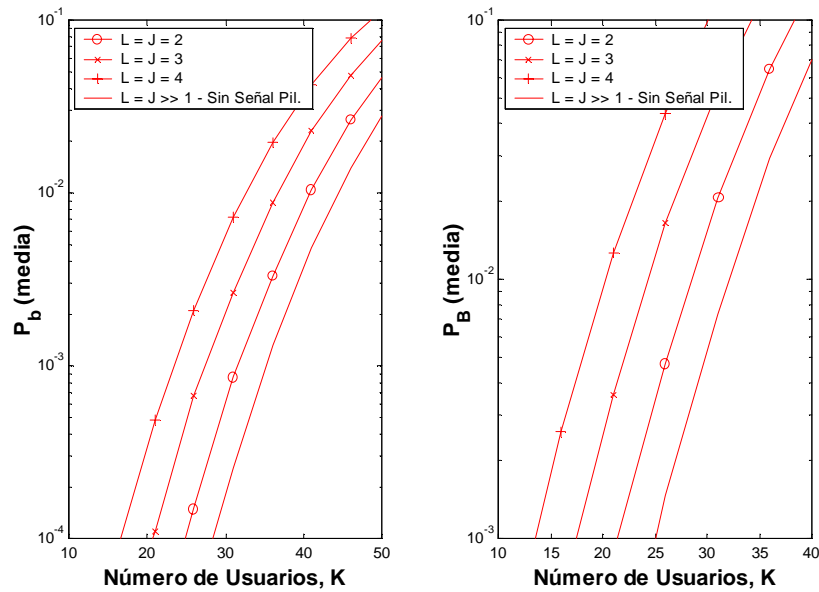


Figura 3-7: Performance del enlace directo con CLPC *ideal* en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para distintos valores de L . Factor de actividad $\nu_a = 1$. Factor de interferencia relativa $f = 0.6$.

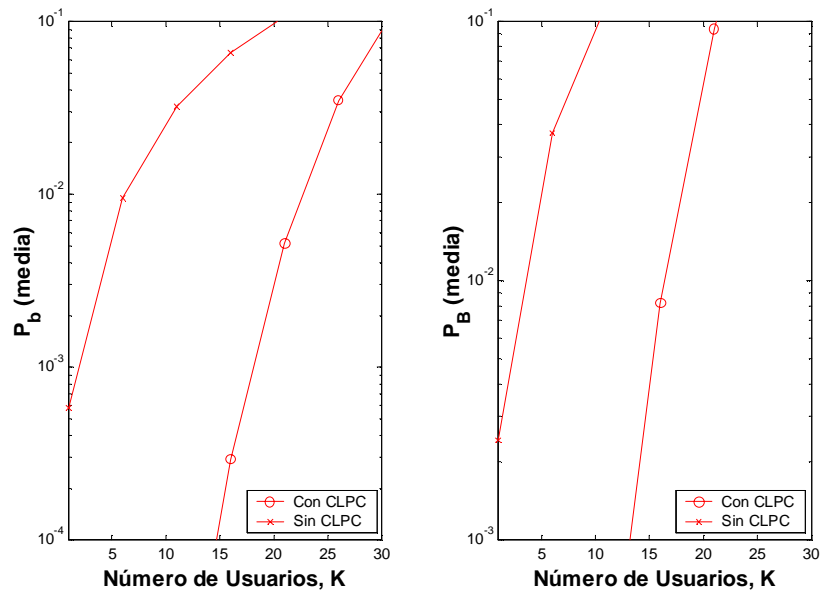


Figura 3-8: Performance del enlace inverso con CLPC *ideal* en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para $L = 3$. Factor de actividad $\nu_a = 1$. Factor de interferencia relativa $f = 0.6$.

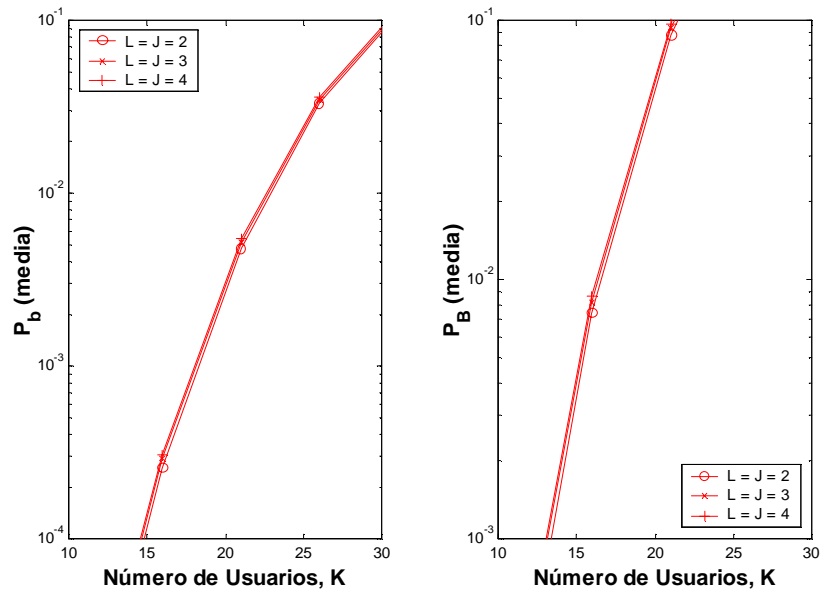


Figura 3-9: Performance del enlace inverso con CLPC *ideal* en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para distintos valores de L . Factor de actividad $\nu_a = 1$. Factor de interferencia relativa $f = 0.6$.

3.4.2 Control de Potencia de Lazo Cerrado Utilizado en CDMA

La calidad del sistema en ambos enlaces está relacionada con $\overline{P_B}$. La probabilidad de error de bloque depende de diversos factores tales como: la SINR en el receptor, la velocidad del móvil, las condiciones de propagación y la distribución de los otros usuarios. Por lo tanto, para asegurar la calidad del enlace no sólo es necesario mantener la SINR en un valor nominal, γ_{Ref} , sino que además es preciso garantizar un determinado valor de $\overline{P_B}$ (por ejemplo, $\overline{P_B} = 0.01$ para servicios de voz de buena calidad). Para esto, el CLPC empleado en sistemas prácticos utiliza un control *interno* y uno *externo*. El CLPC interno es el encargado de mantener la SINR tan próxima al valor de referencia γ_{Ref} como sea posible, mientras el CLPC externo ajusta el valor de la referencia para obtener la performance deseada (esto es, el valor requerido de $\overline{P_B}$). En este trabajo se supone que el CLPC externo es ideal, esto es, γ_{Ref} es perfectamente conocido por el receptor.

En el análisis realizado en la subsección anterior se supuso que el CLPC podía seguir *perfectamente* las variaciones del canal, por lo que el canal de radio se transformaba en un canal AWGN. En situaciones prácticas, el control de potencia es imperfecto. En la Fig. 3-10 se presenta un modelo logarítmico simplificado del CLPC interno utilizado en sistemas CDMA. $A^{dB}[m]$ denota la variación del canal causada por el desvanecimiento (el superíndice dB indica que el valor está expresado en decibeles). La potencia de la señal transmitida en el instante m , $S_T^{dB}[m]$, se corrige en pasos fijos σ_{step}^{dB} cada D muestras. La potencia de la señal recibida $S_R^{dB}[m]$ ²¹ es comparada con el valor de referencia P_{Ref}^{dB} (o γ_{Ref} si se conoce el nivel de interferencia), de acuerdo a la performance requerida.

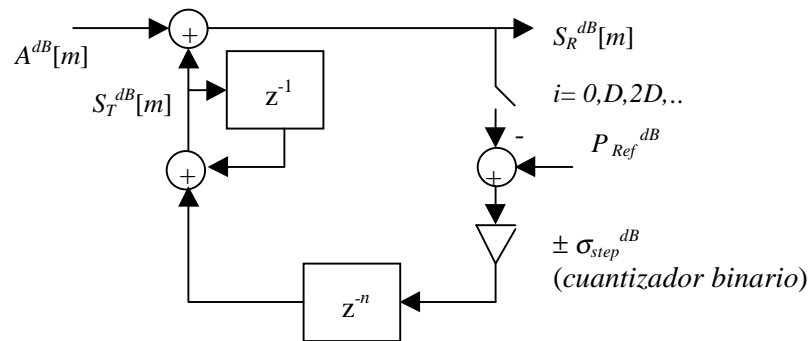


Figura 3-10: Modelo logarítmico simplificado del CLPC.

Si la potencia de la señal recibida es mayor (menor) que el valor deseado se enviará un comando de control para pedir al transmisor disminuir (aumentar) su potencia en pasos de σ_{step}^{dB} dB. Se incluye una demora extra $n.D$ (n entero) en el modelo para tener en cuenta la demora de propagación y el tiempo necesario para generar y transmitir los comandos de control, o simplemente para ahorrar ancho de banda. En este trabajo se supone $n = 1$ y $D.T=1.25$ ms ($1/T$ es la velocidad de transmisión) [Chokalingman98]. Además, puesto que los errores de transmisión de los comandos de control no afectan significativamente la performance del CLPC con un paso de ajuste fijo, se supone que no hay errores en la transmisión de los comandos de control [Chockalingman98], [Sim98]. En la Fig. 3-11 se propone una versión levemente modificada del modelo anterior para $n = 1$, en la cual el cuantizador es modelado como una fuente de ruido $Q^{dB}[m]$.

En las Figs. 3-12 y 3-13 se analiza la distribución de la componente de ruido $Q^{dB}[m]$ para $L = 1$ y 3 obtenida de simulaciones con: $E\{|A[m]|^2\}=1$, frecuencia de ajuste $1/(D.T) = 800$ Hz y demora de lazo $D.T = 1.25$ ms ($n = 1$). Para $L = 3$ puede verificarse que el ruido $Q^{dB}[m]$ resulta uniformemente distribuido en el intervalo $[-\sigma_{step}^{dB}, \sigma_{step}^{dB}]$. Para $L = 1$, la exactitud de esta aproximación empeora a medida que σ_{step}^{dB} decrece debido a que la capacidad del CLPC para compensar las variaciones del canal disminuye. Esto se origina porque

- la duración de los desvanecimientos profundos aumenta cuando no existe diversidad y
- la variación del canal resulta “demasiada rápida” para ser compensada por un ajuste de potencia con pasos σ_{step}^{dB} pequeños (en este caso, $Q^{dB}[m]$ no tiene distribución uniforme).

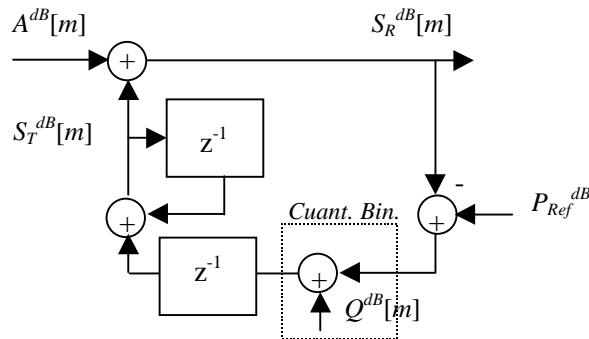


Figura 3-11: Nuevo modelo logarítmico equivalente del CLPC.

²¹ Puesto que el desvanecimiento del canal es lento, se supone que $S_R^{dB}[m]$ puede ser estimada con precisión en el receptor (por ejemplo, por medio de la señal piloto).

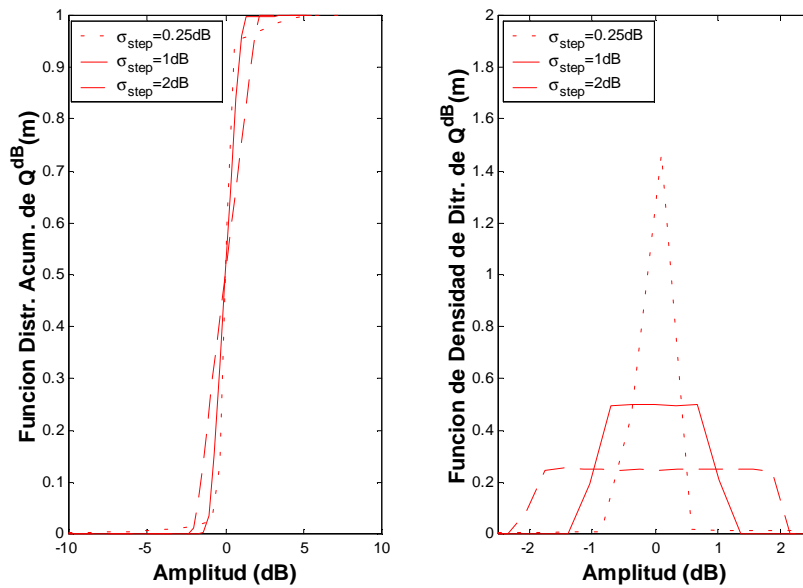


Figura 3-12: Distribución del ruido de cuantización Q^{dB} en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para distintos valores del paso de corrección. Número de caminos $L=1$. Resultados de simulaciones.

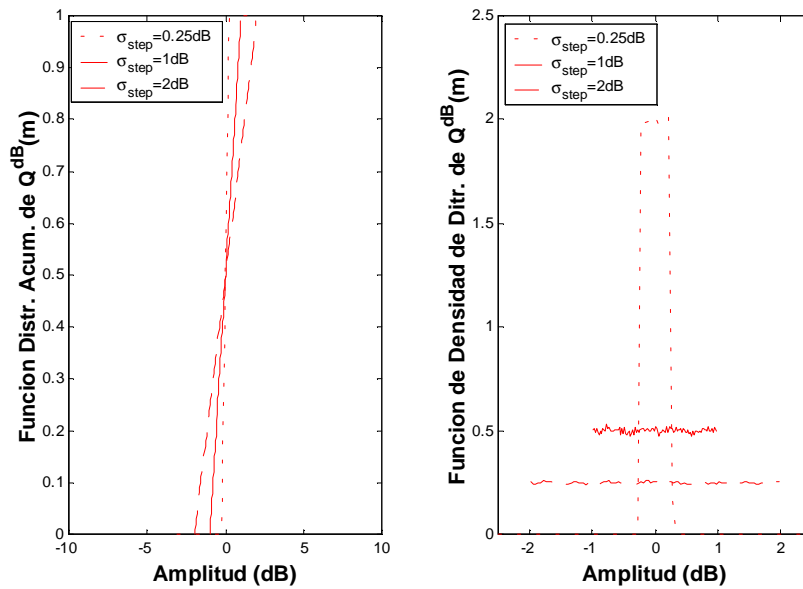


Figura 3-13: Distribución del ruido de cuantización Q^{dB} en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$) para distintos valores del paso de corrección. Número de caminos $L=3$. Resultados de simulaciones.

De lo expresado se concluye que el modelo de la Fig. 3-11 con $Q^{dB} [m]$ siendo una variable aleatoria uniformemente distribuida en el intervalo $[-\sigma_{step}^{dB}, \sigma_{step}^{dB}]$, puede ser

adoptado cuando el lazo de control de potencia es *estable*, esto es, cuando se cumple la siguiente condición:

$$\Pr\left\{\left|S_R^{dB}[m] - P_{Ref}^{dB}\right| > \sigma_{step}^{dB}\right\} \rightarrow 0. \quad (3.4.13)$$

En este caso el CLPC puede compensar “sin problemas” las variaciones del canal (en otras palabras, no se produce *ruido de sobrepasamiento* [Jayant84]). Considerando que $Q^{dB}[m]$ es una VA uniformemente distribuida en el intervalo $[-\sigma_{step}^{dB}, \sigma_{step}^{dB}]$, es simple verificar que la función densidad de Q resulta

$$f_Q(Q) = \frac{1}{2 \ln \sigma_{step}} \frac{1}{Q}, \quad \frac{1}{\sigma_{step}} \leq Q \leq \sigma_{step}. \quad (3.4.14)$$

a) Performance del CLPC No Ideal

En base al modelo de la Fig. 3-11, cuando el lazo está en régimen se puede derivar la siguiente expresión para la potencia de la señal recibida:

$$S_R^{dB}[m] = A^{dB}[m] - A^{dB}[m-1] + P_{Ref}^{dB} + Q^{dB}[m-1]. \quad (3.4.15)$$

Luego, puesto que el canal varía lentamente y la demora $D.T$ es en general pequeña (alrededor de 1.25 ms), puede verificarse

$$S_R^{dB}[m] \approx P_{Ref}^{dB} + Q^{dB}[m-1]. \quad (3.4.16)$$

Así, cuando el lazo de control de potencia es *estable* (ver (3.4.13)), se verifica que $S_R^{dB}[m]$ resulta una variable aleatoria uniformemente distribuida con media P_{Ref}^{dB} y variancia $[\sigma_{step}^{dB}]^2 / 3$. Luego, la SINR por bit definida por (ver (3.4.16))

$$\gamma_b^{CLPC} \approx \gamma_{Ref} Q \quad (3.4.17)$$

resulta una variable aleatoria con función densidad de probabilidad dada por

$$f_{\gamma_b^{CLPC}}(\gamma_b^{CLPC}) \approx \frac{1}{2 \ln \sigma_{step}} \frac{1}{\gamma_b^{CLPC}}, \quad \frac{\gamma_{Ref}}{\sigma_{step}} \leq \gamma_b^{CLPC} \leq \sigma_{step} \gamma_{Ref}. \quad (3.4.18)$$

Por su parte, la potencia transmitida puede expresarse de la siguiente manera

$$\begin{aligned} S_T^{dB}[m] &= S_R^{dB}[m] - A^{dB}[m] \\ &= -A^{dB}[m-1] + P_{Ref}^{dB} + Q^{dB}[m-1], \end{aligned} \quad (3.4.19)$$

esto es,

$$S_T[m] = \frac{P_{Ref} Q[m-1]}{A[m-1]}. \quad (3.4.20)$$

Luego, la potencia *media* transmitida resulta (por simplicidad de notación se omite el índice temporal m)

$$E\{S_T\} = P_{Ref} E\{Q\} E\left\{\frac{1}{A}\right\}. \quad (3.4.21)$$

De (3.4.21) se concluye que las *imperfecciones* del CLPC originan un incremento en la potencia media de la señal recibida en un factor

$$E\{Q\} = \frac{\sigma_{step} - 1/\sigma_{step}}{2 \ln \sigma_{step}}. \quad (3.4.22)$$

Nótese que la capacidad del sistema (esto es, el número de usuarios activos) también se degrada por este incremento en la potencia media de transmisión. Sin embargo, puesto que $E\{Q\} \approx 1.036$ para $\sigma_{step}^{dB} = 2$ dB (valor máximo adoptado en sistemas prácticos), la reducción del número de usuarios debida al aumento de la potencia media transmitida causado por las imperfecciones del CLPC no es significativa. La cantidad de usuarios va a estar determinada por la probabilidad de error de bloque resultante. Precisamente, a continuación se analiza la probabilidad de error de bloque \overline{P}_B del sistema con el CLPC según el modelo descrito previamente. La obtención de una expresión cerrada para \overline{P}_B en transmisiones con CLPC resulta muy difícil. Sin embargo, cuando el lazo de control de potencia es estable, es posible derivar un límite teórico superior para \overline{P}_B .

Límite Superior: Suponiendo que el CLPC es estable y que γ_b^{CLPC} es constante dentro de un bloque de información, se obtiene el siguiente límite:

$$\overline{P}_B^{upp} = \int_0^{\infty} P_B(\gamma_b^{CLPC}) f_{\gamma_b^{CLPC}}(\gamma_b^{CLPC}) d\gamma_b^{CLPC}, \quad (3.4.23)$$

donde $P_B(\gamma)$ es la probabilidad de error de bloque del codificador de canal en canales AWGN y $f_{\gamma_b^{CLPC}}(\gamma_b^{CLPC})$ es la función densidad de γ_b^{CLPC} dada por (3.4.18). En situaciones reales, S_R (o γ_b^{CLPC}) varía dentro de un bloque lo cual (juntamente con la presencia del entrelazador) origina diversidad temporal. Por este motivo se concluye que (3.4.23) constituye un límite *superior* para \overline{P}_B (esto es, $\overline{P}_B \leq \overline{P}_B^{upp}$). De (3.4.18) nótese además que

$$\lim_{\sigma_{step} \rightarrow 1} f_{\gamma_b^{CLPC}}(\gamma_b^{CLPC}) = \delta(\gamma_{Ref}), \quad (3.4.24)$$

por lo tanto

$$\lim_{\sigma_{step} \rightarrow 1} \overline{P_B^{upp}} = P_B(\gamma_{Ref}). \quad (3.4.25)$$

b) Resultados Numéricos y Discusión

La Fig. 3-14 presenta la probabilidad media de error de bloque $\overline{P_B}$ en función del paso de ajuste, σ_{step}^{dB} . Se utilizan los parámetros del enlace directo definidos en la subsección 3.4.3. Se incluyen curvas para transmisión sin y con entrelazado. En este último caso se adopta el sistema de entrelazado recomendado por el estándar IS-95. Se selecciona P_{Ref} de tal manera de obtener $\overline{P_B}=0.01$ ($\gamma_{Ref} \approx 1.79$ para el codificador convolucional CC(2,1,9)). Se presentan resultados de simulaciones para $L=1$ y 3, así como el límite superior definido por (3.4.23). De la Fig. 3-14 se verifica que la performance mejora a medida que σ_{step}^{dB} disminuye (ver (3.4.25)) y cuando el sistema de transmisión incorpora entrelazador. Sin embargo, estas mejoras no se materializan cuando $L=1$ ya que el sistema no resulta estable (en este caso, Q no tiene distribución uniforme por lo que el límite superior no es válido). De todas maneras, la performance del CLPC para $L=1$ y 3 con entrelazado resultan similares para $\sigma_{step}^{dB} > 1$ dB.

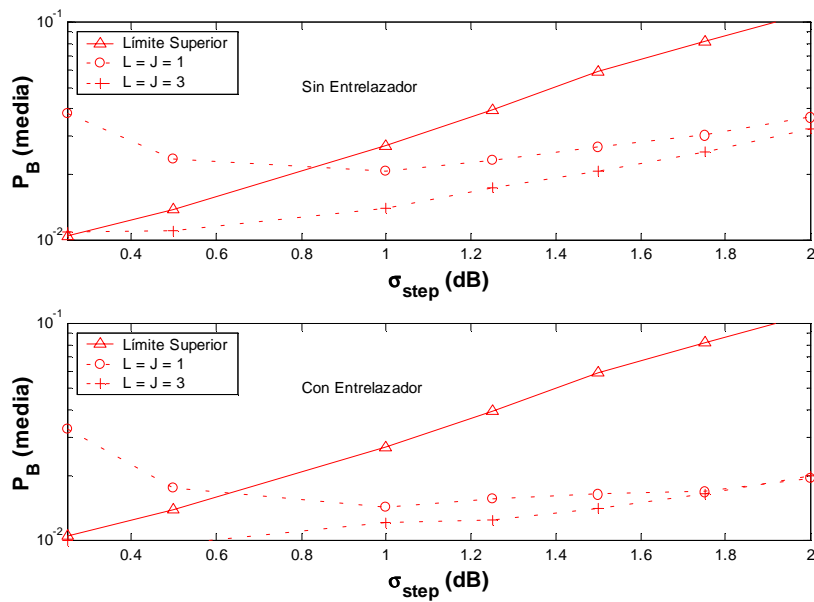


Figura 3-14: Probabilidad de error media $\overline{P_B}$ en función del paso de ajuste, σ_{step}^{dB} en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT=0.04$).

En definitiva, en base a los resultados obtenidos puede concluirse que los efectos de las imperfecciones del esquema de control de potencia en lazo cerrado no son importantes en transmisiones por canales con desvanecimiento lento cuando se incluye entrelazado y $\sigma_{step}^{dB} \geq 1$ dB (el canal se comporta *prácticamente* como un canal AWGN). Por este motivo, las conclusiones obtenidas en la subsección 3.4.1 son aplicables a este escenario de transmisión.

3.5 Caracterización del Canal de Transmisión

En base a los resultados obtenidos en este capítulo, a continuación se realiza un resumen con las principales características de las distintas condiciones de transmisión existentes en DS-CDMA y consideradas de interés en este trabajo. El objetivo es definir el comportamiento del canal de transmisión, para de esa manera poder elaborar en los siguientes capítulos técnicas adecuadas de protección de las señales de vídeo comprimido.

3.5.1 Canales con Desvanecimiento Lento

a) Enlace Directo

La performance del enlace directo en canales con desvanecimiento lento resulta seriamente degradada como consecuencia del mal comportamiento del sistema codificador (errores en ráfagas). Para reducir esta degradación es necesario, no sólo proveer diversidad de camino (por ejemplo, por medio de antenas distribuidas), sino además:

- usar esquemas para el control de potencia en lazo cerrado y/ó
- realizar cancelación de interferencia de la señal piloto (la cual emplea casi el 20% de la potencia total transmitida por la estación base).

Lamentablemente, los sistemas celulares DS-CDMA actualmente difundidos (como es el caso de IS-95B) *no* emplean CLPC en el enlace directo. Teniendo en cuenta que los abonados a estos sistemas representan un elevado porcentaje de potenciales usuarios de servicios multimedio, se infiere que el diseño de algoritmos de robustecimiento para la transmisión confiable de vídeo resulta de *gran interés*. En particular, este interés se acentúa si se tiene en cuenta que en la literatura técnica se han publicado muy pocos algoritmos de protección para este escenario de transmisión.

b) Enlace Inverso

Al igual que el enlace anterior, la performance resulta seriamente afectada por los profundos y largos desvanecimientos de la señal recibida. Sin embargo, todos los sistemas

CDMA emplean en el enlace inverso controles de potencia de lazo cerrado, por lo que el comportamiento del mismo mejora sustancialmente comparado con el enlace directo. Se pueden obtener mejoras adicionales por medio de técnicas de *detección multiusuario*, las cuales permiten minimizar la interferencia ocasionada por los usuarios de la misma celda [Verdú98]. Es importante destacar que la implementación de estos detectores multiusuarios en el enlace directo resulta limitada principalmente por la complejidad requerida, lo que impide su incorporación en las “modestas” estaciones móviles.

3.5.2 Canales con Desvanecimiento Rápido

En general, la performance de los dos enlaces (directo e inverso) en canales con desvanecimiento rápido es sustancialmente superior que en canales con desvanecimiento lento sin CLPC, debido a la ganancia provista por los codificadores convolucionales (en este caso, la correlación entre los errores es pequeña)²². En particular, el enlace inverso presenta un comportamiento inferior que el directo debido principalmente a la excesiva interferencia causada por los usuarios de la misma celda (los cuales no son ortogonales debido a la característica asíncrona del enlace móvil → estación base). Aunque el empleo de CLPC no resulta eficaz en estos canales, la estación base puede mejorar notablemente la performance del enlace inverso por medio de técnicas de detección multiusuario.

3.5.3 Definición de los Escenarios de Transmisión

En base a lo expresado anteriormente, en este trabajo se dividen en dos los escenarios para la transmisión de vídeo:

I) Canales Lentos: este escenario comprende el enlace directo sin CLPC (por ejemplo, IS-95) en canales con desvanecimiento lento. En este caso, la performance del sistema es pobre debido a la aparición de errores en ráfagas que no permiten el “normal” funcionamiento de los sistemas codificadores. Evidentemente, este escenario es el que presenta mayores dificultades para lograr una transmisión confiable de las señales de vídeo, ya que es necesario realizar la transmisión en un ambiente con una tasa de error de bloque relativamente alta (~0.04) con la finalidad de permitir un número razonable de usuarios activos.

II) Canales Rápidos: en este escenario se incluyen: (i) la transmisión en canales con variaciones rápidas y (ii) la transmisión en canales con desvanecimiento lento y con CLPC. En ambos casos, existe una significativa mejora respecto al anterior ya que los errores producidos por el canal

²² Las imperfecciones de los estimadores de las ganancias del canal en transmisiones por canales con desvanecimiento rápido no se consideran en este análisis.

prácticamente no están correlacionados (en este caso, la capacidad del sistema codificador para proteger la información mejora notablemente). Por este motivo, a diferencia del escenario anterior, la elaboración de las técnicas de protección resulta “menos compleja” ya que es posible tener simultáneamente una tasa de error pequeña (~ 0.01) juntamente con una capacidad del sistema razonable (número de usuarios activos).

3.6 Conclusiones

En este capítulo se realizó un detallado análisis de la performance de los dos enlaces existentes en un sistema CDMA. Se evaluó el comportamiento del sistema en función del número de usuarios activos, número de fingers del receptor RAKE y la velocidad de variación del canal. Los resultados presentados demostraron que la performance del enlace directo resulta seriamente degradada en canales con desvanecimiento lento (este problema se acentúa cuando el orden de diversidad de camino disminuye). Con la finalidad de mejorar la performance del sistema en transmisiones por canales con variaciones lentas, se introdujo un nuevo esquema receptor [Hueda01e]. La nueva aproximación permite mejorar sustancialmente la performance del enlace directo cuando el canal varía lentamente y no existe diversidad de camino. Además, se han analizado en detalle los efectos del control de potencia de lazo cerrado. Los resultados obtenidos demostraron que los controles de potencia permiten obtener tasas de error pequeñas con un número razonable de usuarios activos. Finalmente, en base a todo el estudio realizado, se definieron los dos escenarios de transmisión que serán investigados en el resto de este trabajo.

Aunque los resultados presentados en este capítulo definen perfectamente las principales características del canal de transmisión, el análisis de servicios multimedia sobre estos sistemas resulta sumamente difícil por la complejidad de los mismos²³. Por este motivo, es necesario derivar nuevas aproximaciones teóricas que permitan modelar con simplicidad y exactitud el canal de transmisión. Esto se realiza en el Capítulo 4.

²³ El uso de simulaciones en computadora del sistema completo requiere excesiva cantidad de cálculo por lo que resulta altamente ineficiente.

Capítulo 4

Modelado del Canal Transmisión DS-CDMA

En este capítulo se introducen nuevas aproximaciones teóricas para describir el comportamiento del proceso de error de bloques en transmisiones por redes celulares DS-CDMA. Específicamente, se muestra que el estado del bloque de dato recibido puede modelarse con una cadena de Markov de primer orden, tanto en canales lentos como rápidos. La exactitud de la aproximación Markoviana se investiga utilizando nuevas métricas teóricas, las cuales resultan superiores en eficiencia y precisión respecto a los criterios utilizados hasta el momento. Aunque los modelos de Markov ya han sido usados en trabajos previos, la aproximación propuesta en esta Tesis presenta importantes aspectos originales ya que incluye la presencia de receptores RAKE con MRC y CC con detección blanda.

4.1 Introducción

El primer problema que encuentran los diseñadores e investigadores en el estudio de transmisiones multimedio es la complejidad del sistema de comunicación. Como resultado de la naturaleza altamente elaborada de los sistemas CDMA, un estudio analítico exacto de servicios multimedio sobre estos sistemas resulta sumamente difícil. Una alternativa posible para realizar el análisis de la transmisión de servicios multimedio son las simulaciones por computadora del sistema completo. Sin embargo, esta metodología resulta computacionalmente compleja y no permite efectuar un estudio eficiente de la performance. Al mismo tiempo, la simulación puede requerir tomar en cuenta efectos de protocolos de capas superiores (por ejemplo, esquemas de repetición automática de paquetes) lo que complica aun más el estudio. En general, cuando se requiere que un simulador maneje información de la capa física (como, por ejemplo, un modelo detallado del canal) simultáneamente con información de la capa de protocolos (implicando en muchos casos diferentes escalas de tiempo), la complejidad se hace rápidamente inmanejable. Aunque existen en la literatura modelos matemáticos simples

que permiten describir el comportamiento del canal, hasta el momento no se han publicado modelos que incluyan dos componentes fundamentales en la arquitectura de los sistemas DS-CDMA: (i) el receptor RAKE con combinador de razón máxima (MRC) y (ii) el detector de Viterbi con decisiones blandas.

La transmisión en sistemas CDMA se realiza en bloques de bits, lo cual motiva la necesidad de modelos a *nivel de bloques*. Trabajos previos han mostrado que la transmisión de paquetes sobre canales de radio puede ser eficientemente modelada por un proceso de Markov de primer orden [Liu97], [Turin98a], [Turin99], [Zorzi97a]. En estas contribuciones se han considerado sistemas de comunicaciones con códigos bloques, CC con decisiones duras y diversidad con combinador de selección. Sin embargo, no se han investigado hasta el momento modelos a nivel de bloque para sistemas DS-CDMA usando: (i) receptor RAKE con MRC, (ii) CC con decisiones blandas y (iii) entrelazado no ideal (propio de transmisiones por canales lentos). Debido a los importantes efectos de estos elementos sobre la performance del sistema, es preciso derivar nuevas aproximaciones para analizar transmisiones multimedio sobre sistemas DS-CDMA.

En este capítulo se investiga el comportamiento de los errores de bloques en transmisiones por redes celulares DS-CDMA en canales lentos y rápidos. En base a un nuevo análisis de validación, se demuestra que el proceso de error de bloques puede modelarse por cadenas de Markov de primer orden. El modelo propuesto en esta Tesis presenta importantes aspectos originales con respecto a trabajos anteriores ya que incluye la presencia de receptores RAKE con MRC y CC con detección blanda. El presente capítulo está organizado de la siguiente manera. En las Secciones 4.2 y 4.3 se investiga el proceso de error de bloques en canales lentos y rápidos, respectivamente. En la Sección 4.4 se introduce un nuevo método para establecer la validez de la aproximación Markoviana para el proceso de error de bloques. En la Sección 4.5 se incluyen y discuten resultados numéricos, mientras que en la Sección 4.6 se presentan las conclusiones del capítulo.

4.2 Modelado del Proceso de Error de Bloques con Cadenas de Markov en Canales Lentos

Numerosos trabajos han mostrado que el proceso *éxito/falla* en la transmisión de bloques de datos sobre canales de radio puede ser eficientemente modelado por cadenas de Markov de primer orden (CM1O) [Zorzi97b], [Babich00b]. Por ejemplo, el modelo de Markov con dos estados investigado en [Zorzi97b] constituye una excelente solución en lo que respecta a exactitud y complejidad. Este modelo se denomina *modelo de Markov de bloques* (*Block Markov Model – BMM*). Los parámetros del BMM se estiman suponiendo que el proceso de error de bloques aproxima al modelo de umbral (*Threshold*

Model - TM) (ver 3.4.12). En [Babich00b] se demostró que esta aproximación resulta válida para tamaños de paquetes *grandes*.

Una posible alternativa para describir directamente la naturaleza de los errores de bloques es a través de modelos ocultos de Markov (*Hidden Markov Models - HMMs*) [Turin98b]. Un caso especial es aquel donde los estados del canal se modelan por una cadena de Markov y los bloques se tratan como la secuencia de observación [Zorzi97a]. Esta aproximación se conoce como *modelo de Markov de estado del canal (Channel-State Markov Model - CSMM)*.

En esta sección se investiga la relación entre los dos modelos de Markov (BMM y CSMM) en transmisiones por canales lentos. Se demuestra que el comportamiento Markoviano del proceso de error de bloques puede derivarse directamente del CSMM, independientemente de la prueba utilizada en [Zorzi97b], [Babich00b]. Se presenta además un nuevo método para estimar los parámetros del BMM, el cual se basa en el CSMM. La nueva aproximación es general y puede utilizarse con cualquier sistema de codificación y técnica de diversidad. Aunque sería posible realizar el análisis del proceso de error de bloques directamente con el CSMM, se muestra que la adopción del BMM provee una gran simplificación del análisis con una excelente exactitud. Por lo tanto, en la metodología propuesta en esta Tesis, el BMM constituye la principal herramienta de caracterización del canal mientras que el CSMM representa simplemente una técnica para estimar los parámetros del BMM.

4.2.1 Modelo de Markov de Bloques (BMM)

Sea β_i el proceso binario tal que $\beta_i = 1$ si el bloque de datos recibido tiene al menos un bit con error y $\beta_i = 0$ en caso contrario. En [Zorzi97b] se mostró que los errores de bloques en transmisiones por canales de radio pueden describirse por una CM10 (o BMM), con matriz de transición dada por

$$M(x) = M(1)^x, \quad (4.2.1)$$

con

$$M(1) = \begin{bmatrix} p & q \\ r & s \end{bmatrix}, \quad (4.2.2)$$

$$M(x) = M^x(1) = \begin{bmatrix} p(x) & q(x) \\ r(x) & s(x) \end{bmatrix}. \quad (4.2.3)$$

$p(x) = 1 - q(x)$ [$r(x) = 1 - s(x)$] representa la probabilidad que la transmisión del bloque en el instante i sea correcta, dado que la transmisión en el instante $i-x$ fue correcta (incorrecta). Puede verificarse que $1/r$ representa el largo medio de las ráfagas de bloques con error [Zorzi97b].

Las propiedades del sistema están completamente caracterizadas por la matriz $M(1)$. En particular, la probabilidad marginal que un paquete esté con error ($\overline{P}_B = \Pr\{\beta_i = 1\}$) está dada por

$$\overline{P}_B = \frac{q}{q+r}. \quad (4.2.4)$$

Además, se verifica que

$$r = 1 - \frac{P(1,1)}{\overline{P}_B}, \quad (4.2.5)$$

donde $P(1,1)$ es la probabilidad de que dos bloques consecutivos lleguen con error (esto es, $P(1,1) = \Pr\{\beta_i = 1, \beta_{i-1} = 1\}$).

4.2.2 Modelo de Markov de Estado del Canal (CSMM)

El CSMM es equivalente a la cadena de Markov con múltiples estados propuesta por Wang en [Wang95]. Sea γ la SINR a la salida del combinador. El rango de γ se divide en un número finito de intervalos Φ , limitados por los puntos $0 = \gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_{\Phi+1} = \infty$. Si el valor de la SINR en el instante i (γ_i) está en el intervalo $s_n = [\gamma_n, \gamma_{n+1})$ se asigna al canal el estado $s_i = s_n$. Sea $\mathbf{S} = \{s_j\} j=1,2,\dots,\Phi$ el conjunto de estados del CSMM. $P(s_l | s_n)$ es la probabilidad de transición del estado $s_{i-1} = s_n$ al $s_i = s_l$, y $P(s_n)$ representa la probabilidad del estado $s_i = s_n$, el cual tiene asociado una probabilidad de error de bloque $\varepsilon(s_n)$. El CSMM está completamente caracterizado por $\varepsilon(s_n)$, $P(s_n)$, y $P(s_l | s_n)$, los cuales pueden estimarse en transmisiones por canales lentos de (C.3), (C.4) y (C.6) en el Apéndice C, respectivamente.

4.2.3 Relación entre los dos Modelos

A continuación se muestra que en el caso de transmisiones por canales lentos, la propiedad Markoviana del proceso β_i puede derivarse directamente del CSMM. Para esto, se analiza la probabilidad conjunta del proceso β_i en función de los estados del CSMM:

$$\begin{aligned}
 P(\hat{\beta}_i, \hat{\beta}_{i-1}, \hat{\beta}_{i-2}) &= \Pr\left\{\beta_i = \hat{\beta}_i, \beta_{i-1} = \hat{\beta}_{i-1}, \beta_{i-2} = \hat{\beta}_{i-2}\right\} \\
 &= \sum_{\mathfrak{s}, \mathfrak{s}_m, \mathfrak{s}_i \in \mathbf{S}} \Pr\left\{\beta_i = \hat{\beta}_i | s_i = \mathfrak{s}_i\right\} \Pr\left\{\beta_{i-1} = \hat{\beta}_{i-1} | s_{i-1} = \mathfrak{s}_m\right\} \\
 &\quad \cdot \Pr\left\{\beta_{i-2} = \hat{\beta}_{i-2} | s_{i-2} = \mathfrak{s}_n\right\} \Pr\{s_i = \mathfrak{s}_i, s_{i-1} = \mathfrak{s}_m, s_{i-2} = \mathfrak{s}_n\},
 \end{aligned} \tag{4.2.6}$$

con $\hat{\beta}_i \in \{0,1\} \forall i$, y $\Pr\{\beta_i = 1 | s_i = \mathfrak{s}_j\} = \varepsilon(\mathfrak{s}_j)$. En forma similar a [Babich00b], se ha encontrado que la curva de probabilidad de error de bloque para CC en canales Gaussianos es aproximadamente 1 hasta un cierto valor de la SINR (γ_N) y luego cae rápidamente a cero (esta aproximación es más exacta a medida que aumenta el tamaño de los bloques de información aumenta). Puesto que el canal varía lentamente, y suponiendo un número de estados del CSMM (Φ) suficientemente grande, es posible verificar

$$\begin{aligned}
 \Pr\{\beta_i = 0 | s_i = \mathfrak{s}_j\} &\approx \begin{cases} 1 & \mathfrak{s}_j \in \mathbf{S}_0 \quad \mathbf{S}_0 = \{\mathfrak{s}_{N+1}, \dots, \mathfrak{s}_\Phi\} \subset \mathbf{S} \\ 0 & \mathfrak{s}_j \notin \mathbf{S}_0 \end{cases}, \\
 \Pr\{\beta_i = 1 | s_i = \mathfrak{s}_j\} &\approx \begin{cases} 1 & \mathfrak{s}_j \in \mathbf{S}_1 \quad \mathbf{S}_1 = \{\mathfrak{s}_1, \mathfrak{s}_2, \dots, \mathfrak{s}_N\} \subset \mathbf{S} \\ 0 & \mathfrak{s}_j \notin \mathbf{S}_1 \end{cases},
 \end{aligned} \tag{4.2.7}$$

donde \mathfrak{s}_N es el estado correspondiente al valor de γ_N . Es de destacar que (4.2.7) es equivalente al modelo de umbral usado en [Zorzi97b]. Usando (4.2.7) en (4.2.6) se obtiene

$$P(\hat{\beta}_i, \hat{\beta}_{i-1}, \hat{\beta}_{i-2}) \approx \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^\wedge, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^\wedge, s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}^\wedge\right\}. \tag{4.2.8}$$

Por otro lado, usando un análisis similar puede demostrarse que

$$P(\hat{\beta}_{i-2}, \hat{\beta}_{i-1}) \approx \Pr\left\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}^\wedge, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^\wedge\right\}, \tag{4.2.9}$$

$$P(\hat{\beta}_i | \hat{\beta}_{i-1}) \approx \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^\wedge \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^\wedge\right\}. \tag{4.2.10}$$

En el Apéndice E se demuestra que la expresión (4.2.8) puede ser escrita como

$$P(\hat{\beta}_i, \hat{\beta}_{i-1}, \hat{\beta}_{i-2}) \approx \Pr\left\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}^\wedge, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^\wedge\right\} \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^\wedge \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^\wedge\right\}. \tag{4.2.11}$$

Así, en base a (4.2.9), (4.2.10) y (4.2.11) se concluye que

$$P(\hat{\beta}_i, \hat{\beta}_{i-1}, \hat{\beta}_{i-2}) \approx P(\hat{\beta}_{i-2}, \hat{\beta}_{i-1}) P(\hat{\beta}_i | \hat{\beta}_{i-1}). \tag{4.2.12}$$

Esta expresión establece que el proceso de error de bloque β_i en transmisiones por canales lentos es *aproximadamente Markoviano* (esto es, puede adoptarse el BMM

para describir β_i) [Cover91]. Además, el análisis presentado muestra que ambos modelos de Markov (BMM y CSMM) son consistentes.

4.2.4 Estimación de los Parámetros del BMM usando el CSMM

La matriz de transición del BMM definida por (4.2.1) está completamente caracterizada por $\overline{P_B}$ y $P(1,1)$. Cuando se usa el TM, los parámetros se obtienen de

$$\overline{P_B} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1\} = \sum_{s_n \in \mathbf{S}_1} P(s_n), \quad (4.2.13)$$

$$P(1,1) \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} = \sum_{s_n, s_l \in \mathbf{S}_1} P(s_l | s_n) P(s_n). \quad (4.2.14)$$

Es de destacar que estas expresiones coinciden con las encontradas por Babich y Lombardi en [Babich00b]. El TM resulta inexacto para tamaños de bloques pequeños [Babich00b]²⁴. Por este motivo, la aproximación del TM no puede adoptarse para modelar la transmisión de bloques en numerosos sistemas CDMA donde se emplean tamaños pequeños de paquetes (por ejemplo, en IS-95 pueden transmitirse paquetes de 96 ó 192 bits) [Hueda01b]. En este caso, y en base a la relación entre BMM y CSMM definida por (4.2.6), los parámetros del BMM pueden estimarse de las siguientes expresiones:

$$\overline{P_B} = \sum_{s_n \in \mathbf{S}} \varepsilon(s_n) P(s_n), \quad (4.2.15)$$

$$P(1,1) = \sum_{s_n, s_l \in \mathbf{S}} \varepsilon(s_l) \varepsilon(s_n) P(s_l | s_n) P(s_n). \quad (4.2.16)$$

Se ha verificado que para tamaños pequeños de paquetes, la exactitud de la aproximación propuesta en esta Tesis es sustancialmente superior a la provista por el TM [Hueda01b]. Para tamaños de paquetes grandes se cumple la relación (4.2.7), por lo tanto (4.2.15) y (4.2.16) se reducen a (4.2.13) y (4.2.14), respectivamente (esto es, la nueva aproximación resulta equivalente al TM).

Es importante destacar que el análisis de performance en principio puede realizarse directamente con el CSMM. Sin embargo, existen algunas ventajas que motivan la adopción del BMM. Estas ventajas surgen de la gran simplicidad del BMM en el caso de transmisiones sobre canales lentos. Por ejemplo, el número (medio) de estados del CSMM es aproximadamente $\Phi = 50$. Por lo tanto, el número de parámetros que definen el CSMM resulta 150 (100 para $\Pr\{s_i = s_l | s_{i-1} = s_n\}$ y 50 para

²⁴ Aunque el análisis presentado en la subsección 4.2.3 supone que el proceso de error de bloque es equivalente al TM (ver (4.2.7)), resultados numéricos derivados de (4.2.6) (no incluidos en esta informe) han mostrado que (4.2.12) es válido todavía para tamaños de paquetes pequeños. Sin embargo, en este caso es difícil obtener expresiones analíticas simples como las definidas por (4.2.7) a (4.2.10).

$\Pr\{\hat{\beta}_i = \beta_i | s_i = \hat{s}_i\}$). Cuando se compara este valor con los *dos* parámetros requeridos por el BMM ($\overline{P_B}$ y r) se comprueba la gran ventaja que ofrece la adopción del BMM. Otra ventaja es que los estados son observables y tienen un simple significado físico: si la tasa de error y el largo medio de las ráfagas de bloques con error son conocidos, la matriz de transición del BMM puede ser definida completamente [Zorzi97b].

4.2.5 Resultados Numéricos y Discusión

A continuación se investiga la exactitud del método de estimación de parámetros definido por (4.2.15) y (4.2.16). Se suponen las siguientes condiciones de funcionamiento:

- $f_d BT = 0.04$.
- Velocidad de transmisión: 9600 bps.
- Cantidad de bits por bloque: 192.
- Codificador convolucional (2,1,9) (ver el Capítulo 2 para más detalles).
- Receptor RAKE con MRC y demodulación coherente.

En la Fig. 4-1 se presenta el largo medio de las ráfagas de bloques con error ($1/r$) en función de la probabilidad media de error de bloque ($\overline{P_B}$) para $L = 1, 2, 3$ y 4 *fingers*. Se presentan resultados de simulaciones y teóricos. En este último caso, se considera (i) el método de estimación de parámetros propuesto en este trabajo (ver (4.2.15) y (4.2.16)), así como (ii) el tradicional TM (ver (4.2.13) y (4.2.14)) [Babich00b]. Se observa la excelente proximidad entre los valores experimentales y los obtenidos con el nuevo método de estimación. Además, se verifica que los resultados obtenidos del TM resultan inexactos debido a que el tamaño del bloque (192 bits) no es suficientemente grande para que el TM aproxime con precisión al proceso β_i [Hueda01b].

Aunque los resultados presentados muestran la buena exactitud del método de estimación de parámetros propuesto en esta Tesis, debe tenerse en cuenta que la validez de la aproximación Markoviana del proceso de error de bloque fue derivada suponiendo que los estados del canal forman una cadena de Markov de primer orden (ver subsección 4.2.2). Si bien esto se cumple en forma aproximada para velocidades de variaciones del canal *muy* lentas ($f_d BT < 0.005$), se ha demostrado que para los valores considerados en este trabajo ($f_d BT = 0.04$) la aproximación Markoviana de primer orden para los estados del canal puede resultar inexacta [Tan98], [Babich00a].

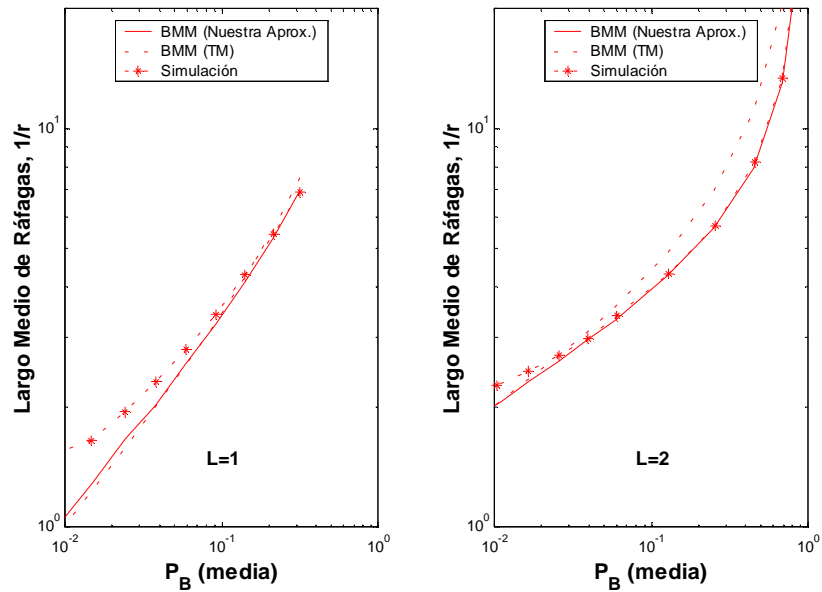


Figura 4-1: Largo medio de ráfagas de bloques con error en función de la probabilidad de error de bloque media en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$).

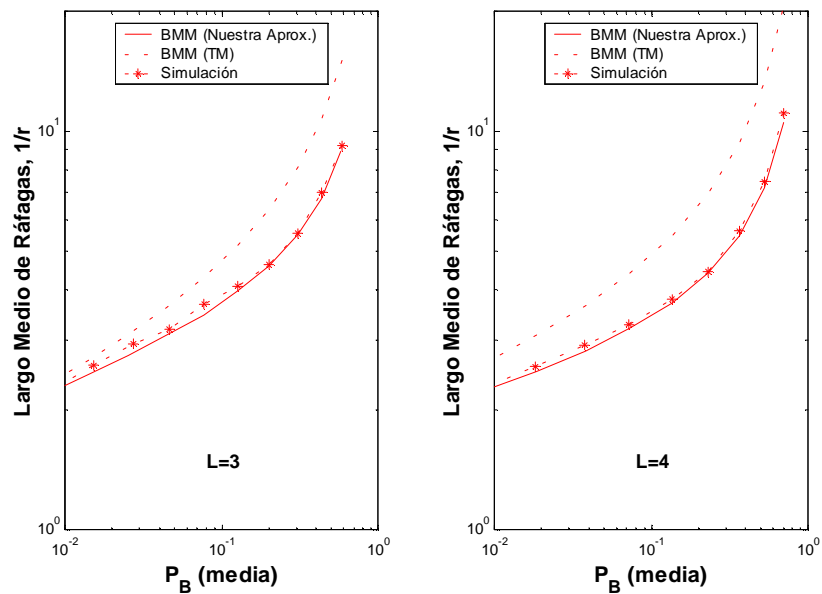


Figura 4-1(cont.): Largo medio de ráfagas de bloques con error en función de la probabilidad de error de bloque media en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$).

Es necesario destacar además que los resultados de la Fig. 4-1 no son suficientes para asegurar que el proceso de error de bloque es una CM1O (pueden existir numerosos procesos que aproximen bien *solamente* la probabilidad marginal de error y la probabilidad de dos bloques consecutivos con error). Por lo tanto, se necesita realizar alguna prueba adicional que permita verificar la exactitud de la CM1O para describir al proceso β_i . En este sentido, el coeficiente de autocorrelación definido por

$$\rho_{coef}[k] = \frac{E\{\beta_i \beta_{i+k}\} - E\{\beta_i\}E\{\beta_{i+k}\}}{E\{\beta_i^2\} - E\{\beta_i\}^2} \quad (4.2.17)$$

ha sido usado por Tan para conocer la bondad de la aproximación Markoviana [Tan98]. Puesto que el proceso β_i es binario, de (4.2.3) puede obtenerse

$$\rho_{coef}[k] = \frac{s(k) - \overline{P_B}}{1 - \overline{P_B}}, \quad (4.2.18)$$

donde $s(k)$ es la probabilidad que el bloque en el instante $i+k$ esté con error dado que el bloque en el instante i también fue recibido con error.

En la Fig. 4-2 se presenta el largo medio de las ráfagas de bloques con error en función de $\overline{P_B}$, y el coeficiente de autocorrelación $\rho_{coef}[k]$ para $L = 1$.

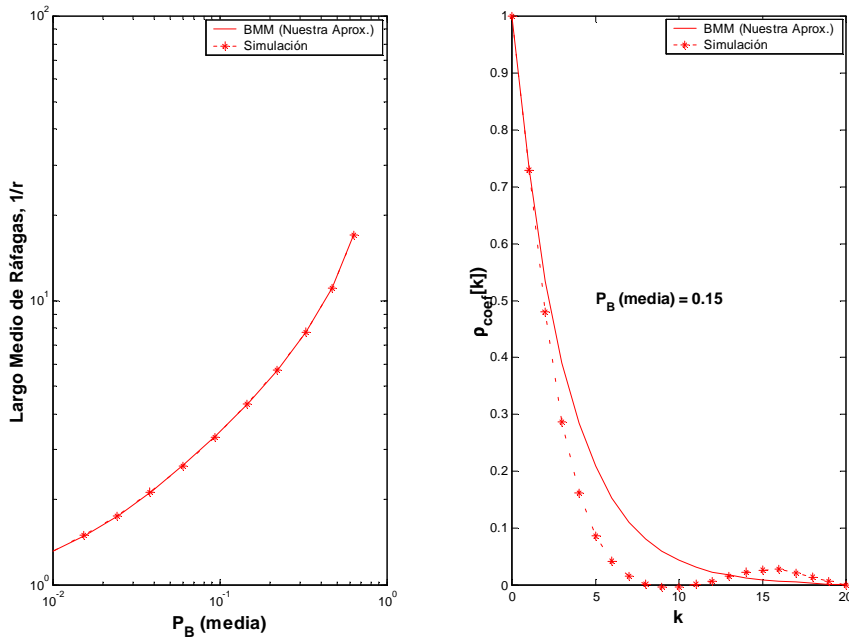


Figura 4-2: Exactitud de la aproximación del proceso de error de bloques por una CM1O ($f_d BT = 0.04$, $L = 1$). El TM es usado para generar los errores de bloques.

Por conveniencia, se utiliza el TM para generar el proceso de error de bloque (de esta manera, los parámetros de la CM10 pueden obtenerse analíticamente en forma exacta [Zorzi97b], por lo que no se generan errores adicionales debido a posibles inexactitudes del método de estimación [Babich00b], [Hueda01b])²⁵. De la Fig. 4-2 se verifica que, aunque la exactitud del BMM en lo referido al largo medio de las ráfagas de bloques con error ($1/r$) es *muy buena*, la función de autocorrelación $\rho_{coef}[k]$ obtenida de simulaciones difiere de la derivada con la CM10. Así, se concluye que los resultados mostrados en la Fig. 4-1 no son suficientes para garantizar la validez de la adopción de una CM10 para describir el proceso de error de bloque, por lo que es necesario recurrir a métodos auxiliares de verificación. Precisamente, en la Sección 4.4 se propone un nuevo método de validación.

4.3 Modelado del Proceso de Error de Bloques con Cadenas de Markov en Canales Rápidos

En el caso de transmisiones por canales con desvanecimiento rápido o en canales con desvanecimiento lento que incorporan CLPC (“canales rápidos”), el proceso de error de bloques resulta aproximadamente no correlacionado. Esto sugiere que en estos canales *podría* adoptarse un proceso sin memoria para modelar los errores de bloques (en la próxima sección se investiga en forma detallada la validez de esta aproximación). En este caso, el único parámetro que se precisa para definir el modelo es $\overline{P_B}$ (esto es, $P(1,1) = P^2(1) = (\overline{P_B})^2$), el cual puede obtenerse de un análisis teórico (muy difícil en el caso de CC) o de simulaciones en computadora.

4.4 Validez de la Aproximación Markoviana

Los trabajos existentes adoptan una métrica construida en base a conceptos de teoría de información [Wang96] para demostrar que el BMM (CM10) es suficientemente preciso para modelar el proceso de error de bloques. Sin embargo, en [Tan98] se demostró que aun cuando el criterio propuesto en [Wang96] fuera satisfecho, no puede concluirse que modelos de Markov de mayor orden no se comporten significativamente mejor que una CM10. Algunas métricas adicionales han sido propuestas recientemente para determinar la *bondad* de la aproximación Markoviana [Babich00b], [Tan98]. Por ejemplo, en [Tan98] se usó un análisis estocástico basado en la función de autocorrelación, mientras que en [Babich00b] se emplearon pruebas estadísticas para evaluar la posibilidad de disminuir el orden de una cadena de Markov de un orden

²⁵ Es de destacar que este análisis no incluye codificación convolucional ni diversidad.

predeterminado. En esta Tesis se introduce un nuevo criterio para evaluar la exactitud de la aproximación del proceso de error de bloque por una CM1O [Hueda02b]. La nueva aproximación está basada en nuevas métricas y, a diferencia de los trabajos anteriores, puede emplearse eficientemente para: (i) explorar la exactitud de la aproximación Markoviana de primer orden, y (ii) determinar la memoria requerida por una cadena de Markov para modelar con exactitud los errores de bloques en la transmisión.

4.4.1 Criterio de la Mutua Información

En [Zorzi97b] se han empleado conceptos de *mutua información* para mostrar que el estado de la transmisión en el bloque previo (β_{i-1}) posee casi toda la información sobre β_i contenida en las muestras pasadas. Específicamente, sea $I(\beta_i; \beta_{i-1} \beta_{i-2})$ la mutua información media entre β_i y las dos transmisiones pasadas β_{i-1} y β_{i-2} . Puede verificarse que

$$I(\beta_i; \beta_{i-1} \beta_{i-2}) = I(\beta_i; \beta_{i-1}) + I(\beta_i; \beta_{i-2} | \beta_{i-1}), \quad (4.4.1)$$

donde $I(\beta_i; \beta_{i-1})$ es la información sobre β_i contenida en β_{i-1} , e $I(\beta_i; \beta_{i-2} | \beta_{i-1})$ es la información residual sobre β_i contenida en β_{i-2} con β_{i-1} conocido [Cover91]. Una medida de la bondad de la aproximación Markoviana de primer orden fue dada en [Wang96] en términos de

$$\zeta = \frac{I(\beta_i; \beta_{i-2} | \beta_{i-1})}{I(\beta_i; \beta_{i-1})}. \quad (4.4.2)$$

Si $\zeta \ll 1$, la importancia relativa del numerador es pequeña respecto al denominador lo cual implica que, después que β_{i-1} es conocido, la información adicional sobre β_i contenida en β_{i-2} es despreciable. Este resultado sugiere que el comportamiento de los errores de bloque puede modelarse eficientemente por una cadena de Markov de primer orden. Sin embargo, en [Tan98] se mostró que aun cuando

$$\zeta = 0,$$

no puede concluirse que modelos de Markov de mayor orden no representan una mejor aproximación que CM1O (dicho de otra manera, $\zeta = 0$ no implica que el proceso β_i sea una CM1O). Esto se debe a que el criterio de Wang está basado en (4.4.1) en lugar de

$$I(\beta_i; \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty}) = I(\beta_i; \beta_{i-1}) + I(\beta_i; \beta_{i-2} | \beta_{i-1}) + I(\beta_i; \beta_{i-3} | \beta_{i-1} \beta_{i-2}) + \dots \quad (4.4.3)$$

4.4.2 Nuevo Criterio de Verificación

En base a la observación de Tan dada por (4.4.3), a continuación se derivan nuevas métricas para la verificación de la aproximación Markoviana para el proceso de error de bloque [Hueda02b]. Para esto, (4.4.3) se expresa como

$$I(\beta_i; \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty}) = H(\beta_i) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty}), \quad (4.4.4)$$

donde $H(\cdot)$ representa la función entropía [Cover91]. Luego, se define la siguiente métrica

$$\lambda = \frac{I(\beta_i; \beta_{i-1})}{I(\beta_i; \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty})} = \frac{I(\beta_i; \beta_{i-1})}{H(\beta_i) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty})}. \quad (4.4.5)$$

El parámetro λ compara la información sobre β_i contenida en β_{i-1} con la información sobre β_i contenida en todas las muestras pasadas β_{i-k} $k=1, \dots, \infty$. Nótese que el rango de este parámetro es $0 \leq \lambda \leq 1$ y que además crece a medida que la información sobre β_i contenida en $\beta_{i-2}, \dots, \beta_{i-\infty}$ disminuye. En particular, $\lambda = 0$ sí y sólo sí β_i y β_{i-1} son VAs independientes con $I(\beta_i; \beta_{i-1} \dots \beta_{i-\infty}) > 0$, mientras $\lambda = 1$ sí y sólo sí β_i es una cadena de Markov de primer orden [6] (en este caso, la información sobre β_i contenida en todas las muestras pasadas se encuentra en β_{i-1}). Sin embargo, cuando $\lambda < 1$ y $\lambda \rightarrow 1$ no puede asegurarse que el proceso β_i aproxima a una CM1O. Esto se debe a que la métrica λ también tiende a uno cuando las VAs β_i y β_{i-1} están altamente correlacionadas. Teniendo en cuenta que $I(\beta_i; \beta_{i-1} \dots \beta_{i-\infty}) \leq 1$ (β_i es binario) y disminuye a medida que disminuye la correlación de β_i con las muestras pasadas, utilizando (4.4.5) puede inferirse que una cadena de Markov de primer orden será adecuada para aproximar el proceso β_i sí

$$\psi = \frac{\lambda}{I(\beta_i; \beta_{i-1} \dots \beta_{i-\infty})} \gg 1 \quad \lambda < 1. \quad (4.4.6)$$

Es importante destacar que si la condición (4.4.6) es satisfecha, una CM1O puede adoptarse aun cuando λ no tienda a uno. En este caso, la información sobre β_i contenida en todas las muestras pasadas es despreciable, por lo tanto la exactitud de una cadena de Markov de primer orden será razonable (por ejemplo, cuando la probabilidad de error de bloque es pequeña). Por otro lado, si $\lambda < 1$ y ψ no es “suficientemente” grande, el criterio no garantiza si β_i puede ser modelado correctamente por una CM1O, aun cuando $\lambda \rightarrow 1$.

Con la finalidad de tener una medida de la exactitud de un modelo sin memoria para β_i , se propone la siguiente métrica:

$$\delta = \frac{I(\beta_i; \beta_{i-1} \dots \beta_{i-\infty})}{H(\beta_i)} = \frac{H(\beta_i) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \dots \beta_{i-\infty})}{H(\beta_i)}. \quad (4.4.7)$$

Nótese que $\delta = 0$ si y sólo si las variables aleatorias β_i y β_{i+n} son independientes $\forall i, n$, $n \neq 0$ [6]. Luego, de (4.4.7) puede concluirse que el proceso β_i puede ser descrito por un proceso sin memoria sí $\delta \rightarrow 0$. Nótese que este criterio es una generalización del utilizado en [Zorzi97b].

4.4.3 Evaluación de las Nuevas Métricas

Los parámetros λ , ψ y δ no pueden calcularse porque no se conoce $H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty})$. Por este motivo, en la presente Tesis se derivan nuevos límites teóricos que permiten caracterizar el comportamiento de λ , ψ y δ . Estos límites se obtienen del modelo de Markov de estados del canal con memoria m (CSMM- m), el cual es una extensión del presentado en la subsección 4.2.2. En este caso, se supone que la probabilidad del estado s_i depende de las m muestras pasadas ([Turin98b] [Babich98], [Babich00a]), por lo que el canal con desvanecimiento puede ser modelado *exactamente* por una cadena de Markov estacionaria con estados $\mathbf{s}_i = (s_i, s_{i-1}, \dots, s_{i-m+1})$ (esto es, $\Pr\{\mathbf{s}_i | \mathbf{s}_{i-1} \mathbf{s}_{i-2} \dots\} = \Pr\{\mathbf{s}_i | \mathbf{s}_{i-1}\}$). Teniendo en cuenta que β_i es una función del estado \mathbf{s}_i , puede verificarse que [Cover91]:

$$H(\beta_i | \beta_{i-1} \dots \beta_{i-n+1} \mathbf{s}_{i-n}) \leq H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-\infty}) \leq H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n}), \quad (4.4.8)$$

donde n es un número finito y \mathbf{s}_{i-n} es el estado de CSMM- m en el instante $i-n$. Por lo tanto, de (4.4.5) a (4.4.8), se verifica que

$$\lambda \geq \lambda_{\min} = \frac{I(\beta_i; \beta_{i-1})}{H(\beta_i) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \mathbf{s}_{i-n})}, \quad (4.4.9a)$$

$$\psi \geq \psi_{\min} = \frac{\lambda_{\min}}{H(\beta) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \mathbf{s}_{i-n})}, \quad (4.4.9b)$$

$$\delta \leq \delta_{\max} = \frac{H(\beta) - H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \mathbf{s}_{i-n})}{H(\beta_i)}. \quad (4.4.9c)$$

El cálculo de (4.4.9) puede resultar complejo cuando el número de estados \mathbf{s}_i dado por Φ^m (Φ es el número de estados de CSMM-1) es grande. Este problema puede simplificarse adoptando un valor de n suficientemente grande (por ejemplo, $n \geq m$). En

este caso, y teniendo en cuenta que β_i depende *principalmente* de la SINR en el instante i (en otras palabras, β_i sólo depende de s_i), se verifica

$$\begin{aligned} H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n+1} \mathbf{s}_{i-n}) &= H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n+1} s_{i-n} s_{i-n-1} \dots s_{i-n-m}) \\ &\approx H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n+1} s_{i-n}), \end{aligned} \quad (4.4.10)$$

con lo cual la complejidad en el cálculo de (4.4.9) se reduce en forma sustancial. En canales con desvanecimiento de Rayleigh se encontró que $n \geq 5$ puede ser adoptado para estimar (4.4.9) con una precisión satisfactoria [Babich98], [Babich00a].

Una limitación intrínseca de los criterios basados en conceptos de teoría de información, es el desconocimiento del *intervalo de confianza* (esto es, la probabilidad de rechazar la hipótesis que β_i es Markoviano cuando esta hipótesis es cierta), que existe una vez conocida la métrica [Babich98]. Se requieren adicionales mediciones para determinar cuando el valor de una métrica basada en teoría de la información es “suficientemente grande o chica” para aceptar el comportamiento Markoviano de β_i . En base a comparaciones de los coeficientes de autocorrelación obtenidos teórica y experimentalmente, en esta Tesis se verificó que sí:

$$\mathbf{C1:} \psi_{min} > 10 \quad \text{ó} \quad \mathbf{C2:} \delta_{max} < 0.02,$$

β_i puede ser modelado con exactitud por una CM10 o un proceso sin memoria, respectivamente.

4.5 Resultados Numéricos y Discusión

4.5.1 Canales Lentos

Utilizando las mismas condiciones de funcionamiento empleadas en la sección anterior (ver subsección 4.2.5), en la Fig. 4-3 se presentan las métricas obtenidas de simulaciones en función de la probabilidad media de error de bloques para $L = 1$ y 3. En ambos casos, puede verificarse que C2 *no* se cumple en todo el rango analizado de $\overline{P_B}$. Sin embargo, se observa que C1 se cumple para $\overline{P_B} < 0.04$, por lo que puede adoptarse una CM10 para modelar el proceso de error de bloques.

En la Fig. 4-4 se presenta el coeficiente de autocorrelación $\rho_{coef}[k]$ para $L = 1$ y 3 con $\overline{P_B} = 0.025$. Como era de esperarse, se verifica la buena exactitud de la CM10 para aproximar el proceso β_i . De lo expuesto se concluye que el proceso de error de bloque en transmisiones por canales lentos puede aproximarse por una CM10 (con parámetros estimados de (4.2.15) y (4.2.16)), si $\overline{P_B}$ es suficientemente pequeño (por

ejemplo, $\overline{P_B} < 0.04$). Para valores *grandes* de $\overline{P_B}$, es necesario realizar algún estudio adicional con la finalidad de verificar la exactitud de la aproximación Markoviana. En general, los estudios a realizar dependerán del tipo de aplicación que se estudia. Por ejemplo, se ha verificado en [Hueda00e] que para el estudio de protocolos de repetición de paquetes con demoras de ida y vuelta moderadas (≤ 10 bloques) en canales lentos, la CM1O puede utilizarse con precisión en todo el rango de $\overline{P_B}^{26}$.

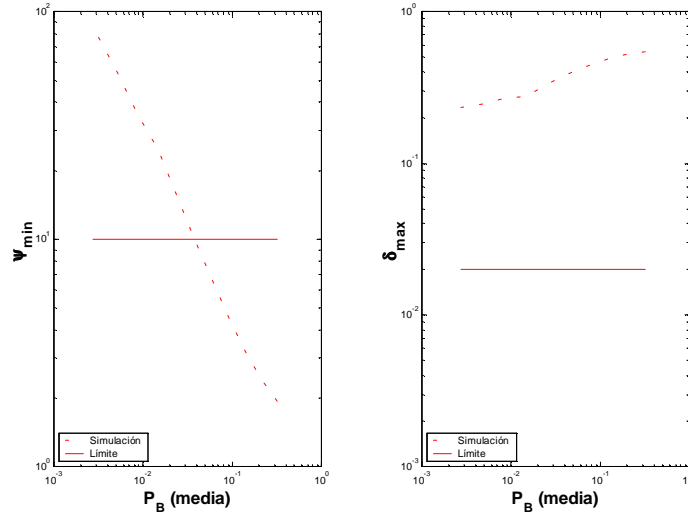


Figura 4-3: Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$). Número de caminos $L = 1$

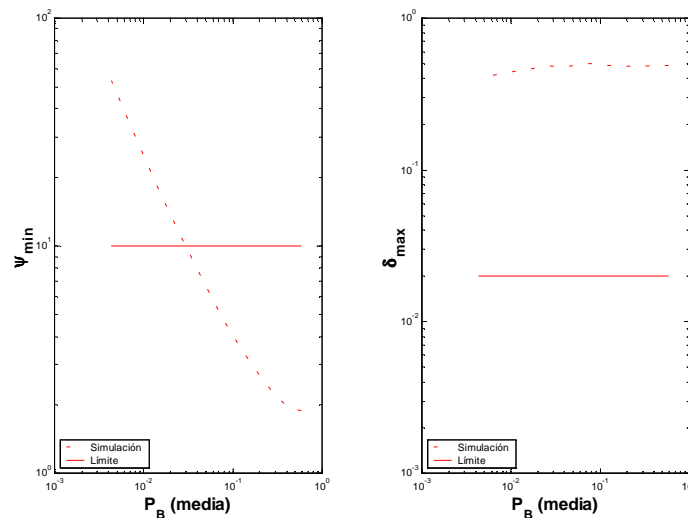


Figura 4-3 (cont.): Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$). Número de caminos $L = 3$.

²⁶ Además, para el análisis de transmisiones de vídeo comprimido, la CM1O resulta suficientemente exacta para valores de $\overline{P_B}$ menores que ≈ 0.2 , como se mostrará en el próximo capítulo.

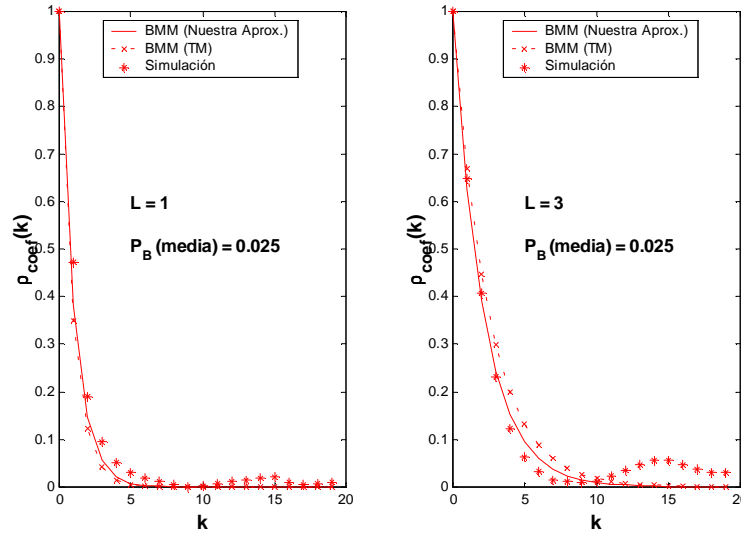


Figura 4-4: Autocorrelación del proceso de error de bloques en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$).

4.5.2 Canales Rápidos

En canales rápidos, la correlación entre las muestras β_i resulta pequeña. Por este motivo, para n suficientemente grande, se puede suponer

$$H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n+1} \mathbf{s}_{i-n}) \approx H(\beta_i | \beta_{i-1} \beta_{i-2} \dots \beta_{i-n+1}) . \quad (4.5.1)$$

Esta aproximación se utiliza a continuación para estimar las métricas ψ_{min} y δ_{max} en transmisiones por canales rápidos. En la Fig. 4-5 se presentan las métricas obtenidas de simulaciones en función de la probabilidad (media) de error de bloques para $L = 1$ y 3 en canales con desvanecimiento rápido ($f_d BT = 2.56$). En ambos casos, se observa que la condición C1 se verifica en todo el rango de $\overline{P_B}$ analizado, por lo tanto una CM10 aproxima con suficiente exactitud al proceso de error de bloques en transmisiones por canales con desvanecimiento rápido. En particular, en este tipo de canales se adopta el proceso sin memoria [Zorzi97b]²⁷.

La Fig. 4-6 presenta las métricas obtenidas de simulaciones en función del paso de ajuste del CLPC, σ_{step} , para $L = 1$ y 3 en canales con desvanecimiento lento

²⁷ Una de las limitaciones del modelo de Jakes es la precisión de la función de autocorrelación de la envolvente generada (ver Fig. 2-4), la cual afecta el comportamiento del proceso de error de bloque especialmente en el caso de variaciones rápidas del canal. En base a un generador de envolvente de Rayleigh utilizando técnicas de filtrado [Smith75], se ha verificado que la condición C2 en realidad se cumple en *todo* el rango analizado de $\overline{P_B}$. Esto motiva la adopción del proceso sin memoria.

($f_d BT = 0.04$). En ambos casos, puede verificarse que las condiciones C1 y C2 se cumplen prácticamente para todo valor de σ_{step} . Por lo tanto, el proceso sin memoria describe el comportamiento β_i con excelente exactitud en transmisiones por canales con desvanecimiento lento utilizando control de potencia de lazo cerrado²⁸.

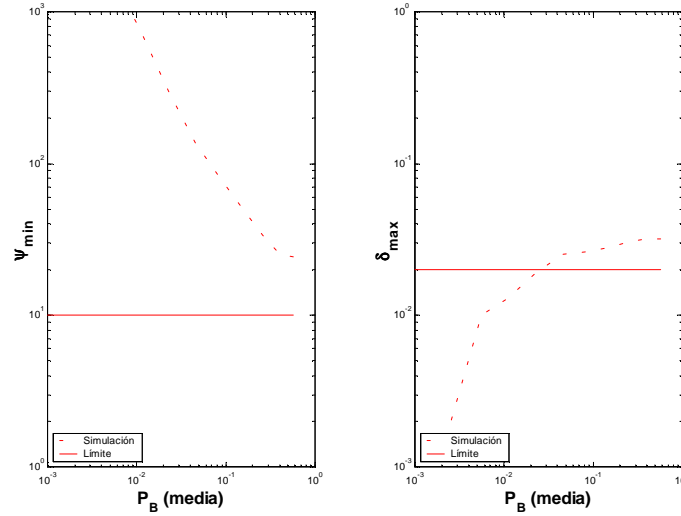


Figura 4-5: Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento rápido ($f_d BT = 2.56$). Número de caminos $L = 1$.

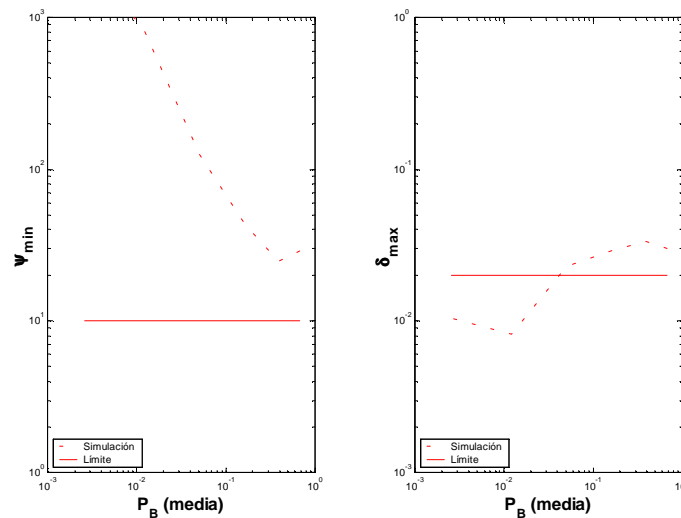


Figura 4-5 (cont.): Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento rápido ($f_d BT = 2.56$). Número de caminos $L = 3$.

²⁸ Para $L = 1$ y σ_{step} pequeño, la condición C2 no se cumple por lo que el modelo sin memoria presenta cierta inexactitud. Esto se debe a que el CLPC no puede compensar las variaciones de canal, por lo que éste deja de comportarse como un canal AWGN. De todas maneras, este caso ($\sigma_{step} < 1\text{dB}$) no es frecuente en situaciones prácticas por lo que no será considerado en el resto de este trabajo.

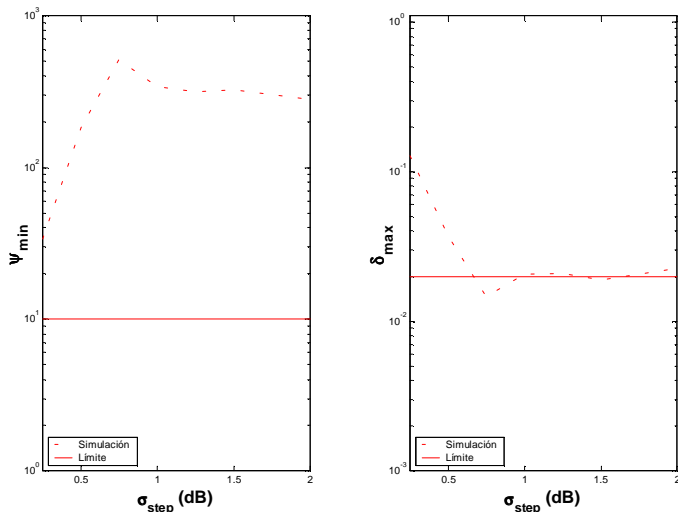


Figura 4-6: Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) con CLPC. Número de caminos $L = 1$

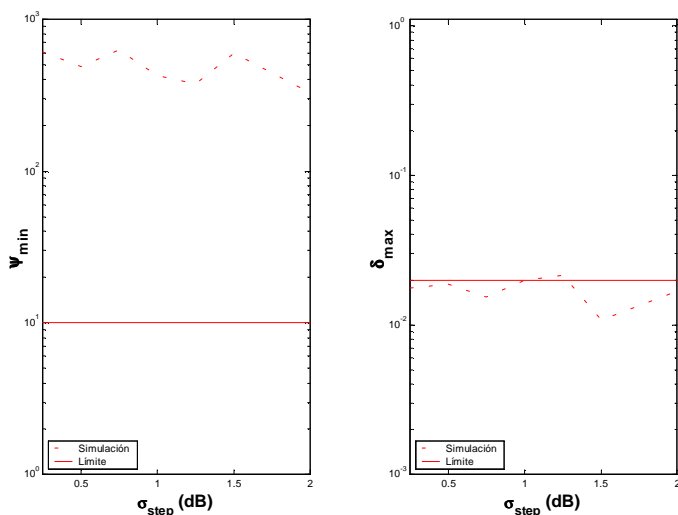


Figura 4-6 (cont.): Exactitud de la aproximación Markoviana en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) con CLPC. Número de caminos $L = 3$.

4.6 Conclusiones

En este capítulo se ha investigado el comportamiento del proceso de error de bloque en transmisiones CDMA por canales rápidos y lentos. Mediante el empleo de nuevas métricas se demostró que en los escenarios considerados en esta Tesis, cadenas de Markov de primer orden y procesos sin memoria pueden adoptarse para modelar con

suficiente exactitud el éxito/falla en la transmisión de bloques por redes CDMA. Además, en este capítulo se presentó una nueva técnica para estimar los parámetros del modelo en transmisiones por canales lentos. En todos los casos, los resultados numéricos demostraron la excelente exactitud de las aproximaciones propuestas. Los modelos presentados en este capítulo constituyen uno de los principales aportes de esta Tesis, ya que permiten simplificar en forma “dramática” el estudio de transmisiones multimedio por sistemas CDMA, como se hará evidente en los próximos capítulos.

Capítulo 5

Teoría y Análisis de la Transmisión de Vídeo por Sistemas CDMA

En este capítulo se introduce un nuevo modelo teórico para la distorsión del vídeo originado por los errores de transmisión. Usando este modelo, se realizan numerosas experiencias con la finalidad de (i) conocer las principales limitaciones existentes para la transmisión confiable de vídeo comprimido por redes CDMA, y (ii) determinar el escenario de transmisión más desfavorable. La metodología introducida en este capítulo permite diseñar sistemas de transmisión de vídeo por redes CDMA más robustos de lo que había sido posible hasta el presente, como se mostrará en el Capítulo 6.

5.1 Introducción

La interferencia constituye el principal factor que limita la performance de los sistemas celulares CDMA. Por este motivo, en las futuras generaciones de redes inalámbricas se establece que los usuarios móviles sólo pueden disponer de un gran ancho de banda en la modalidad de ráfagas [Garg00]. Por su parte, la provisión de servicios en tiempo real requiere un ancho de banda constante durante toda la duración de la sesión. Por lo tanto, se concluye que la transmisión de vídeo por sistemas CDMA debe realizarse a bajas velocidades para proveer una adecuada capacidad a los usuarios de servicios de voz [Ayyagari99].

El estudio de la transmisión de vídeo por redes celulares DS-CDMA reviste gran complejidad debido a la naturaleza tanto del codec de vídeo como del sistema de transmisión. Como se analizó en el Capítulo 4, el proceso de error de bloques en transmisiones por sistemas CDMA puede modelarse eficientemente por una cadena de Markov, lo cual simplifica en gran medida el análisis de performance. De igual manera, resulta altamente deseable obtener modelos teóricos que permitan determinar la calidad del vídeo reproducido en transmisiones por canales ruidosos. En un trabajo reciente,

Stuhlmüller presentó un modelo teórico para describir el comportamiento del codec de vídeo [Stuhlmüller00]. Aunque esta aproximación resulta satisfactoria en numerosas aplicaciones, en esta Tesis se muestra que la exactitud de la misma se degrada significativamente en transmisiones a baja velocidad cuando la secuencia de vídeo posee cambios bruscos de movimiento.

Este capítulo presenta una nueva aproximación teórica para estimar, en forma simple y precisa, la performance de la transmisión a *baja velocidad* de vídeo comprimido por redes CDMA. Usando este modelo se realiza luego un detallado estudio para conocer la calidad del vídeo reproducido y determinar los factores más críticos que afectan la transmisión de vídeo por este tipo de redes inalámbricas. Las nuevas aproximaciones presentadas a continuación, así como las descritas en el Capítulo 4, constituyen una de las contribuciones más relevantes de la presente Tesis, ya que permiten no sólo estimar analíticamente la calidad del vídeo reproducido sino también diseñar esquemas de robustecimiento no realizados hasta el momento debido a las limitaciones impuestas por el diseño basado exclusivamente en simulaciones en computadora. La Sección 5.2 realiza una breve introducción a las técnicas de compresión de vídeo. Usando el modelo de Markov para el proceso de error de bloque, en la Sección 5.3 se investiga la performance de la transmisión de vídeo comprimido por redes CDMA. Sin pérdida de generalidad, en esta Tesis se utiliza el estándar de compresión de vídeo H.263, cuyo principio de funcionamiento es similar a otros estándares existentes. El nuevo modelo teórico para estimar la degradación de la calidad del vídeo en transmisiones a baja velocidad se presenta y analiza en las Secciones 5.4 y 5.5, respectivamente. La Sección 5.6 investiga el efecto del número de usuarios activos sobre la calidad del servicio. Este estudio permite (i) conocer las condiciones de transmisión más desfavorables y (ii) formular el problema que presenta mayor interés y complejidad para resolver (Sección 5.7). Finalmente, en la Sección 5.8 se presentan las conclusiones del capítulo.

5.2 Principales Conceptos sobre Compresión de Vídeo

Una secuencia de vídeo está formada por cuadros individuales separados un lapso de tiempo fijo. Debido a que los cuadros son en colores, cada uno posee tres componentes. El color es expresado por una componente de *luminancia* y dos componentes de *crominancia*. La luminancia provee un cuadro monocromo de la imagen, mientras que las componentes de crominancia expresan el matiz equivalente de color y saturación del cuadro.

Cada componente de un cuadro está formada por una matriz bidimensional de muestras, cada una de las cuales es una representación digital de la intensidad de cada componente en ese punto. Es necesario aclarar que las componentes de luminancia y

chrominancia no tienen necesariamente la misma frecuencia *espacial* de muestreo. Esto se debe a que el ojo no es capaz de distinguir variaciones espaciales rápidas de la crominancia, por lo tanto la resolución espacial de estas componentes es menor que la correspondiente a las componentes de luminancia, como se muestra en la Fig. 5-1. El núcleo básico de un cuadro en la mayoría de los estándares existentes (por ejemplo MPEG, H.261 o H.263) es el *macrobloque (MaB)*. Este consiste de una matriz de 16x16 muestras de luminancia y dos bloques de 8x8 para las componentes de crominancia. A su vez, la matriz de 16x16 con las muestras de luminancia está formada por cuatro bloques de 8x8, cada uno de los cuales representan las unidades de datos que alimentan el compresor.

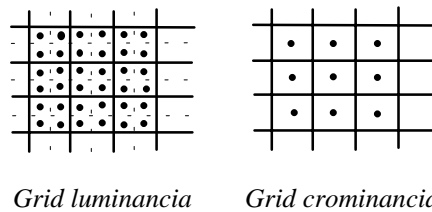


Fig. 5-1: Resolución espacial de las componentes de luminancia y crominancia

Las técnicas de compresión se dividen en *intra* y *no-intra* (más conocidas como *inter*). Las técnicas *intra* comprimen una imagen utilizando información *sólo* de esa imagen, mientras que técnicas *inter* utilizan además información de cuadros en diferentes instantes de tiempo. En general, cada secuencia de vídeo está dividida en uno o más grupos de cuadros, los cuales a su vez están compuestos por uno o más cuadros de tres diferentes clases: *I*, *P* y *B*. Los cuadros *I* (*intra*) se codifican independientemente, esto es, sin ninguna referencia a otros cuadros. Por su parte, los cuadros *P* y *B* se comprimen por codificación de la diferencia entre el cuadro y la referencia *P* o *I*, explotando de esta manera la correlación temporal de la secuencia de vídeo. Los cuadros *P* se obtienen por predicción de cuadros *I* o *P* temporalmente precedentes, mientras que los cuadros *B* (cuadros codificados predictivamente en forma bidireccional) se obtienen de predicciones de cuadros futuros y precedentes en la secuencia (*I* o *P*). Puesto que se utiliza información de cuadros futuros, el orden en el cual se comprimen los cuadros no es el mismo orden de reproducción, como se muestra en la Fig. 5-2.

Los codificadores de vídeo existentes en la actualidad logran un alto grado de compresión utilizando la *transformada coseno discreta* y *compensación de movimiento*, como se explica a continuación.

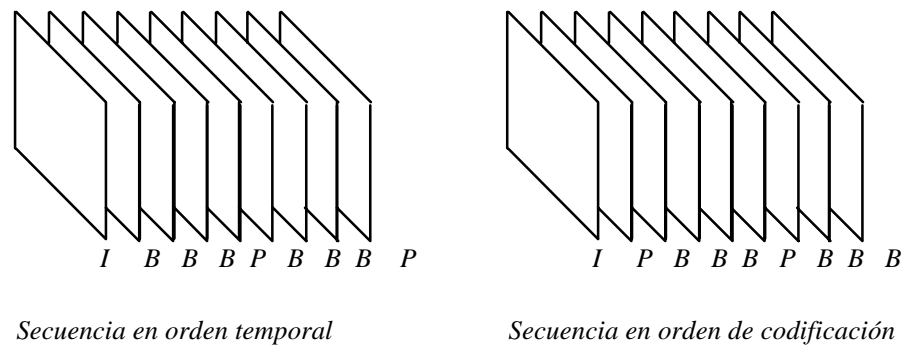


Fig. 5-2: Diferencia entre el orden temporal y de codificación de los cuadros de vídeo.

5.2.1 Transformada Coseno Discreta

La transformada coseno discreta (*Discrete Cosine Transform - DCT*) es una técnica que transforma un bloque de datos en una suma ponderada de funciones cosenos discretas. Cada una de éstas tiene un coeficiente que representa la contribución de esa frecuencia para representar el dato original. Para recuperar éste, se suman las distintas componentes frecuenciales multiplicadas por el correspondiente coeficiente. Si solamente los coeficientes de baja frecuencia son distintos de cero, los datos en el bloque varían lentamente con la posición. Por otra parte, las frecuencias altas están presentes si la intensidad de los bloques varía rápidamente.

Un aspecto importante en los algoritmos de compresión es la *cuantización* de los coeficientes de la DCT. Ésta consiste en dividir cada uno de los coeficientes por un número entero apropiado llamado *valor de cuantización*, el cual depende de cada frecuencia. Puesto que el ojo no puede distinguir los cambios espaciales rápidos, el valor de cuantización para frecuencias altas es mayor que el correspondiente a las componentes de baja frecuencia. Evidentemente, en el proceso de cuantización se produce una pérdida de información, por lo cual los coeficientes no podrán ser reconstruidos exactamente en el receptor. No obstante, se verifica que la calidad en el vídeo reproducido resulta satisfactoria. Los coeficientes cuantizados de la DCT son codificados sin pérdida, de manera que el decodificador puede reconstruir exactamente esos valores. Con la finalidad de reducir la cantidad de bits a transmitir, se utiliza un *código de largo variable*, el cual asigna códigos cortos a eventos que son altamente probables y, recíprocamente, símbolos poco probables se representan por palabras digitales de mayor tamaño. Para alimentar al codificador se realiza una búsqueda en *zigzag* de los coeficientes. La idea de esta búsqueda es obtener los coeficientes ordenados según la frecuencia espacial correspondiente. Puesto que la cuantización realiza un fuerte deénfasis de las frecuencias altas, sólo será necesario codificar unos pocos coeficientes distintos de cero. *Cuanto mayor es la cantidad de coeficientes nulos, mejor es el grado de compresión.*

5.2.2 Compensación de Movimiento

Una mejor eficiencia de compresión puede obtenerse codificando sectores del cuadro actual por desplazamiento de áreas de cuadros codificados previamente. Para esto se calcula *un vector de movimiento* que indica el desplazamiento necesario de una región de un cuadro ya codificado para obtener un sector del cuadro actual (ver Fig. 5-3). Luego se codifica la diferencia entre el cuadro obtenido por compensación de movimiento y el cuadro de referencia, lo cual permite reducir la cantidad de información a transmitir. De esta manera, los vectores de movimiento (que establecen la dirección y la cantidad de movimiento de MaBs codificados previamente), juntamente con la codificación de la diferencia, constituyen la información del cuadro comprimido a transmitir. En el otro extremo, el decodificador conoce qué área del cuadro de referencia fue utilizada en cada predicción y suma la diferencia decodificada.

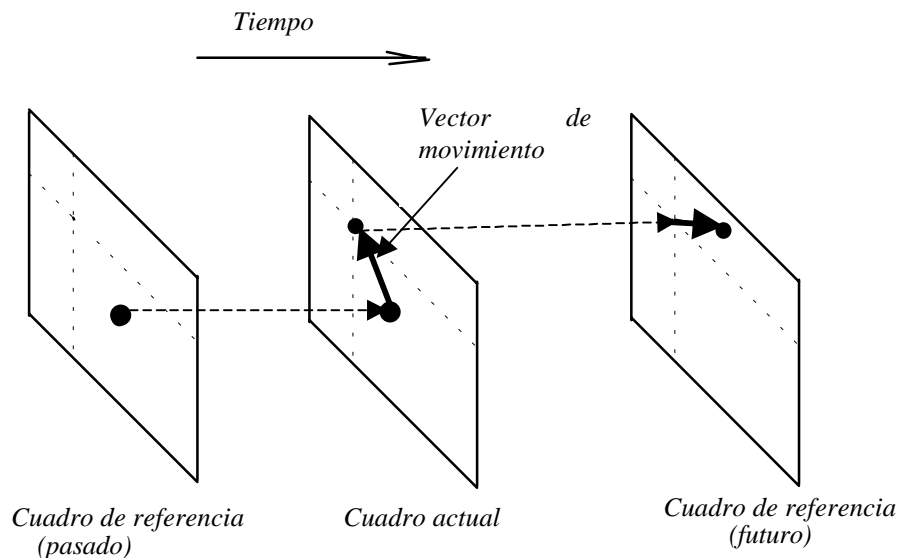


Fig. 5-3: Compresión de vídeo utilizando vectores de movimiento.

5.3 Transmisión de Vídeo por Sistemas CDMA

La transmisión de vídeo comprimido es uno de los requerimientos más importantes para las próximas generaciones de redes inalámbricas. Para proveer una capacidad adecuada a los usuarios de servicios de voz, la transmisión de vídeo por sistemas celulares CDMA debe realizarse a bajas velocidades (<32 kbps) [Ayyagari99]. Debido al escaso ancho de banda disponible, para proveer una calidad satisfactoria en el vídeo reproducido es necesario usar cuadros comprimidos predictivamente (*P*). Sin embargo, teniendo en cuenta que (i) la tasa de error de bloque a la entrada del decodificador de vídeo es alta en transmisiones inalámbricas CDMA, y (ii) la

información de vídeo comprimida es extremadamente sensible a los errores del canal [Bahl98] (lo cual se acentúa en transmisiones de cuadros P), se infiere que el problema originado por los errores de la transmisión en el vídeo reproducido será severo [Hueda01c].

5.3.1 Compresión de Vídeo Basada en el Estándar H.263

Sin pérdida de generalidad, en este trabajo se utiliza el estándar de compresión de vídeo H.263, cuyo principio de funcionamiento es similar a otros estándares existentes. H.263 es un estándar de compresión desarrollado para transmitir vídeo a velocidades menores a 64 kbps [ITU-T-H.263/96]. En general, una secuencia H.263 está formada por un cuadro I seguido de varios cuadros P , con un cuadro I reintroducido con una cierta frecuencia para evitar la acumulación de los errores introducidos en el proceso de cuantización de los coeficientes de la DCT. H.263+ es una extensión de H.263 que permite mejorar la eficiencia de compresión y ampliar las aplicaciones a transmisiones por canales ruidosos [ITU-T-H.263+/97]. Sin embargo, se ha demostrado que en transmisiones por canales inalámbricos deben incorporarse esquemas adicionales de protección debido a las elevadas tasas de error existentes en estos enlaces [Bahl98].

Para secuencias de vídeo con moderado movimiento, el algoritmo de compresión de H.263 puede proveer relaciones de compresión 100:1 a 200:1. La resolución usada típicamente en transmisiones a baja velocidad es QCIF (*Quarter Common Intermediate Format*, 176x144 pixels). En este caso, cada cuadro es dividido en 11x9 macrobloques (MaBs), los cuales comprenden 16x16 muestras de luminancia, y dos bloques de 8x8 con las muestras de crominancia. Un número fijo de sucesivos MaBs se agrupa en grupos de bloques (*Group of Blocks - GOB*). De manera similar, un número variable de MaBs puede agruparse en hileras (*slices*).

5.3.2 Técnicas de Ocultamiento de Errores

El estándar H.263 tiene la posibilidad de insertar palabras de sincronización en cada cuadro, y opcionalmente a nivel de GOB. En esta Tesis se utiliza esta última opción con la finalidad de permitir una sincronización rápida en el caso de errores (las palabras de sincronismo se insertan al comienzo de cada GOB). La técnica de ocultamiento de error adoptada descarta los GOBs corruptos y reemplaza el correspondiente contenido de la imagen con los datos del último cuadro decodificado correctamente. Esta técnica trabaja perfectamente para las regiones de la imagen sin movimiento, pero introduce una severa distorsión en las regiones con gran movilidad [Chen95].

5.3.3 Codificación de Vídeo

En transmisiones por canales móviles, los errores de transmisión degradan la calidad de la imagen reproducida en el receptor. Con la finalidad de mitigar los efectos de los errores de la transmisión, varios autores han propuesto un refresco periódico con cuadros I . Por ejemplo, Chan y Mathiopoulos [Chan00] aplicaron un refresco con un cuadro I cada diez cuadros P . Sin embargo, puesto que

- la calidad de la imagen disminuye debido a la baja eficiencia de compresión de los cuadros I en comparación con los cuadros P , y
- los sistemas CDMA tienen una severa limitación de ancho de banda,

en las experiencias presentadas en este capítulo no se insertan refrescos con cuadros I con la finalidad de obtener la mejor performance de compresión para transmisiones libre de errores, la cual servirá como referencia.

5.3.4 Medidas de la Calidad de Vídeo

La complejidad del procesamiento visual no está totalmente entendida por los especialistas, por lo tanto los modelos propuestos para predecir la calidad del vídeo no son completamente satisfactorios y están en estado de evolución. Las aproximaciones existentes son demasiadas elaboradas para ser utilizadas de manera eficiente en el diseño de algoritmos de codificación [Netravali95].

La *relación señal ruido pico* (*Peak Signal-to-Noise Ratio - PSNR*) ha sido usada ampliamente en la literatura como una medida de la distorsión del vídeo²⁹. Si bien la PSNR no constituye un indicador exacto de la calidad visual percibida por el usuario, la misma se adopta en la mayoría de los estudios debido a su gran simplicidad [Netravali95]. Para transmisiones sin errores, la PSNR del vídeo reproducido en el receptor está dada por

$$PSNR_{correct}(t) = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{D_{SC}(t)} \right). \quad (5.3.1)$$

$D_{SC}(t)$ es la distorsión originada por el proceso de compresión definida por

$$D_{SC}(t) = \frac{1}{P_T} \sum_{p=1}^{P_T} [o_p(t) - r_p(t)]^2, \quad (5.3.2)$$

²⁹ En este trabajo se considera sólo la PSNR de la componente de luminancia .

donde P_T es el número total de muestras del cuadro en el instante t , mientras que $o_p(t)$ y $r_p(t)$ representan las amplitudes del cuadro original y reconstruido, respectivamente.

Debido a los errores de la transmisión, en el vídeo reproducido se experimenta una distorsión adicional denotada $D_{CH}(t)$. Así, la distorsión total del vídeo (después de la etapa de ocultamiento de errores) resulta

$$D_o(t) = D_{SC}(t) + D_{CH}(t). \quad (5.3.3)$$

Luego, la PSNR de la secuencia de vídeo decodificado puede expresarse como

$$PSNR_{lost}(t) = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{D_o(t)} \right). \quad (5.3.4)$$

La pérdida de la calidad definida por

$$\begin{aligned} \Delta PSNR(t) &= PSNR_{lost}(t) - PSNR_{correct}(t) \\ &= 10 \log_{10} \left(\frac{D_{SC}(t)}{D_o(t)} \right), \end{aligned} \quad (5.3.5)$$

también ha sido empleada como medida de la degradación de vídeo [Steinbach97].

5.3.5 Resultados de Simulaciones y Discusión

A continuación se presentan resultados de simulaciones de transmisión a baja velocidad de vídeo por sistemas DS-CDMA. Las condiciones generales de funcionamiento son las siguientes:

- Codificador convolucional CC(4,3,9) según el empleado por IS-95B en el enlace directo [TIA/EIA-95B].
- Receptor RAKE con MRC y demodulación coherente.
- Velocidad de compresión (R_v) = velocidad de transmisión (R_{Tot}): 14.4 kbps.
- Número de fingers: $L = 3$.
- Número de bits de información por bloque: $B = 288$ bits.
- Número de cuadros por segundos: $f_v = 6$ cuadros por segundo (*frames per second - fps*).
- Codificación de vídeo: cuadros P (con predicción).
- Técnica de ocultamiento de errores según subsección 5.3.2.

- No existen errores de transmisión para $t < 0$.

Las Figs. 5-4 y 5-5 presentan la pérdida de la calidad del vídeo $\Delta PSNR(t)$ para distintos valores de P_B en canales lentos ($f_d BT = 0.04$)³⁰. Se muestran resultados experimentales obtenidos de simulaciones del sistema completo y usando el modelo de Markov para el proceso de error de bloque (BMM). Se analizan cuatro secuencias de vídeo: “Mother&Daughter”, “Foreman”, “Carphone” y “Suzie”. Las secuencias codificadas se transmiten 300 veces usando diferentes (i) realizaciones del proceso de error de bloque (simulaciones con el BMM), y (ii) valores de inicio en el simulador del canal de radio (simulaciones del sistema completo). Puede observarse la muy buena exactitud de los resultados derivados de las simulaciones basadas en el modelo de Markov (similares resultados han sido verificados para otros valores de L , P_B y R_v). Además, es posible apreciar la importante degradación que sufre la calidad de vídeo por efecto de los errores del canal (a título de ejemplo puede mencionarse que una degradación de $\Delta PSNR(t) \approx 1$ dB puede resultar inaceptable). En la próxima sección se presenta un nuevo modelo semianalítico que permite determinar en forma simple y precisa la degradación del vídeo reproducido en transmisiones a baja velocidad. Las nuevas aproximaciones presentadas a continuación serán utilizadas luego para realizar el análisis de la performance de la transmisión de vídeo por sistemas DS-CDMA.

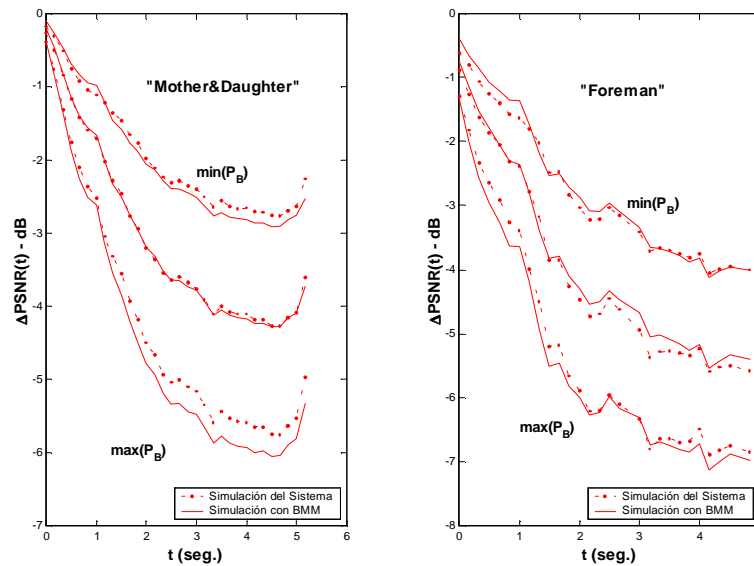


Fig. 5-4: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) obtenida de simulaciones del sistema y el modelo de Markov. Velocidad de vídeo 14.4 kbps. $L = 3$. Canal con desvanecimiento lento $f_d BT = 0.04$. $P_B = 0.0832, 0.0486, 0.0277$.

³⁰ En el resto del informe P_B representa la probabilidad *media* de error de bloque.

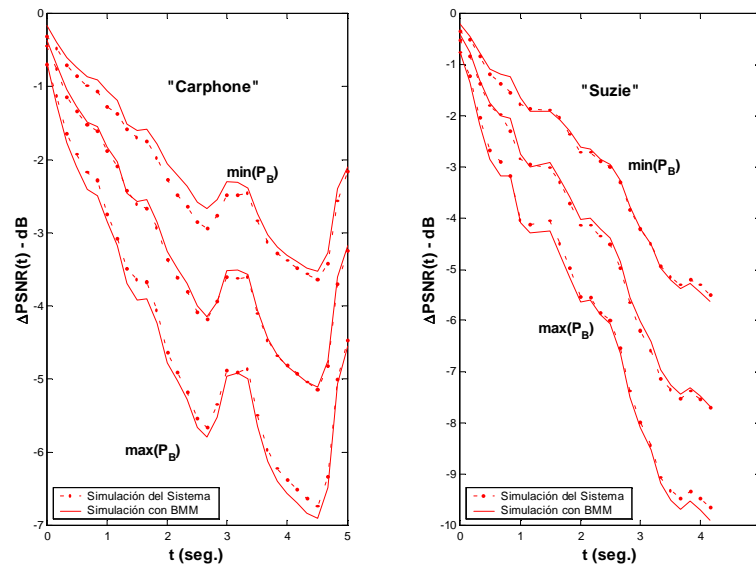


Fig. 5-5: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) obtenida de simulaciones del sistema y el modelo de Markov. Velocidad de vídeo 14.4 kbps. $L = 3$. Canal con desvanecimiento lento $f_d BT = 0.04$. $P_B = 0.0832, 0.0486, 0.0277$.

5.4 Nuevo Modelo para Evaluar la Distorsión de Vídeo en Transmisiones a Baja Velocidad

5.4.1 Trabajo Previo

En primer lugar se presenta un modelo propuesto recientemente en [Stuhlmüller00] para estimar la distorsión en una secuencia de cuadros P debida a los errores de transmisión. Se supone que la señal error se introduce en el instante $t = 0$ (esto es, no hay errores en los cuadros de vídeo para $t < 0$). La secuencia con error resultante se procesa primero por el esquema de ocultamiento de errores descrito en la subsección 5.3.2, y luego por el decodificador de vídeo. En este proceso se introduce distorsión en las regiones de la imagen con movimiento, la cual se propaga temporal y espacialmente hasta que un refresco intra es aplicado en $t = T_{max}^{31}$.

Sea $v(x, y, t)$ la señal error en el cuadro de vídeo en el instante t , la cual se obtiene de la diferencia entre el elemento situado espacialmente en las coordenadas

³¹ *Importante:* la variable temporal t toma valores discretos según $t = k/f_v$, $k = 0, 1, \dots$, donde f_v es el número de cuadros por segundo (fps). De esta manera, cada valor de t identifica a un determinado cuadro de la secuencia de vídeo.

(x, y) del cuadro reconstruido en el transmisor y el elemento correspondiente del cuadro decodificado en el receptor. Sea $u(x, y)$ el error residual introducido en el instante $t=0$ (esto es, $v(x, y, 0) = u(x, y)$). El objetivo es analizar la variancia $\sigma_v^2(t)$ de la señal error propagada. En [Stuhlmüller00] se demuestra que la potencia *media* de la señal error en el cuadro t debida al error introducido en $t=0$ ($u(x, y)$) puede aproximarse por³²

$$\sigma_v^2(t) = P_B \sigma_0^2 \frac{1}{1 + \theta t}, \quad 0 \leq t < T_{max}. \quad (5.4.1)$$

P_B es la probabilidad de error de bloques a la entrada del decodificador, la cual depende del sistema de transmisión y de las características del canal (por ejemplo, codificador de canal, número de fingers activos del receptor RAKE, etc.). El parámetro σ_0^2 representa la sensibilidad del decodificador de vídeo al incremento de la tasa de error del canal, y su valor depende de varios factores tales como paquetización, resincronización, ocultamiento de errores, naturaleza de los errores del canal (por ejemplo, el largo medio de las ráfagas de bloques con error), como también de la secuencia de vídeo codificada (este parámetro puede considerarse como una constante que no depende de los otros parámetros del modelo). Es de destacar que $P_B \sigma_0^2$ representa la potencia del error introducido en la secuencia de vídeo en el instante $t=0$. El parámetro θ describe la eficiencia del filtrado espacial para remover el error³³. Su valor depende del tipo de filtro como también de la densidad espectral de potencia del error introducido. El rango típico de valores es $0 < \theta < 1$. De (5.4.1) puede observarse que la energía de la señal error decae en el tiempo debido precisamente al filtrado espacial (pasabajo) en el lazo de predicción del decodificador de vídeo.

Suponiendo que las muestras de los errores introducidos en los sucesivos cuadros de vídeo ($u(x, y)$)

- forman un proceso estacionario (esto significa que el efecto de los paquetes perdidos sobre la calidad del vídeo es constante para cada paquete transmitido [Stuhlmüller00]), y
- no están temporal-espacialmente correlacionados (lo cual es aproximado para valores pequeños de P_B),

la progresión temporal de la distorsión resulta [Stuhlmüller00]:

³² El modelo propuesto en [Stuhlmüller00] también considera el efecto de MaBs codificados en forma intra. Sin embargo, y de acuerdo a lo expresado previamente, este efecto no es incluido en (5.4.1) debido a que en este trabajo se consideran transmisiones a bajas velocidades.

³³ El filtrado espacial puede ser introducido en forma explícita (H.261) o implícita como un efecto secundario de la compensación de movimiento con resolución de $\frac{1}{2}$ pixel basado en interpolación lineal (H.263 o MPEG2).

$$D_{CH}(t) = \sum_{\tau=0}^t \sigma_v^2(\tau) = P_B \sigma_0^2 \sum_{\tau=0}^t \frac{1}{1 + \theta \tau} \quad 0 \leq t < T_{max} . \quad (5.4.2)$$

Para un determinado esquema de paquetización y secuencia de vídeo, los parámetros θ y σ_0^2 pueden obtenerse por aproximación de (5.4.2) a valores derivados de simulaciones “rápidas”³⁴ usando el modelo de Markov para el proceso de error de bloques.

5.4.2 Nuevo Modelo para la Degradación del Vídeo en Transmisiones a Baja Velocidad

El modelo de la degradación del vídeo definido por (5.4.2) resulta válido cuando los errores introducidos en los cuadros de vídeo forman un proceso estacionario. Esto implica que la sensibilidad del decodificador de vídeo al aumento de la tasa de error (σ_0^2) es constante en todos los cuadros de la secuencia. Sin embargo, esta hipótesis no se cumple en secuencias donde existen cambios bruscos de movimiento (en este caso σ_0^2 varía significativamente con el tiempo). Usando las mismas condiciones de funcionamiento presentadas en las subsección 5.3.5, en la Fig. 5-6 se observa la progresión temporal de la degradación $D_{CH}(t)$ para las secuencias “*Mother&Daughter*” y “*Foreman*”. Cada secuencia se analiza a partir de dos instantes iniciales diferentes. En el caso de la secuencia “*Foreman*” se observa que la degradación tiene un comportamiento similar en los dos instantes de inicio considerados, por lo que puede considerarse que la sensibilidad σ_0^2 es aproximadamente constante en los diferentes cuadros de la secuencia. Sin embargo, para la secuencia “*Mother&Daughter*” se verifica que la degradación depende en gran medida del instante inicial de análisis, lo cual muestra que la hipótesis de estacionaridad no resulta válida (esto es, σ_0^2 depende de t).

Un análisis de valores *promedios* de la degradación usando el modelo (5.4.2) (como el realizado en [Stuhlmüller00]) puede “ocultar” los efectos de la variación temporal de σ_0^2 . Sin embargo, cuando se analiza la *progresión temporal* de la distorsión (útil en el diseño de esquemas de ocultamiento de errores), los valores obtenidos de (5.4.2) resultan poco precisos debido a las variaciones de la sensibilidad en los distintos cuadros de vídeo.

Con la finalidad de mejorar la exactitud del modelo (5.4.2), en esta Tesis se propone incluir en el modelo las variaciones temporales de la sensibilidad³⁵.

³⁴ Esto es, comparado con el tiempo requerido por las simulaciones del sistema completo.

³⁵ Es importante mencionar que en general el parámetro θ también varía en cada cuadro. Sin embargo, se ha verificado en [Stuhlmüller00a] que los efectos de esta variación sobre $D_{CH}(t)$ son despreciables, por lo que θ puede considerarse constante.

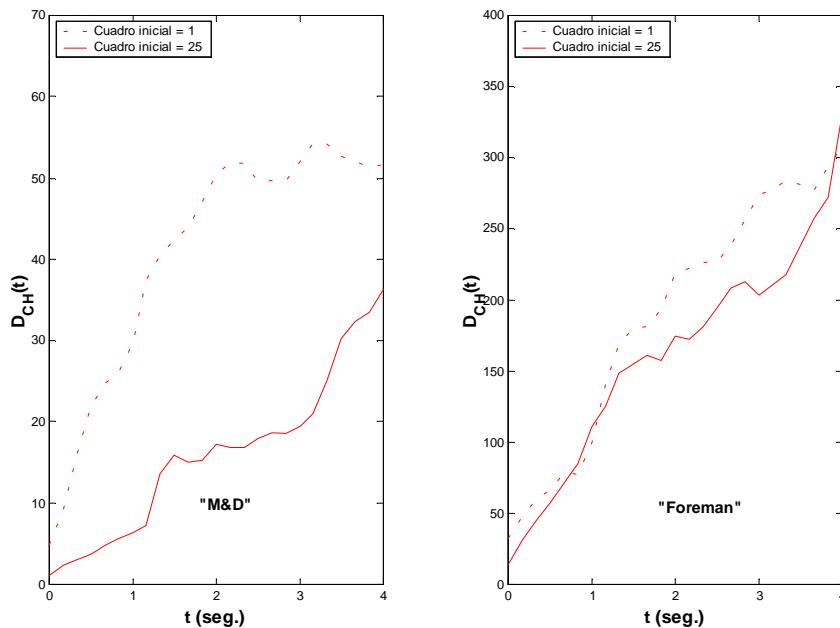


Fig. 5-6: Progresión temporal de la distorsión de la calidad de vídeo para dos instantes iniciales diferentes. $P_B = 0.048$ y $L = 3$.

Sea $\sigma_0^2(t)$ el valor de la sensibilidad del decodificador de vídeo en el instante (cuadro) t . Cuando los errores introducidos en los diferentes cuadros no están correlacionados (temporal y espacialmente), la distorsión total en el instante t resulta

$$D_{CH}(t) = P_B \left[\sigma_0^2(0) \frac{1}{1+\theta t} + \sigma_0^2(1) \frac{1}{1+\theta(t-1)} + \dots + \sigma_0^2(t-1) \frac{1}{1+\theta} + \sigma_0^2(t) \right],$$

o lo que es lo mismo

$$D_{CH}(t) = P_B \sigma_0^2(t) \oplus \frac{1}{1+\theta t}, \quad 0 \leq t < T_{max}, \quad (5.4.3)$$

donde \oplus denota suma de convolución. $\sigma_0^2(t)$ depende de factores tales como paquetización, sincronización, secuencia de vídeo, características de los errores del canal, etc. En particular, y debido a la técnica de ocultamiento de error empleada en este trabajo (ver subsección 5.3.2), $\sigma_0^2(t)$ depende fuertemente de la diferencia entre el cuadro de vídeo decodificado en el instante t y el inmediato anterior. Por lo tanto, si la diferencia entre dos cuadros consecutivos es grande, la sensibilidad del decodificador de vídeo al incremento de la tasa de error será alta. Por el contrario, secuencias con escasa movilidad tendrán una baja sensibilidad. En este trabajo se postula que los efectos que determinan la sensibilidad $\sigma_0^2(t)$ pueden ser separados de la siguiente manera:

$$\sigma_0^2(t) = G\Gamma(t), \quad (5.4.4)$$

donde $\Gamma(t)$ representa el error cuadrático entre el cuadro de vídeo decodificado en el instante t y el inmediato anterior, mientras la *constante* G modela todos los demás efectos. La exactitud de la aproximación (5.4.4) será verificada luego mediante comparaciones con resultados experimentales. De esta manera, la distorsión $D_{CH}(t)$ resulta

$$D_{CH}(t) = P_B G\Gamma(t) \oplus \frac{1}{1+\theta t}, \quad 0 \leq t < T_{max}. \quad (5.4.5)$$

Al igual que en el modelo de [Stuhlmüller00], los parámetros G y θ pueden obtenerse por aproximación de (5.4.5) a valores derivados de simulaciones rápidas usando el modelo de Markov para el proceso de error de bloques. Nótese que el modelo dado por (5.4.2) representa un caso especial de (5.4.5) cuando $\Gamma(t)$ es constante en el tiempo (esto es, $\Gamma(t)$ es una función escalón).

Suponiendo que se cuenta con un esquema ideal de recuperación de errores que no permite la propagación de éstos ($T_{max} = 1$ cuadro), de (5.4.5) puede obtenerse la mínima degradación teórica posible para un valor determinado de P_B :

$$\min\{D_{CH}(t)\} = P_B G\Gamma(t). \quad (5.4.6)$$

a) Exactitud del Nuevo Modelo

En la Fig. 5-7 se presenta $D_{CH}(t)$ para distintas secuencias de vídeo utilizando los dos modelos definidos por (5.4.2) y (5.4.5). Se adoptan las condiciones generales de funcionamiento descritas en la subsección 5.3.5. Los resultados corresponden a $f_d BT = 0.04$ y $P_B = 0.048$. Los parámetros de ambos modelos se estiman por minimización del error entre los valores teóricos y los resultados de simulaciones rápidas (BMM). En todos los casos, los resultados muestran el buen comportamiento del modelo definido por (5.4.5). En el caso del modelo dado por (5.4.2), se observa una importante disminución de la precisión para las secuencias “*Mother&Daughter*”, “*Suzie*” y “*Miss America*” en las cuales el contenido de movimiento tiene variaciones *bruscas*.

Usando las mismas condiciones de simulación, en la Fig. 5-8 se presentan resultados de la tasa de error de cuadros (*Frame Error Rate - FER*) vs. P_B para canales con y sin memoria. Además, se incluye $D_{CH}(t)$ en ambos canales para una misma probabilidad de error de bloques ($P_B = 0.048$). De esta figura puede verificarse que, para un mismo valor de P_B , la FER aumenta en canales sin memoria debido a que los bloques con error se encuentran más “distribuidos”, afectando a un mayor número de

cuadros de vídeo. Debido a este incremento en la FER para un mismo valor de P_B , en transmisiones por canales sin memoria se espera una mayor degradación del vídeo comparado con una transmisión sobre un canal donde los bloques con error aparecen en ráfagas (en este caso, los errores están *concentrados* por lo que afectan a un menor número de cuadros). Precisamente, de la Fig. 5-8 puede verificarse como la distorsión de la calidad de vídeo aumenta en transmisiones por canales sin memoria.

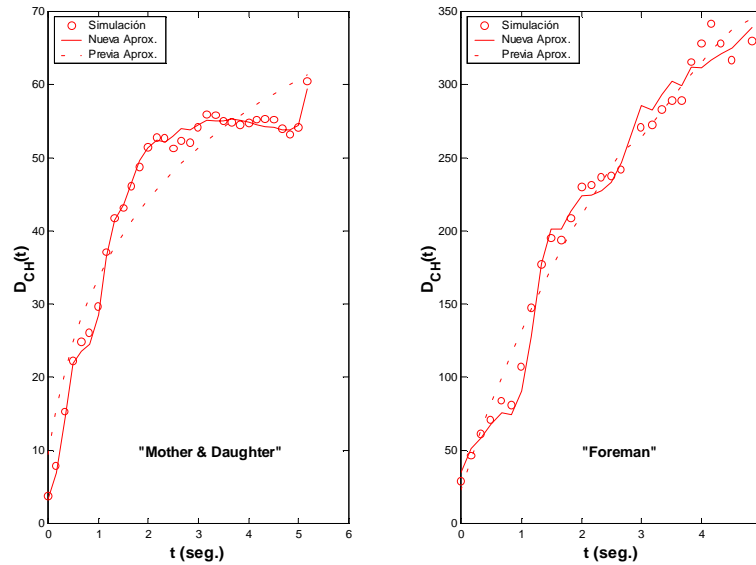


Fig. 5-7: Progresión temporal de la distorsión de la calidad de vídeo. $P_B = 0.048$ y $L = 3$.

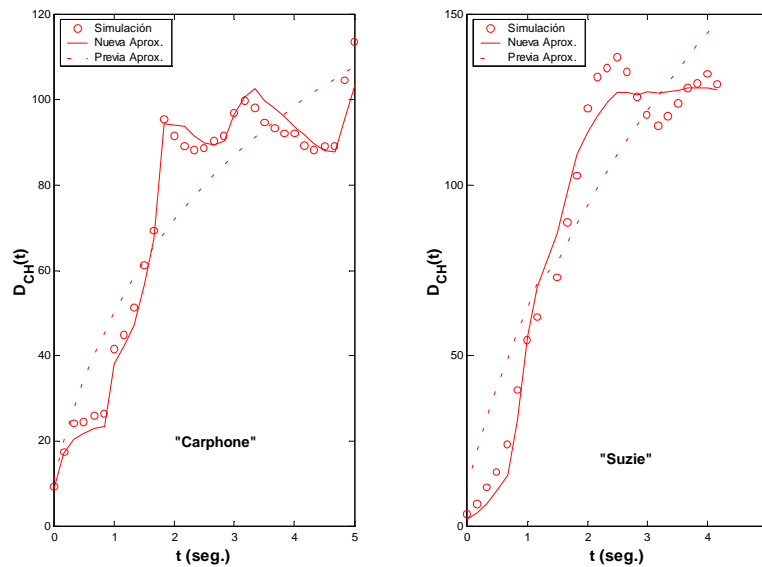


Fig. 5-7 (cont.): Progresión temporal de la distorsión de la calidad de vídeo. $P_B = 0.048$ y $L = 3$.

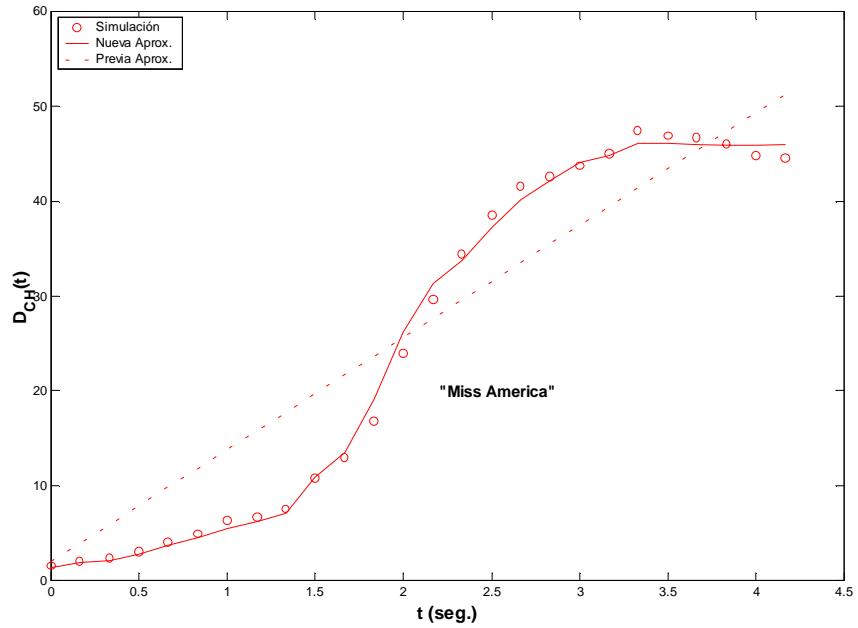


Fig. 5-7 (cont.): Progresión temporal de la distorsión de la calidad de vídeo. $P_B = 0.048$ y $L = 3$.

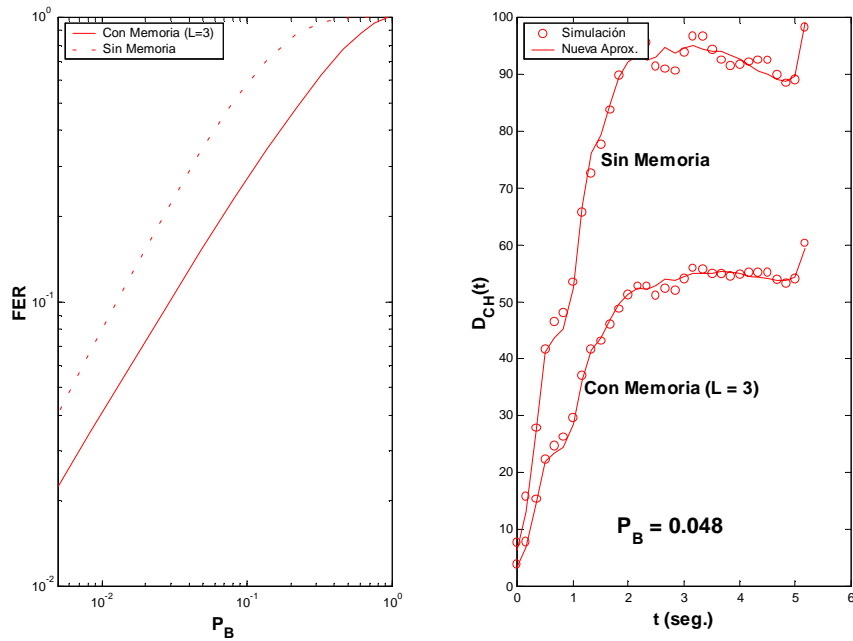


Fig. 5-8: Tasa de error de cuadros (FER) vs. P_B para canales con y sin memoria (izquierda). Progresión temporal de la distorsión de la calidad de vídeo para la secuencia “Mother&Daughter” (derecha). Número de fingers: $L = 3$

5.4.3 Distorsión Total Media

Usando (5.4.5) en (5.3.3), puede obtenerse la distorsión total *media*:

$$\overline{D_o} = \overline{D_{SC}} + \Theta(T_{max}), \quad (5.4.7)$$

donde $\Theta(T_{max})$ es el promedio temporal de $D_{CH}(t)$ dado por

$$\Theta(T_{max}) = \frac{P_B G}{T_{max}} \sum_{\tau=0}^{T_{max}-1} \Gamma(\tau) \oplus \frac{1}{1 + \theta\tau}. \quad (5.4.8)$$

Para calcular la distorsión media debida al proceso de compresión ($\overline{D_{SC}}$), se utiliza el modelo *DR* (*distorsión rate*) [Stuhlmüller00]. En este caso, $\overline{D_{SC}}$ está dada por

$$\overline{D_{SC}} = \frac{\lambda_0}{R_v - R_0} + \zeta_0, \quad (5.4.9)$$

donde R_v es la velocidad de compresión de vídeo, mientras λ_0 , R_0 y ζ_0 son los parámetros del modelo DR, los cuales dependen de la secuencia de vídeo codificada.

Finalmente, la PSNR y la pérdida de la calidad de vídeo (promedio) resultan

$$\overline{PSNR(t)} = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{D_0} \right), \quad (5.4.10)$$

$$\overline{\Delta PSNR(t)} = 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{D_{SC}}}{D_0} \right), \quad (5.4.11)$$

con $\overline{D_o}$ y $\overline{D_{SC}}$ definidas por (5.4.7) y (5.4.9), respectivamente.

5.5 Resultados Numéricos y Discusión

En esta sección se investiga en forma detallada la transmisión de vídeo por sistemas CDMA. Para esto se utilizan los modelos semianalíticos descriptos previamente, así como simulaciones en computadora del sistema completo. En todos los casos, los parámetros de los modelos se obtienen a partir de valores derivados de simulaciones *rápidas* utilizando el modelo de Markov (BMM). Comparaciones con valores derivados de simulaciones del sistema de transmisión completo demostrarán la excelente exactitud tanto del BMM como del nuevo modelo para la distorsión de vídeo.

Las condiciones generales de funcionamiento son las siguientes:

- Codificador convolucional CC (4,3,9) según el empleado por IS-95B [TIA/EIA-95B] en el enlace directo.

- Receptor RAKE con MRC y demodulación coherente.
- Número de fingers: $L = 2, 3$ y 4 .
- Vel. de compresión (R_v) = vel. de transmisión (R_{Tot}): 14.4 y 28.8 kbps.
- Número de bits de información por bloque: $B = 288$ bits ($R_{Tot} = 14.4$ kbps) y 576 bits ($R_{Tot} = 28.8$ kbps)³⁶.
- Número de cuadros por segundo: 6 fps ($R_{Tot} = 14.4$ kbps) y 10 fps ($R_{Tot} = 28.8$ kbps).
- Codificación de vídeo: cuadros P (con predicción).
- Técnica de ocultamiento de errores según subsección 5.3.2.
- No existen errores de transmisión para $t < 0$
- Tiempo de transmisión ≈ 5 seg.

En base a numerosos resultados experimentales, se ha verificado que los parámetros del modelo analítico definido por (5.4.5) (G y θ) permanecen aproximadamente constantes dentro del rango de interés de P_B ($P_B < 0.1$). Además, se ha observado que éstos parámetros prácticamente no son afectados por el número de caminos resueltos por el receptor RAKE en transmisiones por canales lentos. De esta manera, el estudio de la transmisión de vídeo por CDMA se simplifica significativamente ya que los parámetros del modelo deben ser calculados sólo una vez para cada secuencia de vídeo y tipo de canal (lentos o rápidos).

5.5.1 Canales Lentos

A continuación se analiza la distorsión instantánea ($\Delta PSNR(t)$) y media ($\overline{\Delta PSNR(t)}$) en transmisiones a baja velocidad de vídeo por canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Las Figs. 5-9 a 5-12 presentan resultados para las cuatro secuencias de vídeo consideradas en este trabajo, con $L=3$ y distintos valores de P_B . En todos los casos, se observa la excelente exactitud de los modelos propuestos en esta Tesis. Puede verificarse además que los parámetros del modelo definido por (5.4.5) permanecen constantes en el rango de P_B considerado de interés práctico ($P_B < 0.1$), de acuerdo a lo expresado previamente.

³⁶ Por simplicidad, se supone que la probabilidad de error de bloque para $B = 576$ es la misma que para $B = 288$, lo cual corresponde aproximadamente al caso de sistemas CDMA basados en multicódigos (en otras palabras, para ambos tamaños de paquetes se utilizan los mismos parámetros del modelo de Markov).

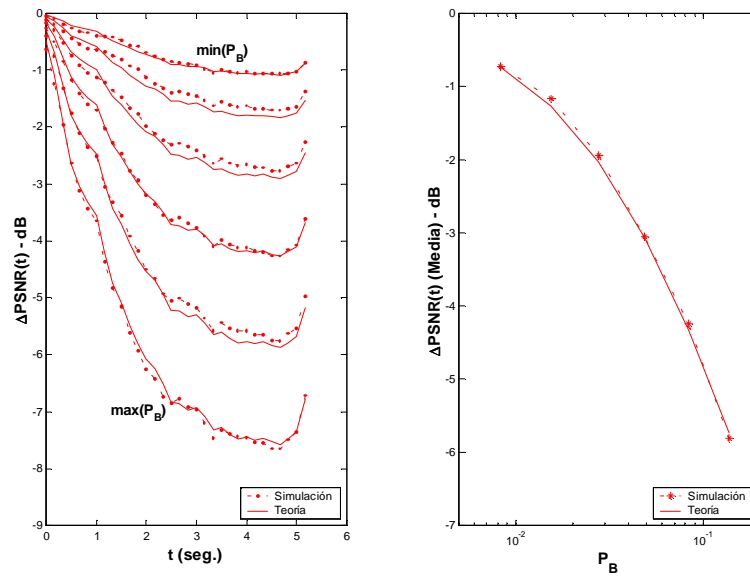


Fig. 5-9: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Mother&Daughter” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_V=14.4$ kbps. $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

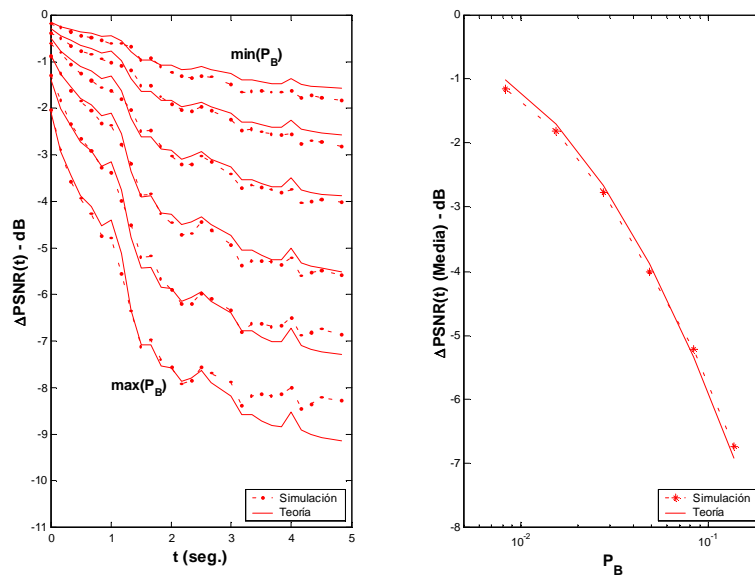


Fig. 5-10: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_V=14.4$ kbps. $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

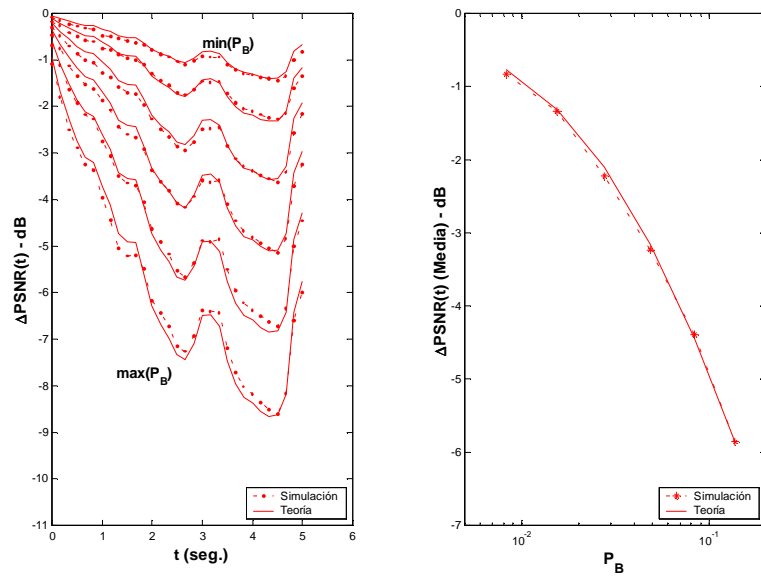


Fig. 5-11: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Carphone” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

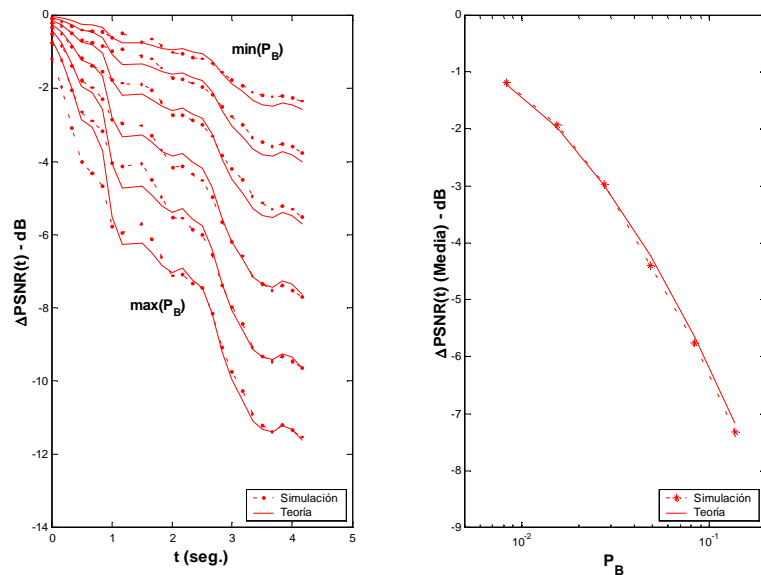


Fig. 5-12: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Suzie” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. Número de fingers: $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

a) Efecto de la Velocidad de Transmisión

En las Figs. 5-13 y 5-14 se presentan resultados para una velocidad de compresión (transmisión) $R_v=28.8$ kbps. En este caso, sólo se presentan resultados para las secuencias de vídeo “*Mother&Daughter*” y “*Foreman*”, con $L=3$. Similares resultados (no presentados en este informe) han sido encontrados para $R_v=43.2$ kbps. Por lo tanto, se concluye que la exactitud del nuevo modelo de distorsión de vídeo resulta satisfactoria para las velocidades de compresión consideradas en este trabajo ($R_v < 32$ kbps).

b) Efecto del Número de Caminos Resueltos por el Receptor (L)

Las Figs. 5-15 y 5-16 presentan resultados para las cuatro secuencias de vídeo con $R_v=14.4$ kbps y $L = 2, 4$. En todos los casos puede observarse que los resultados obtenidos del modelo propuesto se aproximan muy bien a los obtenidos de simulaciones del sistema completo.

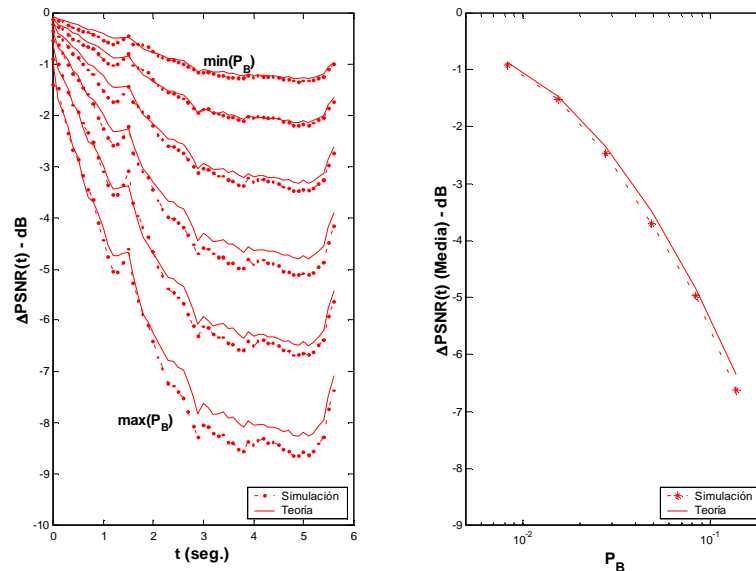


Fig. 5-13: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “*Mother&Daughter*” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=28.8$ kbps. $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

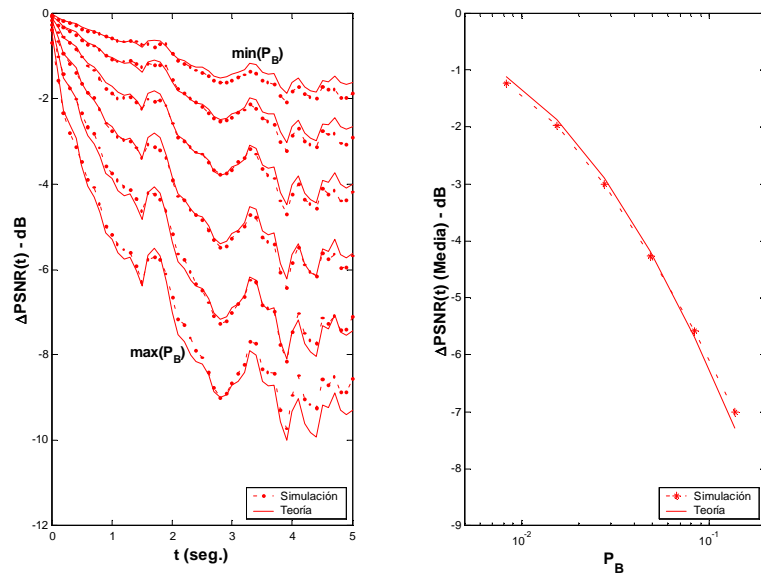


Fig. 5-14: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=28.8$ kbps. Número de fingers: $L = 3$. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

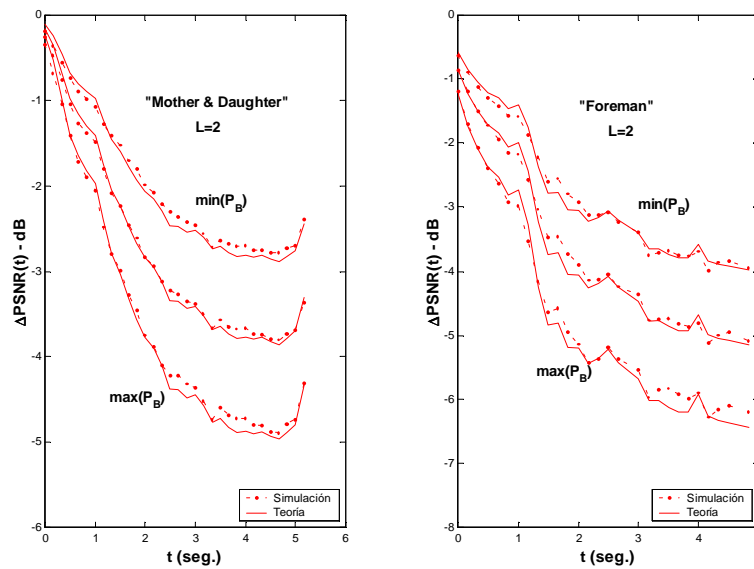


Fig. 5-15: Pérdida de la calidad de vídeo para $L = 2$ en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.0622, 0.0416, 0.0274$.

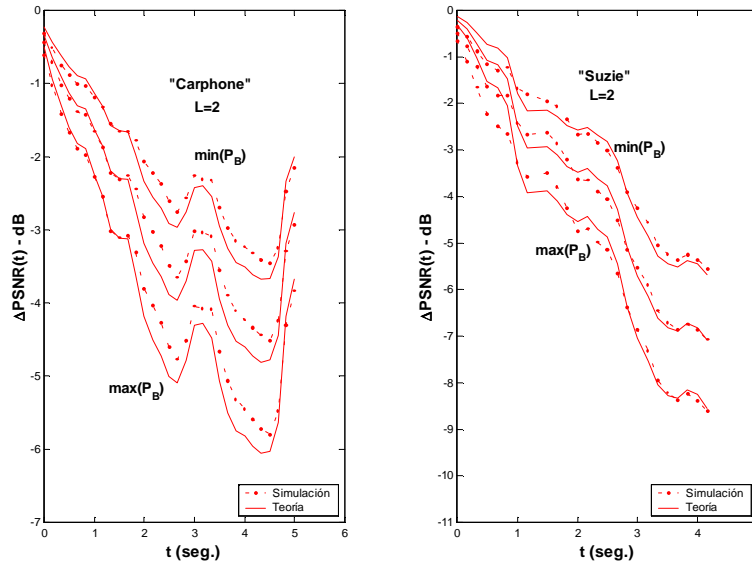


Fig. 5-15 (cont.): Pérdida de la calidad de vídeo para $L = 2$ en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v = 14.4$ kbps. $P_B = 0.0622, 0.0416, 0.0274$.

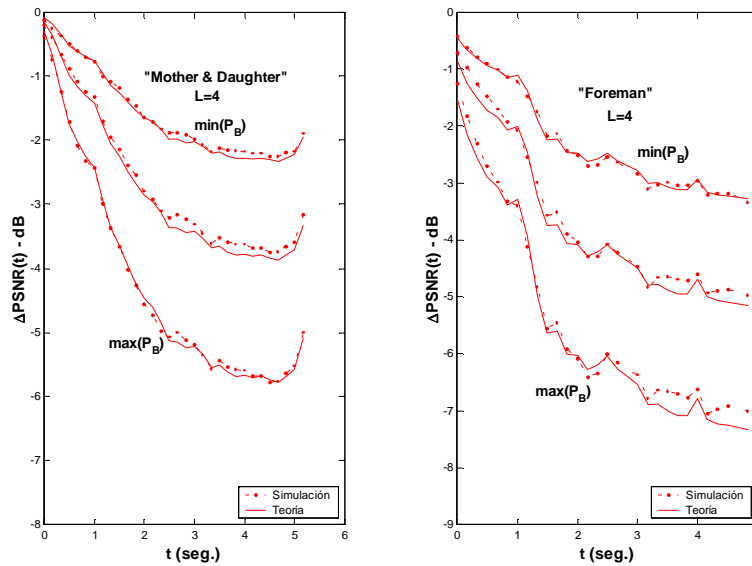


Fig. 5-16: Pérdida de la calidad de vídeo para $L = 4$ en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo 14.4 kbps. $P_B = 0.0808, 0.0418, 0.0207$.

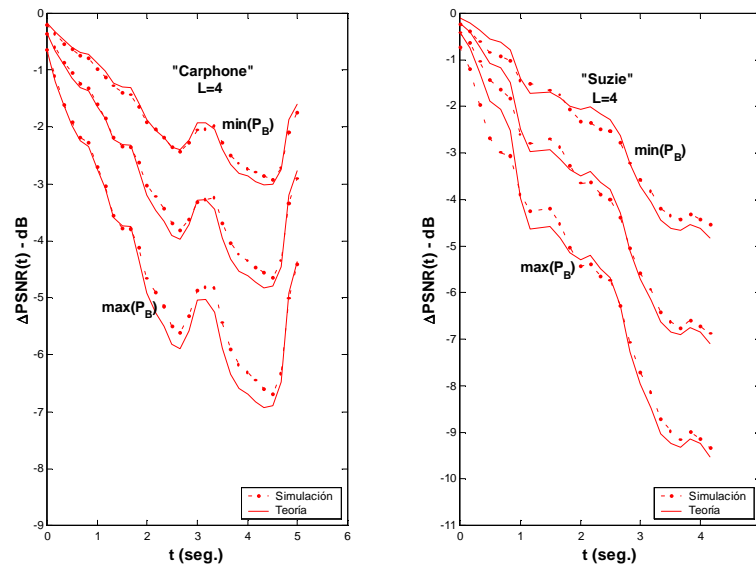


Fig. 5-16 (cont.): Pérdida de la calidad de vídeo para $L = 4$ en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.0808, 0.0418, 0.0207$.

5.5.2 Canales Rápidos (sin memoria)

En las Figs. 5-17 a 5-22 se presentan resultados para la transmisión de vídeo por canales rápidos o sin memoria (ver subsección 4.5.2). De la misma manera que en el caso anterior (canales lentos), se investiga la degradación de la calidad del vídeo para distintas velocidades de compresión ($R_v=14.4$ kbps en las Figs 5-17 a 5-20 y $R_v=28.8$ kbps en las Figs 5-21 y 5-22). Nuevamente, en todos los casos se verifica la buena exactitud del nuevo modelo semianalítico propuesto en esta Tesis.

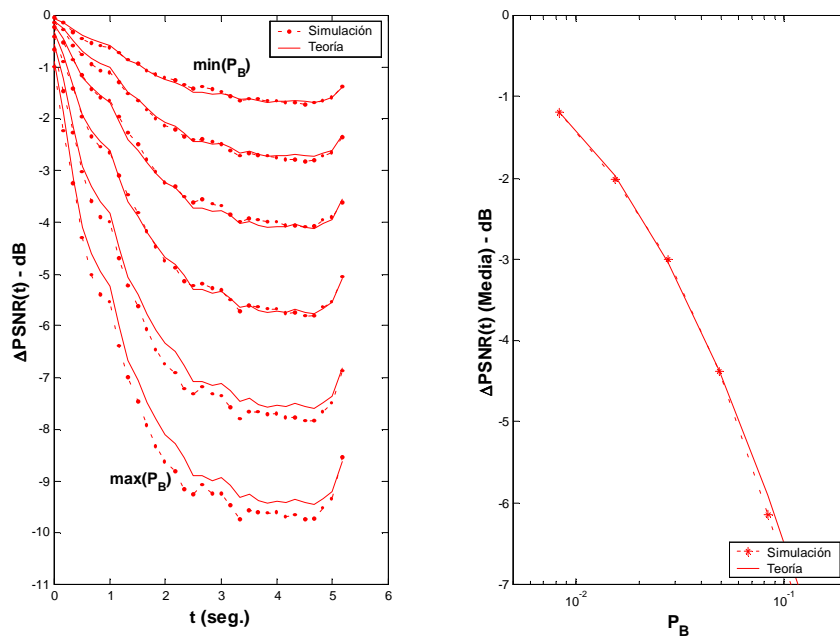


Fig. 5-17: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Mother&Daughter” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

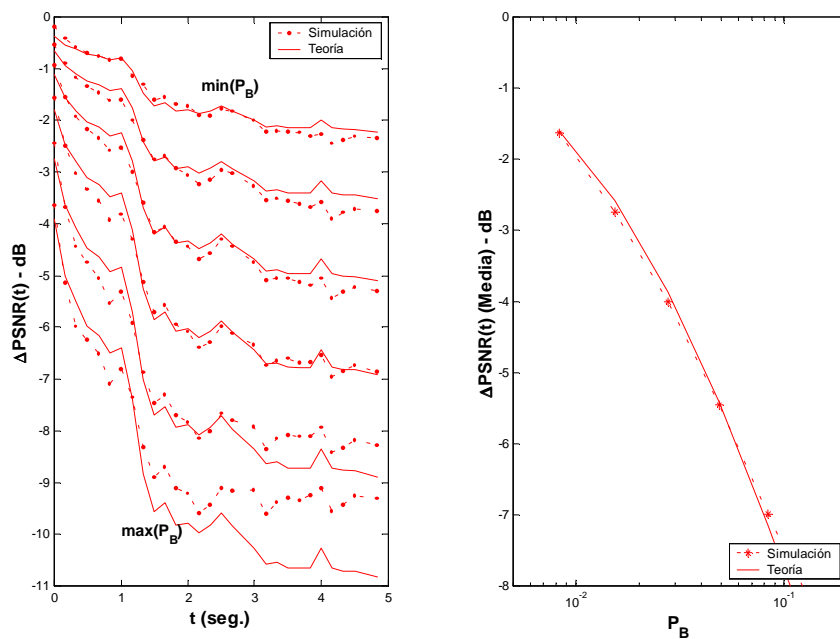


Fig. 5-18: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

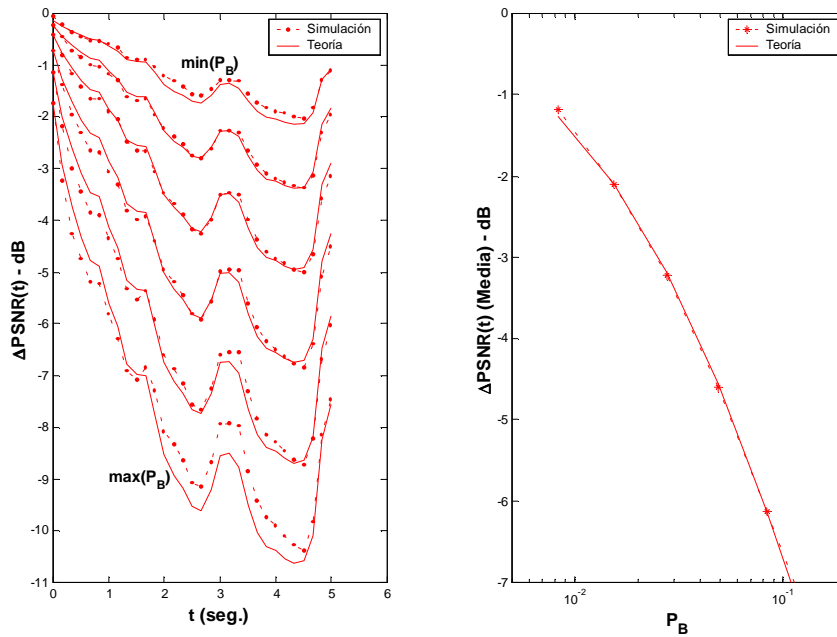


Fig. 5-19: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Carphone” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

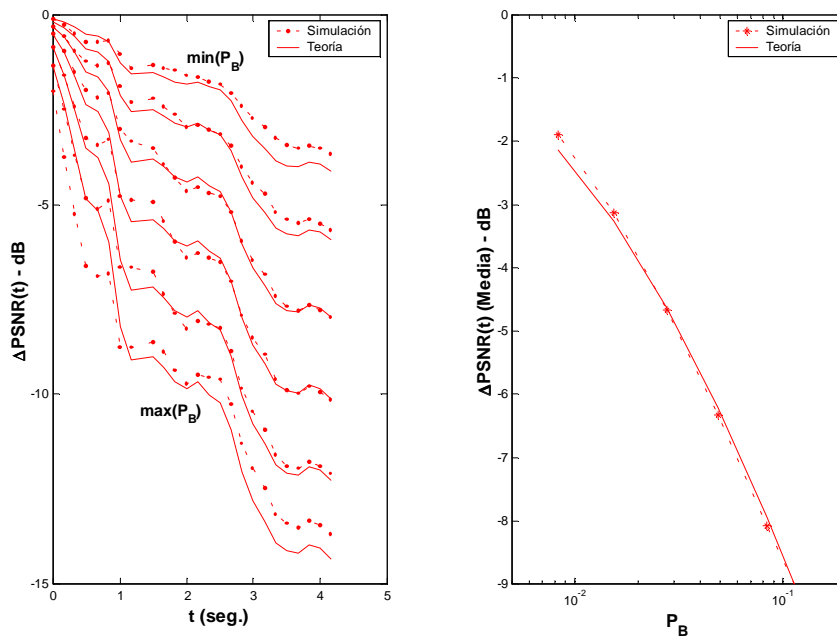


Fig. 5-20: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Suzie” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

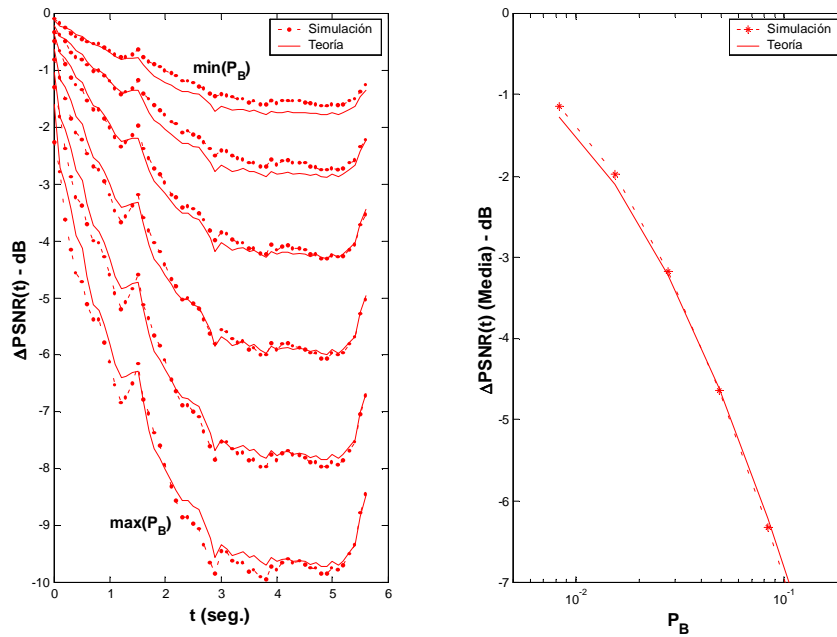


Fig. 5-21: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Mother&Daughter” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=28.8$ kbps. $P_B = 0.1371, 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

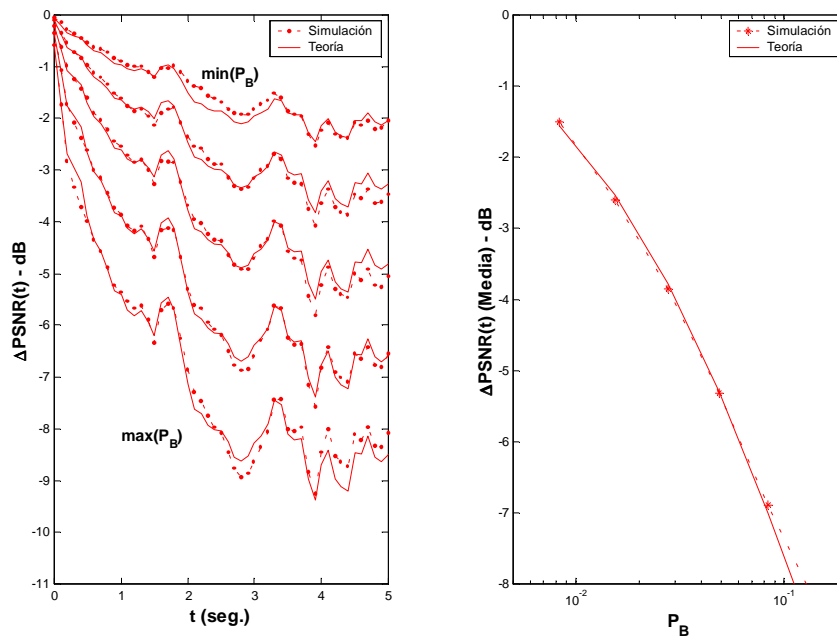


Fig. 5-22: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” en canales sin memoria. Velocidad de vídeo $R_v=28.8$ kbps. $P_B = 0.0832, 0.0486, 0.0277, 0.0154, 0.0083$.

5.5.3 Resumen

Los resultados presentados en esta sección han demostrado la buena exactitud tanto del modelo de Markov para el proceso de error de bloque (BMM), como del nuevo modelo para la distorsión de vídeo en transmisiones a baja velocidad por sistemas CDMA ($R_v < 32$ kbps). La aproximación propuesta para $D_{CH}(t)$ puede ser aplicada satisfactoriamente tanto en canales lentos como rápidos (con y sin memoria). Además se verificó que la exactitud del modelo propuesto se mantiene en distintas condiciones de trabajo consideradas de interés práctico, tales como diferentes:

- números de fingers del MRC ($L=2,3,4$),
- velocidades de compresión ($R_v=14.4, 28.8$ y 43.2 kbps),
- probabilidades de error de bloques (P_B), etc.

De esta manera, la nueva metodología para el estudio de la transmisión de vídeo comprimido por sistemas CDMA usando las nuevas aproximaciones propuestas en este trabajo resulta simple y precisa. Por este motivo, salvo que se indique lo contrario, el estudio de vídeo presentado en el resto de este informe se hará utilizando la metodología seminanalítica descrita en este capítulo.

5.6 Calidad del Vídeo en Función del Número de Usuarios

El análisis de la degradación de la calidad de vídeo reproducido en función del número de usuarios activos resulta sumamente importante en el caso de sistemas de acceso múltiple. Este estudio reviste gran interés ya que brinda información de la capacidad del sistema y de la calidad del servicio. Usando los resultados obtenidos en los capítulos anteriores, en esta sección se investiga cómo el número de usuarios activos afecta la calidad del vídeo reproducido en el *enlace directo* de un sistema celular CDMA (conclusiones similares pueden obtenerse para el enlace inverso)³⁷. Este estudio permitirá determinar las condiciones de funcionamiento más desfavorables, las cuales serán utilizadas para formular el problema a considerar en el próximo capítulo. En todos los resultados presentados a continuación se supone un usuario de vídeo ($v_a=1$) y el resto de usuarios con servicios de voz ($v_a=0.4$).

³⁷ Como se discutirá en el Capítulo 6, la transmisión de vídeo hacia un usuario móvil constituye uno de los escenarios más difíciles para resolver. Por este motivo, en el resto de este trabajo sólo se considerará el enlace directo.

5.6.1 Performance en Canales Lentos y Rápidos

En las Figs. 5-23 y 5-24 se analiza la transmisión de vídeo en canales con desvanecimiento lento ($f_d BT = 0.04$) y rápido ($f_d BT = 2.56$). Específicamente, se presenta P_B y $\overline{\Delta PSNR(t)}$ en función del número de usuarios, K . Se consideran distintos valores de la interferencia relativa ($f=0.6$ y 1) con $L=3$, $R_v=14.4$ kbps y $G_0=2$ (la potencia de la señal piloto es el doble que la de tráfico). Se presentan resultados para las secuencias “*Mother&Daughter*” y “*Foreman*” comprimidas a 6 fps. En ambos casos, se verifica que el comportamiento del sistema mejora en transmisiones por canales con desvanecimiento rápido. Esto demuestra que la ganancia de la calidad de vídeo debido a la reducción de P_B supera la pérdida originada por el aumento en la tasa de error de cuadros (FER) propio de los canales sin memoria (ver Fig. 5-8). Puede observarse además que esta ganancia disminuye a medida que el número de usuarios crece.

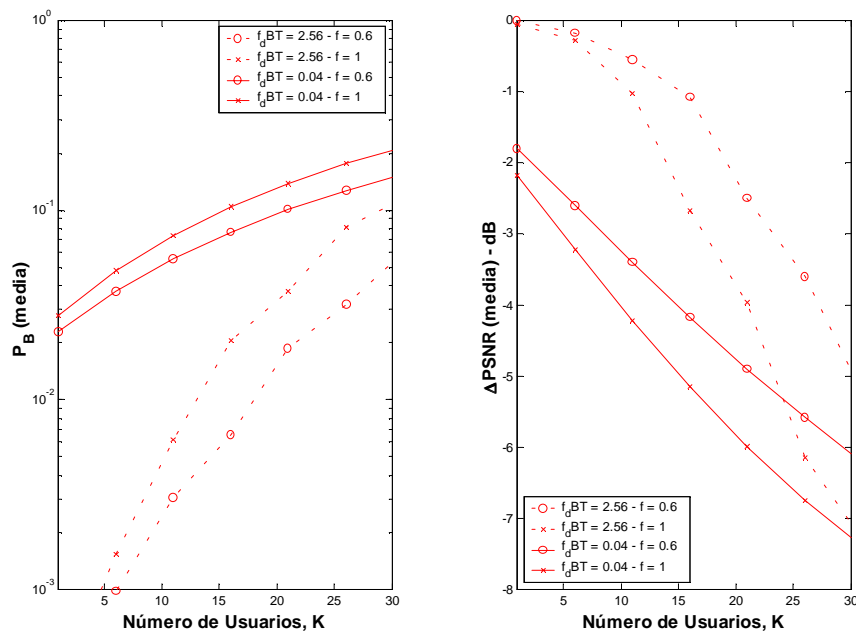


Fig. 5-23: Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “*Mother&Daughter*” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. Número de fingers: $L = 3$.

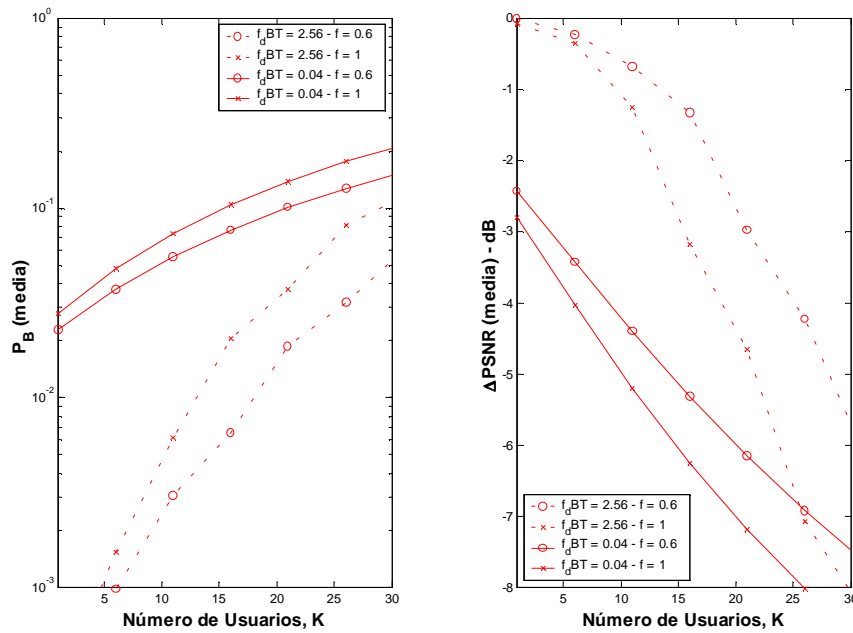


Fig. 5-24: Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. Número de fingers: $L = 3$.

5.6.2 Performance en Canales Lentos con Control de Potencia

Uno de los métodos más eficientes para mejorar la performance del sistema en canales con desvanecimiento lento, es mediante el uso del lazo de control de potencia de lazo cerrado (CLPC). La Fig. 5-25 analiza los efectos del CLPC ideal (CLPC-I) sobre la probabilidad de error de bloques y la degradación de la calidad de vídeo para la secuencia “Mother&Daughter”. Se incluyen resultados para el sistema con CLPC-I, y CLPC-I con cancelación de interferencia de la señal piloto (CI). Puede verificarse que para un valor de referencia $P_B = 0.01$, la degradación del vídeo se reduce en 2.5 dB para CLPC-I y 3 dB para CLPC+CI, mientras que la cantidad de usuarios se incrementa a 15 y 25, respectivamente. Estos resultados demuestran que las técnicas de control de potencia y cancelación de interferencia constituyen uno de los métodos más eficientes para mejorar la performance de la transmisión de vídeo por sistemas CDMA en canales con desvanecimiento lento. La Fig. 5-26 considera el efecto del CLPC-I y el número de fingers, L . Se verifica que a medida que aumenta L , la performance del sistema se degrada como consecuencia del aumento de la potencia de interferencia originada por la señal piloto. Este problema puede ser reducido mediante el empleo de CI, como se observa en la Fig. 5-26.

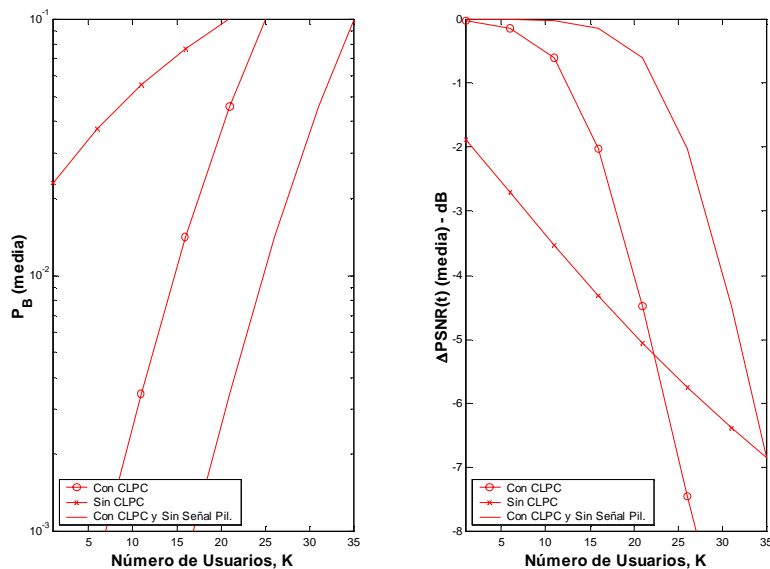


Fig. 5-25: Efectos del control de potencia de lazo cerrado ideal (CLPC-I). Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo media para la secuencia “Mother&Daughter” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps.

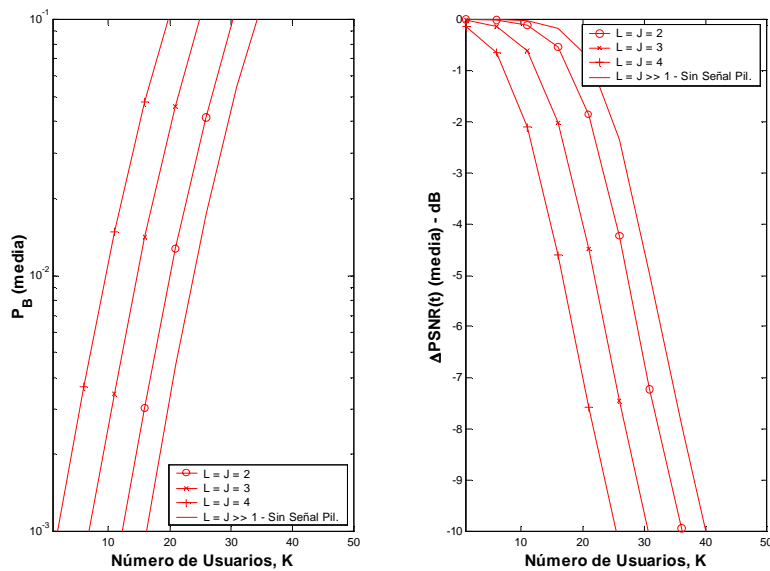


Fig. 5-26: Efectos del control de potencia de lazo cerrado ideal (CLPC-I). Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios para distintos valores de L (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo media para la secuencia “Mother&Daughter” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps. Número de fingers: $L = 3$.

5.7 Definición del Problema

En base a lo expuesto en la sección anterior, resulta evidente que la transmisión de vídeo por canales lentos (canales con baja velocidades de variación y sin CLPC), representa el escenario más difícil para lograr una calidad de vídeo aceptable. Teniendo en cuenta que esta situación se presenta en numerosos sistemas prácticos (como el enlace directo de IS-95), el presente trabajo de Tesis focaliza el estudio en el robustecimiento de la transmisión de vídeo interactivo a baja velocidad por sistemas celulares CDMA **en canales lentos**.

5.7.1 Estrategias para Mejorar la Calidad del Vídeo en Canales Lentos

Para comprender cuales son las posibles alternativas que permiten mejorar la calidad del vídeo en transmisiones por canales lentos, se analiza la expresión de la distorsión total media dada por (5.4.7):

$$\overline{D_o} = \overline{D_{SC}} + \Theta(T_{max}). \quad (5.7.1)$$

De esta expresión resulta claro que la distorsión puede minimizarse reduciendo $\overline{D_{SC}}$ o $\Theta(T_{max})$ (esto es, G, P_B o T_{max}). La componente $\overline{D_{SC}}$ depende fundamentalmente del codificador de vídeo y de la velocidad de compresión. Por su parte, G depende de diversos factores tales como la técnica de ocultamiento de errores empleada y la secuencia de vídeo codificada. Estas variables ($\overline{D_{SC}}$ y G) no serán consideradas en este trabajo. La probabilidad de error de bloque P_B puede reducirse, por ejemplo, incrementando el número de caminos resueltos por el receptor. Las Figs. 5-27 y 5-28 muestran que la performance mejora en forma significativa con el número de fingers activos del receptor RAKE. En general, la reducción de P_B puede realizarse usando técnicas de protección de errores. Éstas incluyen esquemas de codificación y protocolos de repetición de paquetes. La implementación de los mismos debe realizarse de manera tal que tanto los recursos de ancho de banda como las demoras introducidas sean razonables. De la expresión (5.7.1) y (5.4.8) puede observarse que la distorsión puede reducirse también disminuyendo el tiempo de recuperación de la calidad de vídeo, T_{max} . Para esto se diseñan esquemas de recuperación que procuran detener la propagación espacial y temporal de los errores mediante, por ejemplo, la transmisión de regiones de la imagen codificadas en forma intra.

En el próximo capítulo se introduce un nuevo método para robustecer la transmisión de vídeo. El mismo está formado por un protocolo de retransmisión de paquetes y un esquema para detener la propagación de los errores.

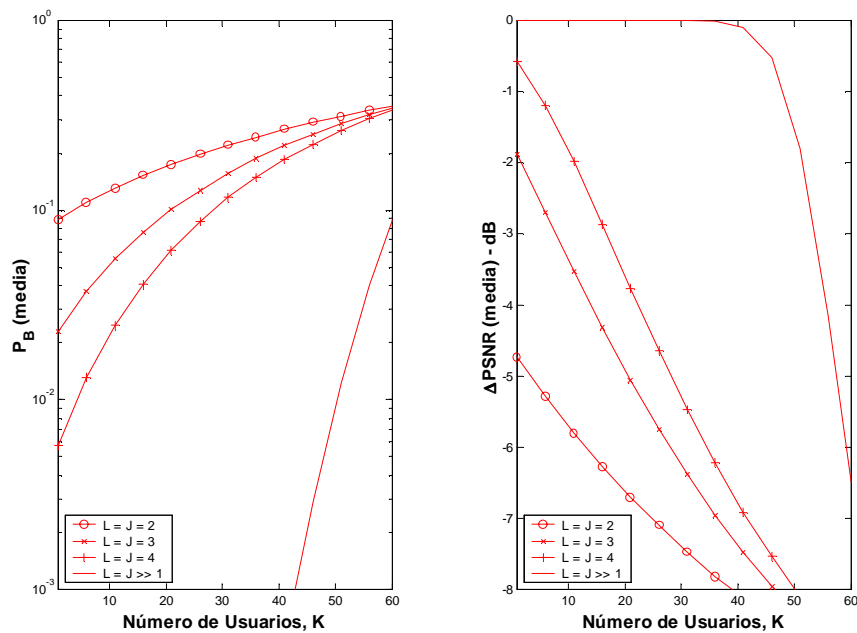


Fig. 5-27: Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios para distintos valores de L (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo media para la secuencia “*Mother&Daughter*” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps.

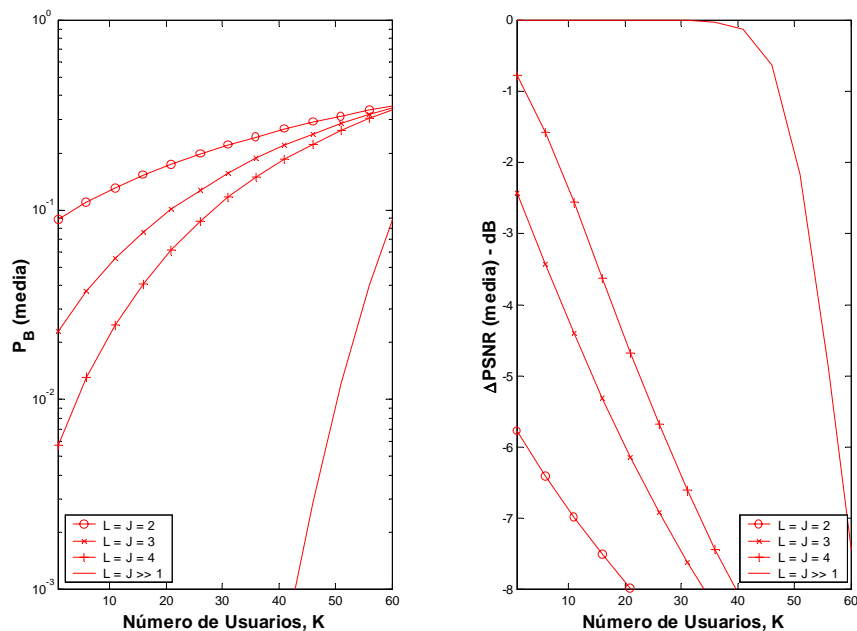


Fig. 5-28: Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios para distintos valores de L (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo media para la secuencia “*Foreman*” (derecha). Velocidad de vídeo $R_v=14.4$ kbps.

5.8 Conclusiones

En este capítulo se ha investigado la transmisión de vídeo a baja velocidad por sistemas celulares DS-CDMA. Se propuso un nuevo modelo semianalítico para la distorsión del vídeo originado por los errores de transmisión. Numerosos resultados numéricos demostraron la excelente exactitud de la nueva aproximación. Usando este modelo, se investigó luego la transmisión de vídeo en diversas condiciones de funcionamiento. Los resultados obtenidos permitieron conocer los principales factores que limitan la transmisión confiable de vídeo. Finalmente, se definió el problema que reviste la mayor complejidad y que será tratado en el próximo capítulo: *el robustecimiento de la transmisión de vídeo a baja velocidad por redes CDMA en canales lentos*.

Capítulo 6

Arquitectura de Protección Centralizada para el Robustecimiento de la Transmisión de Vídeo en Redes Celulares CDMA

En este capítulo se propone una nueva arquitectura de protección centralizada destinada al robustecimiento de la transmisión de vídeo comprimido por redes celulares CDMA. Como una aplicación de este nuevo concepto de protección, se diseña un esquema de protección para la transmisión confiable de vídeo desde un usuario alámbrico hacia un usuario móvil en un canal lento, el cual constituye uno de los escenarios de trabajo más desfavorable. El nuevo esquema está formado por (i) un método de repetición de paquetes destinado a reducir la interferencia y la tasa de error de bloque, y (ii) una nueva técnica para la recuperación de la calidad del vídeo. Ambas etapas se estudian en detalle usando análisis teóricos y simulaciones en computadora del sistema completo. Los resultados presentados muestran que importantes beneficios pueden obtenerse con el nuevo concepto de robustecimiento centralizado propuesto en esta Tesis.

6.1 Introducción

Los sistemas CDMA proveen alta velocidad de transmisión incrementando el número de códigos (multicódigos) o portadoras (*multicarriers*) asignado a un determinado usuario [Ottosson95, 98], [Chih-Lin95]. Sin pérdida de generalidad, en este trabajo se centra la atención en sistemas DS-CDMA con multicódigos (MCs), como es el caso del estándar IS-95B [TIA/EIA-95B]. Cada canal de tráfico en el enlace directo del estándar IS-95B contiene un canal fundamental (*Fundamental Code Channel - FCC*) y puede contener desde uno hasta siete canales suplementarios (*Supplemental Code Channels - SCCs*), permitiendo una velocidad máxima de 115.2 kbps.

La posibilidad de ofrecer servicios de alta velocidad en sistemas MC-CDMA depende del número de usuarios para servicios de datos que el sistema puede soportar mientras provee una adecuada capacidad para usuarios de servicios de voz [Kumar99], [Lee99], [Ayyagari99]. Estos servicios pueden requerir un ancho de banda fijo, para toda la duración de la sesión, o en la modalidad de ráfagas. Ayyagari y Ephremides demostraron en [Ayyagari99] que el servicio de 64 kbps no puede ser ofrecido en forma continua en sistemas IS-95B, por lo que un gran ancho de banda tiene que ser provisto en ráfagas. De esta manera, la provisión de servicios con ancho de banda *dedicado* puede ser viable sólo a bajas velocidades (por ejemplo, hasta cuatro MCs por usuario [Ayyagari99]). Puesto que las aplicaciones de tiempo real como es el caso de vídeo interactivo requieren un ancho de banda dedicado, se concluye que para proveer una adecuada capacidad a los usuarios de servicios de voz debe considerarse la transmisión a baja velocidad. Por esta razón, la transmisión de vídeo interactivo por sistemas celulares MC-CDMA sobre canales con desvanecimiento presenta nuevos desafíos que no han sido investigados en trabajos previos. En esta situación, y debido al escaso ancho de banda disponible, la transmisión de vídeo codificado en forma predictiva es necesaria para proveer una calidad de vídeo aceptable. Luego, teniendo en cuenta (i) la alta tasa de error de bloques presente a la entrada del decodificador de vídeo y (ii) la gran sensibilidad a los errores de la información de vídeo comprimido [Bah198], se puede inferir que el problema de la propagación de errores en el vídeo reproducido será severo [Hueda01c].

Tres tipos de esquemas han sido usados para mejorar la calidad del vídeo en transmisiones sobre canales ruidosos:

- Ocultamiento de errores.
- Corrección de errores.
- Recuperación de la calidad del vídeo.

Las técnicas de *ocultamiento* de errores están relacionadas a los métodos de post-procesamiento de los errores donde el decodificador de vídeo, reconociendo que ha ocurrido un error incorregible, procura ocultar o minimizar el efecto observado por el usuario para una mejor comodidad visual del vídeo decodificado (se pueden encontrar mayores detalles en [Wang98]). Los métodos de *corrección* de errores se utilizan para reducir la pérdida de información debida a la transmisión sobre canales ruidosos, mientras que las técnicas de *recuperación* de la calidad del vídeo procuran minimizar la propagación y severidad del daño causado por los errores residuales de la transmisión [Färber98].

La calidad del vídeo reproducido en transmisiones sobre canales ruidosos depende principalmente de las técnicas de corrección y de recuperación de la calidad. La capacidad de estas últimas para mejorar la calidad del vídeo en transmisiones a bajas velocidades por sistemas celulares MC-CDMA requiere consideraciones especiales. Por

ejemplo, incrementar la frecuencia de refresco con un cuadro codificado sin predicción [Deep99] no representa una solución apropiada debido a que éste tiene una baja eficiencia de compresión y necesita un importante incremento del ancho de banda para minimizar las demoras. Esto no sólo afecta la calidad del vídeo y la capacidad del sistema, sino que también requiere algoritmos elaborados para el manejo del ancho de banda (*bandwidth allocation*). Por otro lado, los métodos de recuperación de la calidad incorporados en los estándares de vídeo existentes no son suficientes para garantizar una calidad aceptable de vídeo en transmisiones sobre canales inalámbricos [Bahl98].

Una posible solución para mejorar la calidad del vídeo en transmisiones por sistemas celulares MC-CDMA consiste en combinar métodos de recuperación de la calidad con métodos de protección de errores³⁸. En la literatura han sido considerados dos esquemas clásicos de protección: corrección de errores (*Forward Error Correction - FEC*) y/o repetición automática de paquetes (*Automatic Repeat reQuest - ARQ*). Por ejemplo, Chan propuso en [Chan00] un esquema de codificación FEC selectivo combinado con un mecanismo de refresco forzado con codificación de vídeo no predictivo para mejorar la transmisión inalámbrica de vídeo H.263 en sistemas IS-95. La efectividad de los esquemas FECs, sin embargo, es limitada debido a que las condiciones del canal varían ampliamente en canales de radio, por lo tanto un diseño que contemple la peor situación de funcionamiento dará lugar a una cantidad prohibitiva de redundancia [Girod99]. Khansari demostró en [Khansari96] que los protocolos de retransmisión de paquetes son mucho más efectivos que FECs en redes CDMA, especialmente en el enlace directo donde ocurren ráfagas largas de errores de bits. En transmisiones por sistemas MC-CDMA sobre canales con desvanecimiento, la efectividad del FEC para reducir la pérdida de paquetes es limitada no sólo por las características de los errores en ráfagas, sino también por las restricciones de ancho de banda (por ejemplo, no pueden emplearse codificadores de baja tasa sin reducir significativamente la velocidad de transmisión, esto es, la calidad media del vídeo original). Por este motivo, el control de errores de lazo cerrado es un método atractivo para combatir el desvanecimiento debido a que la transmisión de la redundancia sólo ocurre cuando la señal recibida sufre un desvanecimiento profundo [Khansari96], [Girod99]. Numerosos esquemas de retransmisión para sistemas de comunicaciones inalámbricos han sido propuestos en trabajos previos ([Khansari96], [Tosun00], [Hsu99], [QZhang00], [Chang00], [Liu97]). Por ejemplo, Hsu introdujo en [Hsu99] algoritmos para el control de la velocidad de transmisión en combinación con un esquema ARQ para robustecer la transmisión inalámbrica de vídeo, mientras Tosun propuso en [Tosun00] un esquema de retransmisión combinado con códigos de corrección de errores BCH con la finalidad de incrementar la calidad de los servicios de vídeo en sistemas DS-SS-SS con ancho de banda limitado.

³⁸ Por ejemplo, la reducción de la pérdida de los paquetes permite disminuir la frecuencia de refresco con cuadros de vídeo intra. Esto minimiza tanto la degradación como la interferencia.

Estas aproximaciones, sin embargo, no han sido diseñadas para sistemas celulares MC-CDMA donde se necesita considerar la restricción del ancho de banda. Lo que es más, hasta ahora no se han propuestos esquemas de retransmisión diseñados para reducir no sólo la pérdida de paquetes y las demoras sino también los efectos de la interferencia. En definitiva, los esquemas de protección para robustecer la transmisión de vídeo en redes celulares MC-CDMA deben diseñarse de manera que reduzcan

- la distorsión del vídeo,
- la pérdida de paquetes,
- *la interferencia,*
- las demoras y
- la complejidad de implementación.

En los protocolos de repetición de paquetes propuestos en la literatura, el proceso de retransmisión de la información se lleva a cabo entre el transmisor y el receptor. Como se verá luego en este capítulo, este tipo de proceso de retransmisión puede resultar poco eficiente para usuarios que pertenecen a sistemas de acceso múltiple por división de código. Para comprender esta afirmación, considere la comunicación entre dos usuarios móviles pertenecientes a una red celular CDMA mostrado en la Fig. 6-1. Puede verificarse que la información debe viajar por un enlace inverso y uno directo pero de dos usuarios en celdas *diferentes*. Estos usuarios pueden tener distintas características (movilidad, ancho de banda, control de potencia, etc.), por lo que el esquema de retransmisión puede resultar ineficiente. Por ejemplo, si la señal de uno de los usuarios (u_1) está sumergida en un desvanecimiento profundo, el otro usuario (u_2) va a retransmitir paquetes con poco éxito debido a las malas condiciones del enlace del usuario u_1 . Esto significa que los recursos del usuario u_2 se utilizan en forma ineficiente, lo cual se traduce en una “innecesaria” generación de interferencia sobre los otros usuarios de la celda correspondiente.

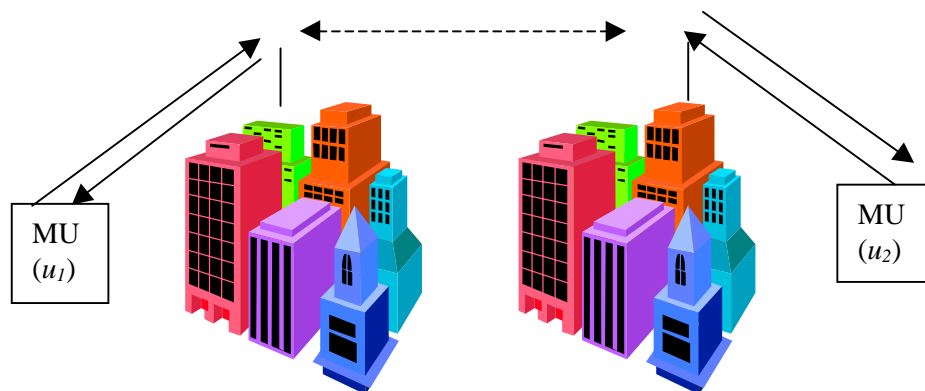


Fig. 6-1: Comunicaciones entre dos usuarios móviles.

En este capítulo se presenta una nueva arquitectura de protección destinada a minimizar los problemas existentes en los protocolos de repetición de paquetes propuestos en la actualidad. Específicamente, se propone un sistema de protección centralizada en la estación base, de manera tal que cada usuario móvil con su respectiva estación base es considerado como un enlace independiente. Como se discutirá en detalle luego, esta arquitectura permite mejorar no sólo la performance del enlace entre dos usuarios, sino también realizar un mejor aprovechamiento de los recursos disponibles, como por ejemplo minimizar en *ambas* celdas la interferencia generada por el esquema de protección.

Como una aplicación de la nueva arquitectura de protección centralizada, se realiza el robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de servicios de vídeo interactivo por un sistema MC-CDMA. En particular, se considera la transmisión de vídeo desde un usuario alámbrico hacia un usuario móvil en un canal lento. Este escenario constituye uno de los más desfavorables no sólo por el desvanecimiento lento del canal (ver Sección 5.7), sino también por la capacidad limitada del codificador de vídeo del usuario alámbrico para combatir los errores propios de los enlaces inalámbricos. El nuevo esquema está formado por (i) un método de repetición de paquetes destinado a reducir la interferencia y la tasa de error de bloque, y (ii) una nueva técnica para la recuperación de la calidad del vídeo³⁹.

El protocolo de retransmisión de paquetes que se propone opera en el enlace directo de un sistema DS-CDMA con multicódigos (MC-CDMA). En estos sistemas de comunicaciones (por ejemplo IS-95B), la velocidad de transmisión es variable solamente en el FCC. Esta característica permite aprovechar el factor de actividad de voz para mejorar significativamente la capacidad del sistema. En esta Tesis se propone un método de retransmisión no selectivo de ancho de banda variable (*Non-Selective Variable Bandwidth Retransmission - NSVBR*), el cual utiliza el FCC para transmitir (a una velocidad adecuada menor que su máxima) información de *vídeo* en lugar de voz. La nueva aproximación incrementa la velocidad del FCC para retransmitir los bloques de datos sin producir un excesivo retardo. De esta manera, el esquema propuesto permite no sólo un empleo eficiente del escaso ancho de banda disponible, sino que también reduce significativamente la interferencia y la complejidad de los algoritmos de control del ancho de banda. Con la finalidad de evaluar la efectividad de la nueva técnica de retransmisión, se obtienen expresiones analíticas de la tasa residual de errores de bloques y del factor de actividad del FCC. Los resultados obtenidos muestran que el nuevo esquema es capaz de reducir significativamente no sólo la tasa de pérdida de bloques y las demoras, sino también los efectos de la interferencia (esto es, se muestra que el factor de actividad es menor que el factor de actividad de voz cuando se usa el FCC para retransmisiones). Además, en este capítulo se evalúa la PSNR de varias secuencias de vídeo usando

³⁹ Este esquema de recuperación es necesario debido a los errores *residuales* del canal que degradan la calidad del vídeo decodificado por el usuario móvil.

simulaciones del sistema y análisis teórico de acuerdo al modelo descrito en el Capítulo 5.

El presente capítulo también describe un nuevo método de recuperación de la calidad del vídeo (*Centralized Video Quality Recovery - CVQR*). Este esquema se basa en la transmisión de un cuadro de vídeo introducido por la estación base con la finalidad de detener la propagación de los errores en la secuencia de vídeo decodificado por el usuario móvil. Los resultados numéricos demuestran que la calidad del vídeo reproducido mejora sustancialmente con el empleo de las técnicas de recuperación de la calidad y protección de errores propuestas en esta Tesis.

El resto de este capítulo está organizado de la siguiente manera. En la Sección 6.2 se discuten las ventajas de la arquitectura de protección centralizada. En la Sección 6.3 se presenta una breve descripción de un sistema MC-CDMA. Esta sección también introduce un nuevo modelo de Markov para el proceso de error de bloque en transmisiones por sistemas MC-CDMA, el cual se emplea luego para el estudio teórico. En la Secciones 6.4 a 6.6 se describe y analiza el esquema de retransmisión NSVBR. En la Sección 6.7 se presenta el nuevo método para la recuperación de la calidad del vídeo CVQR. Finalmente, en la Sección 6.8 se presentan las conclusiones del capítulo.

6.2 Arquitectura de Protección Centralizada

En esta sección se muestra que un esquema de protección centralizado en la estación base permite mejorar la capacidad de los sistemas de acceso múltiple por división de código. Este análisis justifica *conceptualmente* la arquitectura de protección adoptada en la Tesis.

6.2.1 Sistema de transmisión entre dos usuarios

En la Fig. 6-2 se presenta el modelo típico de un sistema de transmisión entre dos usuarios. Sin pérdida de generalidad y por simplicidad, en el análisis presentado en esta sección se consideran canales AWGN. w_1 es la información a transmitir, x_1 es el símbolo codificado, z_u es la componente de ruido mientras \hat{w}_1 es el símbolo detectado. Cuando el sistema transmite información binaria ($w_1 \in \{0,1\}$), el canal mostrado en la Fig. 6-2 puede representarse por un canal (discreto) binario simétrico (*Binary Symetric Channel - BSC*), como se muestra en la Fig. 6-3. La probabilidad de error p (con $p < 0.5$) depende del sistema de codificación y de la relación señal ruido.

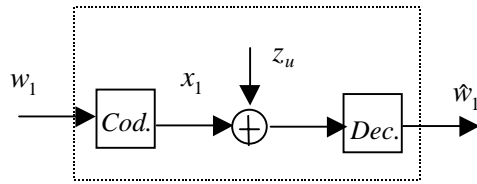


Fig. 6-2: Sistema de transmisión típico entre dos usuarios.

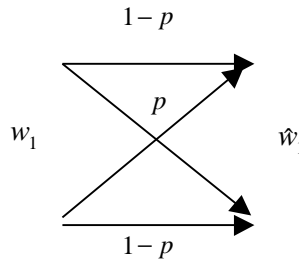


Fig. 6-3: Modelo discreto del canal de transmisión típico entre dos usuarios.

a) **Transmisión entre Usuarios Móviles**

A diferencia del modelo mostrado en la Fig. 6-2, en comunicaciones celulares la transmisión se realiza en presencia de dos (o más) enlaces diferentes. Por ejemplo, en la transmisión de un usuario móvil hacia otro móvil, la señal debe viajar por un enlace inverso y luego por un enlace directo (en este caso, el número de enlaces es 2). Este modelo se presenta en la Fig. 6-4, donde z_d es la componente de ruido en el enlace directo. El modelo discreto se muestra en la Fig. 6-5. Es claro que la probabilidad total de error p_T es mayor que la correspondiente a *cada* enlace individual.

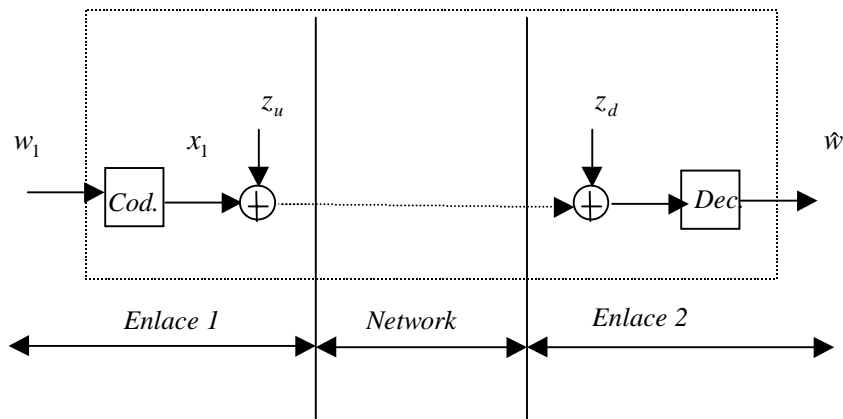


Fig. 6-4: Sistema de transmisión típico entre dos usuarios celulares.

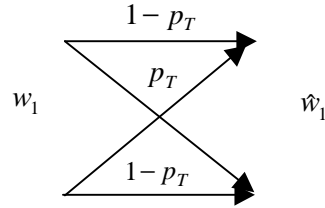


Fig. 6-5: Modelo discreto simplificado del canal de transmisión entre dos usuarios celulares.

b) Transmisión entre usuarios pertenecientes a una red celular CDMA

A continuación se considera un sistema de acceso múltiple por división de código (Fig. 6-6). El enlace inverso es equivalente al modelo de acceso múltiple descrito en [Cover91] (pag. 404). Por su parte, el enlace directo corresponde al canal ortogonal de *broadcast* analizado en el ejemplo 14.6.3 de [Cover91]⁴⁰. El canal de la Fig. 6-6 puede modelarse por un canal discreto como el mostrado en la Fig. 6-5. A diferencia del sistema anterior (Fig. 6-4), la probabilidad de error del usuario 1 no sólo se degrada por la presencia del enlace directo, sino también por la interferencia originada por los otros usuarios de su misma celda.

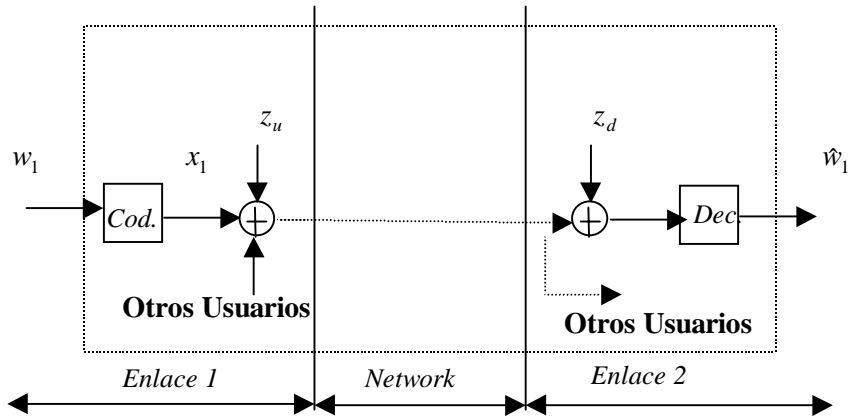


Fig. 6-6: Sistema de transmisión entre dos usuarios de una red celular CDMA.

⁴⁰ El enlace directo de CDMA utiliza funciones de Walsh para los distintos usuarios, por lo tanto son ortogonales.

6.2.2 Métodos para Mejorar la Performance de un Usuario Perteneciente a una Red Celular CDMA

En la transmisión de vídeo comprimido por redes celulares es preciso minimizar la probabilidad de error. Por lo tanto, resulta de interés diseñar esquemas de protección que permitan mejorar la capacidad total del usuario 1 (esto es, disminuir la probabilidad total de error p_T) en un sistema de acceso múltiple. A continuación se analizan dos métodos posibles para resolver este problema.

a) Arquitectura de Protección Tradicional

En este caso el proceso de protección se lleva a cabo entre los dos usuarios y se considera que entre ambos enlaces (“Network”) no se suma ningún tipo de codificación (ver Fig. 6-6). Luego, para reducir p_T será preciso aumentar la potencia de la señal x_1 , el ancho de banda del usuario 1 (para implementar esquemas de protección FEC o ARQ), etc. En cualquier caso, puede inferirse que la reducción de la probabilidad de error para el usuario 1 afectará directamente la performance de los otros usuarios del enlace inverso. Nótese que la degradación sobre los otros usuarios del enlace directo será en teoría nula puesto que las señales de los usuarios en este enlace son ortogonales.

b) Arquitectura de Protección Centralizada

En los sistemas de acceso múltiples por división de código es crítico maximizar la cantidad de usuarios activos. Por lo tanto, la solución descrita previamente no resulta atractiva ya que la interferencia del enlace directo (z_d) repercute en forma directa en el enlace inverso, y además no se aprovechan los recursos disponibles en el enlace directo. Por este motivo se propone introducir “algún” sistema de codificación y/o control de potencia en cada uno de los enlaces con la finalidad de reducir no solamente la probabilidad de error p_T sino también la interferencia generada en ambos enlaces (ver Fig. 6-7). De esta manera será posible aprovechar los recursos disponibles en ambas celdas para mejorar la performance del usuario 1 con un impacto mínimo en los demás usuarios de cada celda. En la Fig. 6-8 se presenta un modelo discreto del canal mostrado en la Fig. 6-7 ($p_1, p_2 < 0.5$). Es posible demostrar que el BSC de la Fig. 6-8 puede representarse por un sólo canal binario simétrico equivalente con probabilidad de error igual a

$$\begin{aligned} p_T &= p_1(1 - p_2) + p_2(1 - p_1) \\ &= p_1 - 2p_1p_2 + p_2. \end{aligned} \quad (6.2.1)$$

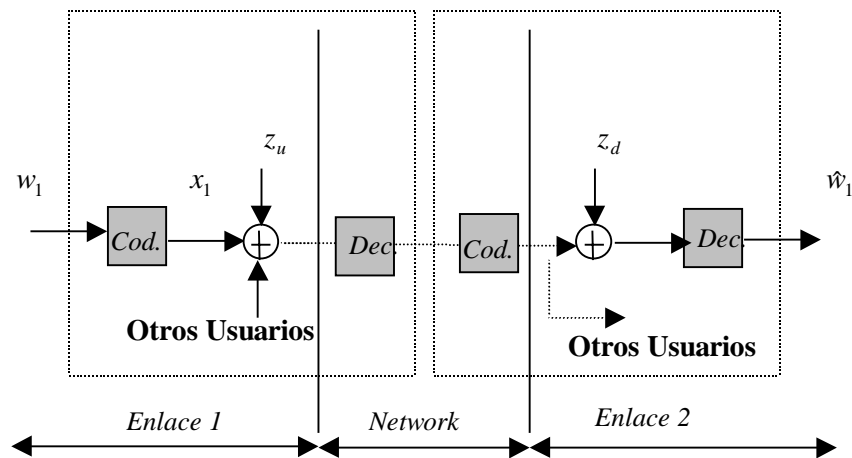


Fig. 6-7: Sistema de protección centralizado.

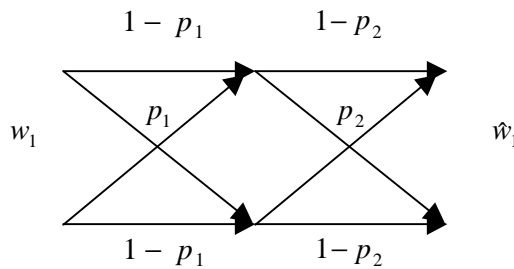


Fig. 6-8: Modelo discreto del canal de transmisión entre dos usuarios celulares usando protección centralizada.

Para $0.5 > p_1, p_2 > 0$ se verifica que $p_T > p_1$, $p_T > p_2$ y $p_T < 0.5$, por lo tanto la capacidad total del usuario 1 es menor que la capacidad de cada enlace individual. Si el enlace directo es ideal (los usuarios son ortogonales y no interfieren entre sí), la probabilidad de error p_2 puede reducirse “sin problemas” incrementando la potencia de la señal en el enlace directo. En un caso ideal, cuando $p_2 \rightarrow 0$ se verifica

$$p_T = p_1. \tag{6.2.2}$$

En situaciones prácticas no es posible lograr $p_2 \rightarrow 0$ (por ejemplo, limitaciones en la potencia transmitida por la estación base o pérdida de ortogonalidad por presencia de múltiples caminos). Sin embargo, cualquier mejora en la probabilidad de error p_2 “aliviara” el problema en el enlace inverso, mejorando la capacidad de acceso múltiple con respecto a la solución descrita previamente. A continuación se presenta una formulación general del problema.

Sea $\mathfrak{R}_1(p_1)$ con $p_1 \in \mathfrak{S}_1$ ($\mathfrak{R}_2(p_2)$ con $p_2 \in \mathfrak{S}_2$) la función que relaciona los recursos del enlace inverso (directo) que deben emplearse para obtener una probabilidad de error p_1 (p_2). \mathfrak{S}_1 y \mathfrak{S}_2 representan, respectivamente, los conjuntos de posibles valores p_1 y p_2 , los cuales dependerán de las condiciones de funcionamiento de cada enlace, como por ejemplo: la carga de la celda, el ancho de banda disponible, el sistema de codificación usado, etc. La función $\mathfrak{R}_i(p_i)$ indica cuantos recursos del enlace i se deben “gastar” para lograr una probabilidad de error determinada p_i (por ejemplo, en el caso de sistemas CDMA, $\mathfrak{R}_i(p_i)$ puede indicar el nivel de interferencia originado por el usuario 1 cuando la probabilidad de error del enlace correspondiente es p_i). De esta manera puede verificarse que $\mathfrak{R}_i(p_i)$ es una función decreciente de la probabilidad de error, como se muestra en la Fig. 6-9a. Para dar una interpretación alternativa del significado de esta curva, puede pensarse que a medida que aumenta $\mathfrak{R}_i(p_i)$ (esto es, p_i disminuye), también aumenta el número equivalente de usuarios de la celda que “debe sacrificarse” para permitir la reducción de p_i .

El problema se formula de la siguiente manera: dado un valor determinado de la probabilidad de error total para el usuario 1 (p_T), encontrar el par de valores p_1 y p_2 que minimice el consumo de los recursos en ambos enlaces (por ejemplo, interferencia). En otras palabras, se desea minimizar la función

$$\mathfrak{R}_T(p_1, p_2) = \mathfrak{R}_1(p_1) + \mathfrak{R}_2(p_2) \quad (6.2.3)$$

con las siguientes restricciones:

$$p_T = p_1 - 2p_1p_2 + p_2, \quad p_1 \in \mathfrak{S}_1, \quad p_2 \in \mathfrak{S}_2. \quad (6.2.4)$$

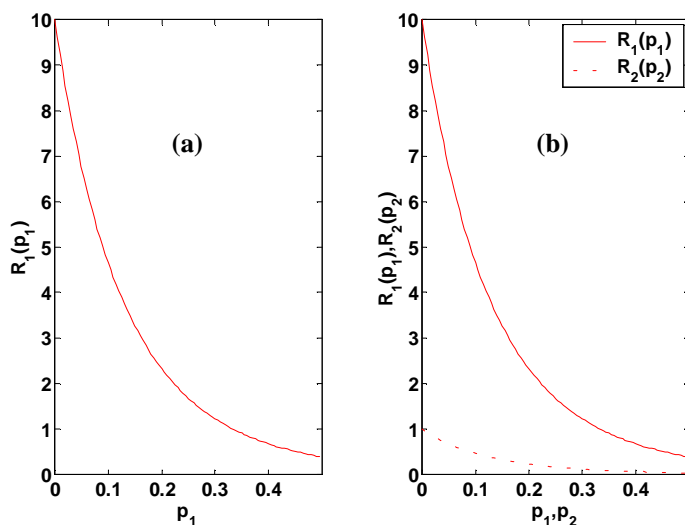


Fig. 6-9: Ejemplos de funciones recursos.

Debido a la diferente naturaleza de los enlaces directo e inverso (sincrónico y no sincrónico), y a las distintas condiciones de funcionamiento (por ejemplo, nivel de carga en cada celda), $\mathfrak{R}_1(p_1)$ será en general diferente a $\mathfrak{R}_2(p_2)$. En la Fig. 6-9b se presentan $\mathfrak{R}_1(p_1)$ y $\mathfrak{R}_2(p_2)$ usadas en el ejemplo presentado en esta sección. Puede verificarse que, para un mismo valor de la probabilidad de error, el “sacrificio” de los recursos del enlace inverso es mayor que en el caso del enlace directo.

En la Fig. 6-10 se presenta la función $\mathfrak{R}_T(p_1, p_2)$ con $\mathfrak{R}_1(p_1)$ y $\mathfrak{R}_2(p_2)$ mostrados en la Fig.6-9b. En la Fig. 6-11 aparecen indicados los puntos de la superficie $\mathfrak{R}_T(p_1, p_2)$ correspondientes a los valores de p_1 y p_2 que satisfacen la condición (6.2.4) para $p_T=0.3$ y $\mathfrak{S}_1 = \mathfrak{S}_2 = [0,0.5]$ (intersección de ambas superficies). En este caso, la solución está dada por

$$p_1 = 0.275 \quad \text{y} \quad p_2 = 0.065. \tag{6.2.5}$$

Analizando (6.2.5) resulta claro que el “mayor esfuerzo” lo tiene que realizar el codificador del enlace directo ya que este último posee una mejor capacidad para reducir la probabilidad de error con un mínimo impacto sobre los otros usuarios de su misma celda (ver Fig. 6-9b).

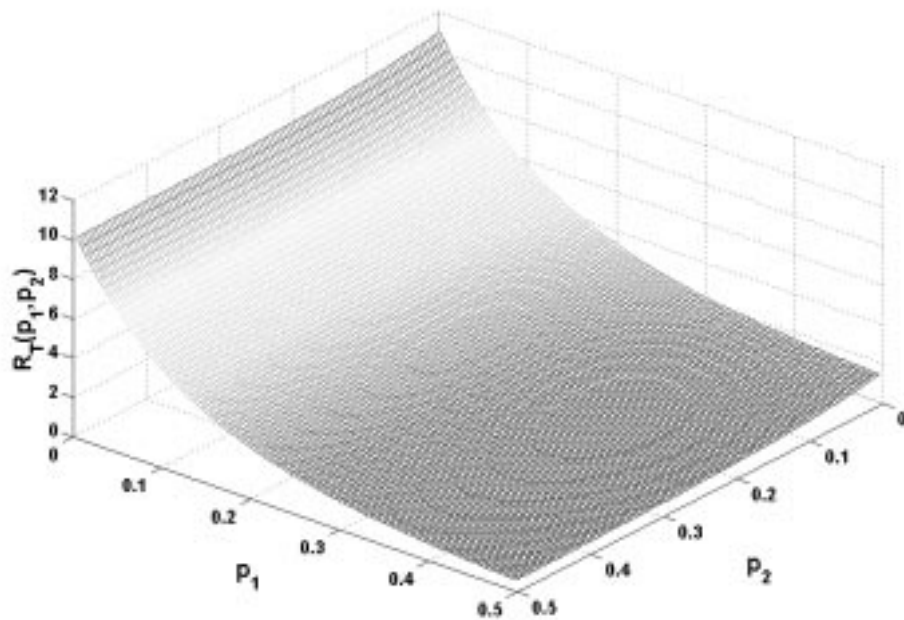


Fig. 6-10: Función de recursos de ambos enlaces.

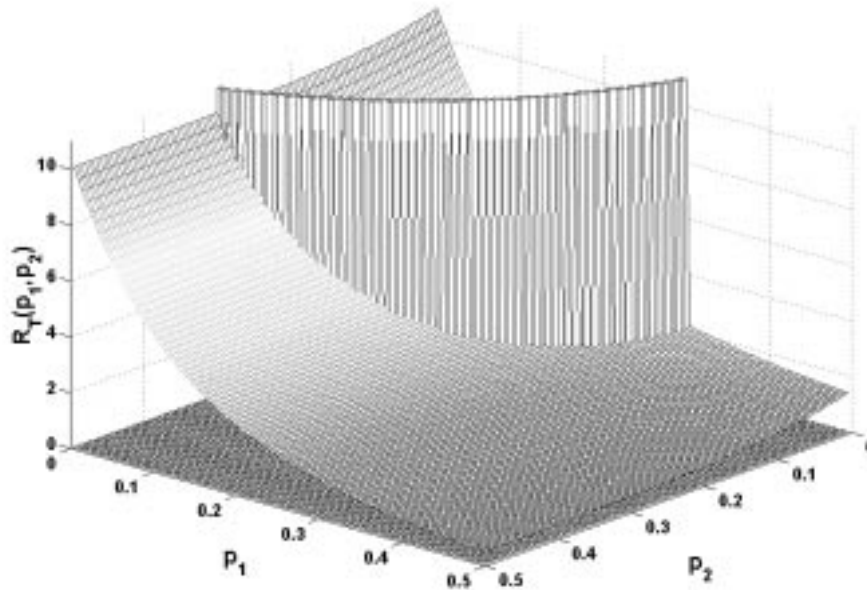


Fig. 6-11: Valores óptimos que minimizan la función de recursos de ambos enlaces.

6.2.3 Importancia del Esquema de Protección Centralizada

El análisis anterior permite apreciar el importante potencial que tiene la incorporación de sistemas de protección y/o control de potencia en la estación base. Algunos sistemas comerciales CDMA incorporan esquemas de control de potencia que pueden utilizarse para regular p_1 y p_2 según lo explicado anteriormente. Sin embargo, esta solución no es suficiente en aplicaciones como transmisión de vídeo comprimido donde se requiere una tasa de error “lo más baja posible”. Por este motivo resulta importante diseñar sistemas de protección entre la estación base y la unidad móvil que permitan obtener un buen rango \mathfrak{S}_i . Evidentemente, el diseño de estos esquemas de protección adicionales deberá realizarse además de manera de minimizar los efectos sobre los otros usuarios, lo cual se traduce directamente en una “mejor” función $\mathfrak{R}_i(p_i)$ (compare las dos curvas de la Fig. 6-9b). Precisamente, ésta es una de las principales características del esquema de repetición de paquetes que se propone en esta Tesis. Es interesante mencionar que la solución propuesta resulta atractiva también en el caso de la transmisión de un usuario alámbrico ($p_1 \rightarrow 0$) hacia un usuario móvil. En este caso, la reducción de la probabilidad de error en el enlace directo (p_2) permitirá un mejor aprovechamiento de los recursos disponibles del usuario alámbrico (por ejemplo, ancho de banda).

6.2.4 Aplicación del Nuevo Esquema de Protección Centralizada

Como una aplicación del nuevo concepto de protección centralizada, en este capítulo se realiza el robustecimiento de la transmisión de vídeo *interactivo* por un canal lento desde un usuario alámbrico hacia uno móvil perteneciente a una red celular MC-CDMA. Un ejemplo práctico de esta situación es la transmisión multimedia desde un usuario telefónico alámbrico fijo basado en el estándar H.324 (el cual incluye H.263 como estándar de compresión de vídeo [Färber98]) hacia un usuario móvil de una red celular IS-95B. Este problema reviste gran interés y hasta el momento no ha sido investigado.

Existen dos factores importantes que limitan críticamente la calidad del vídeo decodificado en el usuario móvil:

- la reducida capacidad del codec H.263 para combatir las largas ráfagas de error propias de los canales lentos (ver Sección 5.7), y
- el limitado ancho de banda disponible tanto para el usuario fijo (línea telefónica alámbrica) como para el usuario móvil.

Con la finalidad de minimizar los efectos de estas limitaciones, en este capítulo se utiliza el nuevo concepto de protección centralizada para robustecer la transmisión de servicios de vídeo interactivo. Específicamente, se propone un nuevo protocolo de retransmisión de paquetes entre la estación base y el usuario móvil destinado a reducir la pérdida de información de vídeo en el enlace directo. Además, se presenta un nuevo método de recuperación de la calidad de vídeo el cual permite detener la propagación temporal y espacial de los errores en la secuencia de vídeo decodificada. En la Secciones 6.4 a 6.6 se describe y analiza el nuevo protocolo de retransmisión, mientras que en la Sección 6.7 se presenta el nuevo método para la recuperación de la calidad del vídeo.

6.3 Sistemas DS-CDMA con Multicódigos (MC-CDMA)

En esta sección se realiza una breve descripción de un sistema MC-CDMA y se introduce un nuevo modelo de Markov para el proceso de error de bloque en transmisiones por sistemas MC-CDMA. Este modelo será empleado luego para realizar el análisis teórico tanto del nuevo protocolo de retransmisión como del esquema de recuperación de la calidad.

MC-CDMA es un sistema de comunicación donde las velocidades y servicios se adaptan dinámicamente a las necesidades de los usuarios. En esta sección se repasa brevemente la arquitectura de un sistema MC-CDMA. Mayores detalles pueden encontrarse, por ejemplo, en [Garg00], [TIA/EIA-95B].

MC-CDMA permite una migración gradual de los estándares DS-SS existentes a los sistemas de alta velocidad de las próximas generaciones, manteniendo un alto porcentaje de la capa física existente. Cuando un usuario necesita M veces la velocidad básica de transmisión, los datos se convierten de formato serie a un formato consistente en M secuencias paralelas, las cuales se codifican para luego ser transmitidas. Los canales de la señal piloto, paginamiento y sincronización son comunes para todos los usuarios. La Fig. 6-12 presenta la arquitectura de un transmisor MC-CDMA con M canales para el usuario i en el enlace directo del estándar IS-95B. La información a transmitirse se agrupa en bloques de 20 milisegundos (ms), se codifica con CCs y se procesa luego por un entrelazador. Las secuencias W_{Pag} y W_{Synch} representan los códigos de Walsh usados por la estación base para el paginado y la sincronización de los canales, respectivamente. W_{ij} ($j=1,2,\dots,M$) son códigos de Walsh empleados para proveer alta velocidad de transmisión al usuario móvil i . La secuencia B_M representa el código correspondiente a la estación base, el cual es usado por los móviles para seleccionar la estación base con la que establecerá la comunicación. Todos los móviles en una celda usan el mismo código de la estación base. Después de ejecutar la sincronización de fase y de código, la estación móvil adquiere información de sincronismo del canal de "sincronización".

Como se expresó en la sección anterior, en IS-95B cada canal de tráfico directo tiene un FCC y puede usar hasta siete SCCs. El canal de tráfico tiene dos conjuntos de velocidades posibles. Uno de ellos permite velocidades de 9.6, 4.8, 2.4 y 1.2 kbps mientras el otro provee velocidades de 14.4, 7.2, 3.6 y 1.8 kbps. Solamente la máxima velocidad (9.6 ó 14.4 kbps) se puede usar en los SCCs. Puesto que la velocidad de transmisión en el FCC es variable, se utilizan códigos de repetición para mantener constante la velocidad neta de símbolos a la entrada del entrelazador.

Aunque sólo se describieron las principales características del enlace directo, es claro que un estudio analítico exacto de la performance de transmisiones de vídeo en estos sistemas resulta difícil. Sin embargo se puede obtener un modelo simple de todo el sistema de transmisión utilizando los conceptos presentados en el Capítulo 4. Específicamente, en esta sección se introduce un modelo de Markov para el proceso de error de bloque en transmisiones por sistemas CDMA con multicódigos, el cual será utilizado luego para realizar el estudio teórico de performance. A continuación se presentan los principales conceptos relacionados con este nuevo modelo; mayores detalles pueden encontrarse en [Hueda00e].

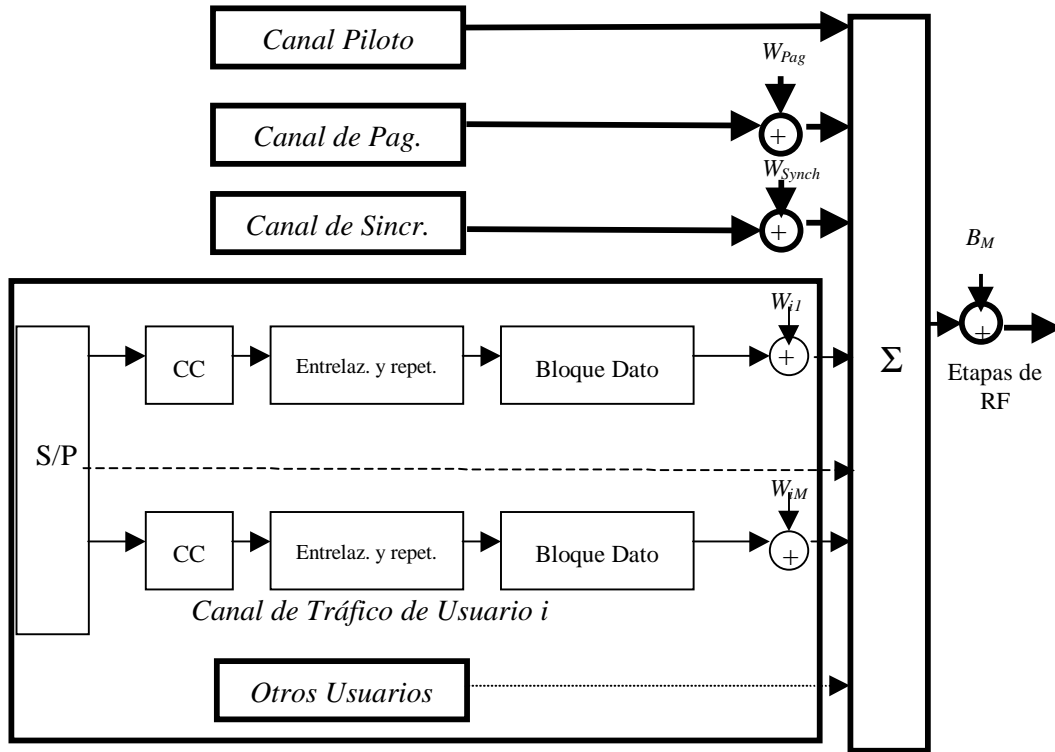


Fig. 6-12: Diagrama en bloque simplificado del enlace directo de un transmisor MC-CDMA.

6.3.1 Modelo de Markov para el Proceso de Error de Bloques en MC-CDMA

Sea M el número total de multicódigos (FCC+SCCs) asignado a un usuario determinado de un sistema MC-CDMA. Se denomina $\beta_{i,n}$ al proceso binario definido por $\beta_{i,n} = 1$ si el bloque de dato i a la salida del decodificador correspondiente al multicódigo (MC) n se recibe con error, y 0 en caso contrario.

Se define un nuevo proceso Ψ_i llamado *proceso de superbloque* como

$$\Psi_i = (\beta_{i,0}, \beta_{i,1}, \dots, \beta_{i,M-1}). \tag{6.3.1}$$

En base al estudio presentado en el Capítulo 4, se puede demostrar que el proceso Ψ_i puede modelarse adecuadamente por un proceso de Markov con 2^M estados, con matriz de transición $\Pi_M(x) = \Pi_M(1)^x$ donde (ver [Hueda00e] para más detalles)

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_M(x) &= \begin{bmatrix} m_{0,0}(x) & \cdots & m_{0,2^M-1}(x) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{2^M-1,0}(x) & \cdots & m_{2^M-1,2^M-1}(x) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Pi}_M(1) &= \begin{bmatrix} m_{0,0} & \cdots & m_{0,2^M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{2^M-1,0} & \cdots & m_{2^M-1,2^M-1} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (6.3.2)$$

donde $m_{u,v}(x)$ $u, v = 0, 1, 2, \dots, 2^M - 1$, representa la probabilidad que $\Psi_i = \mathbf{v}$ en el instante i dado que el superbloque en el instante $i-x$ fue $\Psi_{i-x} = \mathbf{u}$ (\mathbf{n} denota la representación vectorial binaria M -dimensional del número n).

El modelo de Markov que describe este proceso se denomina modelo de Markov de superbloques (*Super-Block Markov Model - SBMM*). En el Apéndice F se presenta un método eficiente para estimar los elementos $m_{u,v}$ de la matriz de transición en transmisiones por canales *lentos*.

6.3.2 Exactitud del Método de Estimación de Parámetros

A continuación se analiza la exactitud de la técnica de estimación de parámetros del SBMM descrita en el Apéndice F. Se suponen las siguientes condiciones de funcionamiento:

- $f_d BT = 0.04$ (canal lento).
- Codificador convolucional CC(4,3,9) tal como el empleado por IS-95B [TIA/EIA-95B].
- Receptor RAKE con MRC y demodulación coherente.
- Velocidades de transmisión por canal variable (3.6, 7.2 y 14.4 kbps).
- Número de bits por bloque: $B = 72, 144$ y 288 bits, los cuales corresponden a velocidades de 3.6, 7.2 y 14.4 kbps, respectivamente (nótese que BT permanece constante).
- Código de repetición: 4, 2, 1 para 3.6, 7.2 y 14.4 kbps, respectivamente (la SINR por bit codificado permanece constante).
- Número de fingers del receptor RAKE: $L = 2$ y 4 .
- Frecuencia de portadora: $f_c = 1800$ MHz.

En primer lugar, en la Fig. 6-13 se presenta la probabilidad media de error de bloque en función de la SINR por bit codificado para $M = 1$ (FCC). Se incluyen resultados de simulaciones y valores teóricos obtenidos de las aproximaciones descritas en la subsección 2.5.2. Se verifica nuevamente la excelente precisión de las aproximaciones propuestas.

En las Figs. 6-14 y 6-15 se muestra $\Pr\{\Psi_i\}$ en función de la SINR media por bit codificado para un sistema MC-CDMA usando dos y tres multicódigos ($M = 2, 3$) con $L = 2$ y diferentes velocidades de transmisión por canal⁴¹. En este caso, el SBMM tiene $2^M = 4$ estados para $M = 2$ ($\Psi_i \in \{(00), (01), (10), (11)\}$) y $2^M = 8$ estados para $M = 3$ (esto es, $\Psi_i \in \{(000), (001), \dots, (111)\}$). En las Figs. 6-16 y 6-17 se presentan resultados similares para $L = 4$. En todos los casos se verifica la buena precisión del método de estimación de parámetros presentado en el Apéndice F.

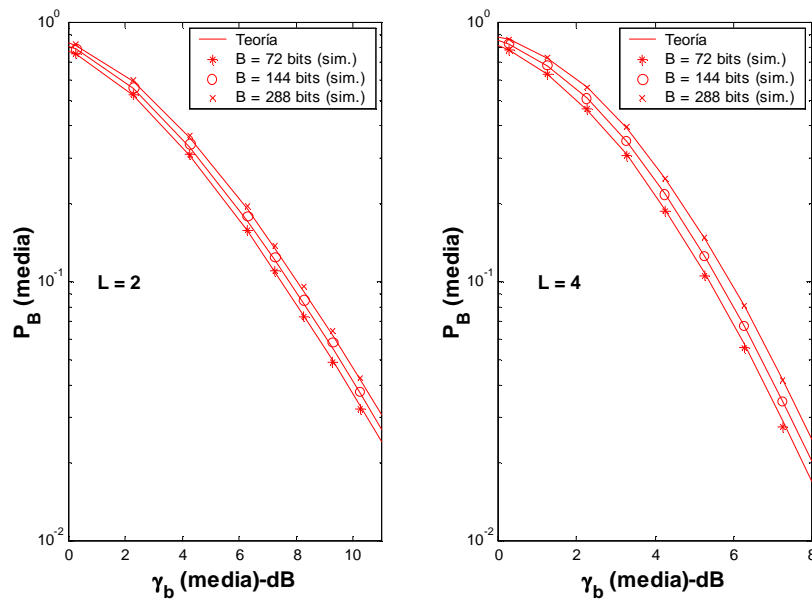


Fig. 6-13: Performance del CC(4,3,9) en canales lentos ($f_d BT = 0.04$). $M = 1$.

⁴¹ Con la finalidad de mostrar la exactitud del modelo, para $M = 3$ en un SCC se utilizó una velocidad de transmisión menor que la permitida por IS-95B (14.4 kbps).

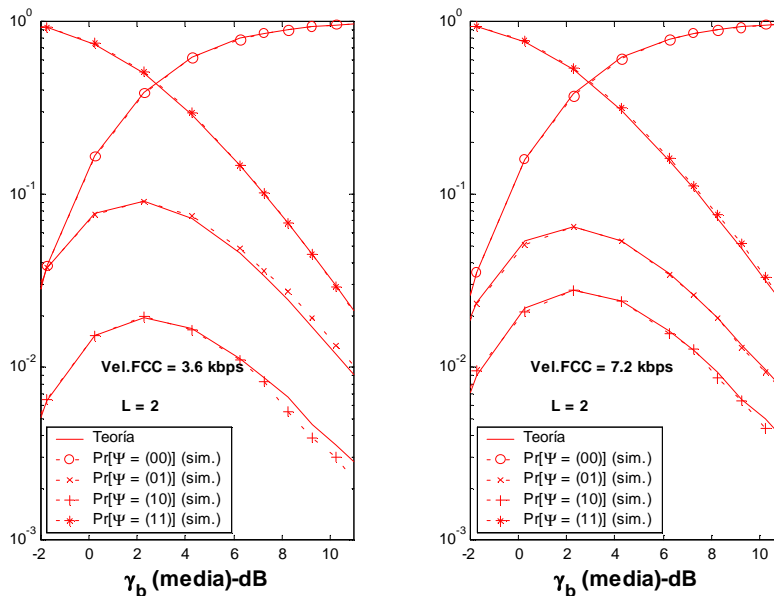


Fig. 6-14: Exactitud del SBMM para $M = 2$ canales y diversidad de orden $L = 2$. Velocidad de transmisión del SCC = 14.4 kbps. Orden de los bloques $\Psi=(FCC, SCC)$.

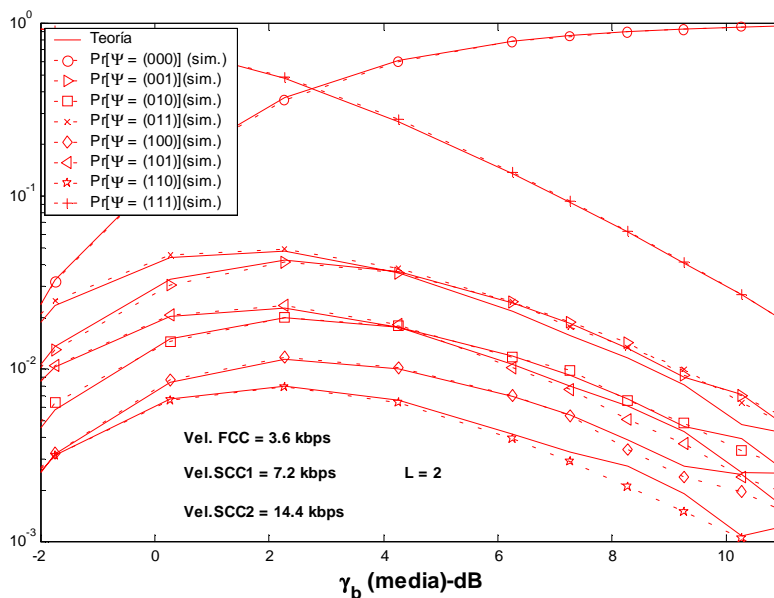


Fig. 6-15: Exactitud del SBMM para $M = 3$ canales y diversidad de orden $L = 2$. Orden de los bloques $\Psi=(FCC, SCC1, SCC2)$.

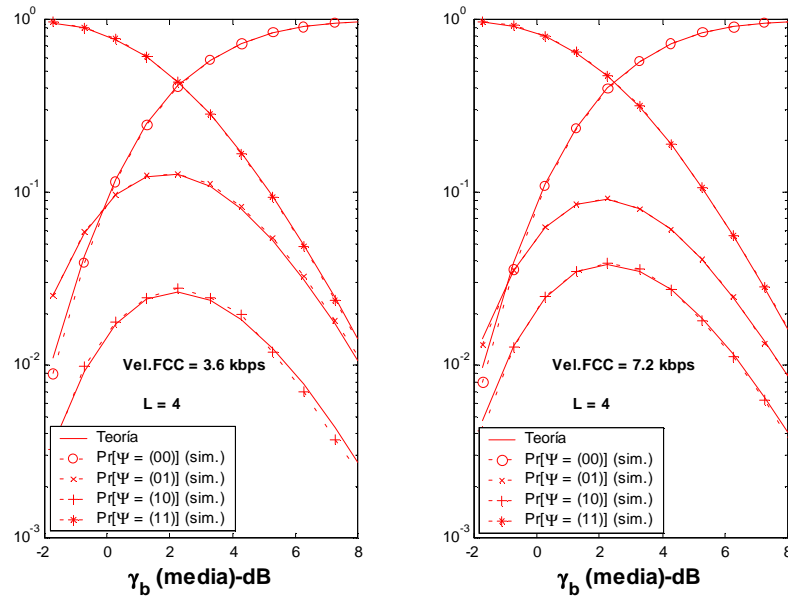


Fig. 6-16: Exactitud del SBMM para $M = 2$ canales y diversidad de orden $L = 4$. Velocidad de transmisión del SCC = 14.4 kbps. Orden de los bloques $\Psi=(FCC, SCC)$.

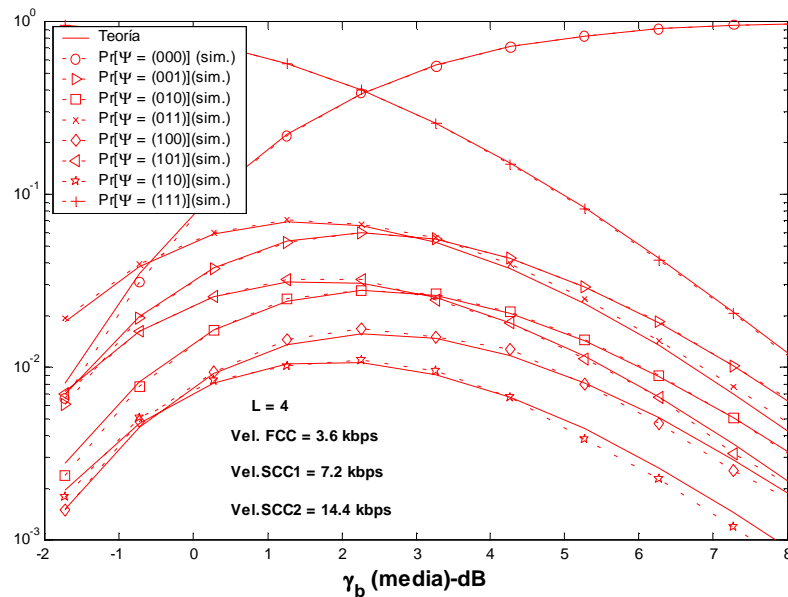


Fig. 6-17: Exactitud del SBMM para $M = 3$ canales y diversidad de orden $L = 4$. Orden de los bloques $\Psi=(FCC, SCC1, SCC2)$.

6.4 Nuevo Esquema de Retransmisión No Selectivo de Ancho de Banda Variable para MC-CDMA

La interferencia entre usuarios es uno de los factores más importantes que limitan la capacidad de los sistemas CDMA. Las técnicas de control de errores en lazo cerrado representan un método atractivo para combatir el desvanecimiento de la señal, ya que la información de redundancia se transmite *sólo* cuando la señal sufre desvanecimientos profundos [Khansari96]. En particular, se ha verificado que esquemas simples como *Go-Back-N* (GBN) pueden proveer un buen compromiso entre performance y complejidad en transmisiones por sistemas CDMA sobre canales lentos [Hueda00e]. Estas observaciones motivan un nuevo esquema de retransmisión GBN de demora limitada [Hueda01d]. Puesto que los servicios de tiempo real requieren una baja demora de procesamiento, sólo se permite una retransmisión como máximo. Además, dependiendo de la demora de ida y vuelta (*round trip delay*) y del número de MCs, sólo un número limitado de paquetes puede ser retransmitido. Para permitir la retransmisión con baja demora de los bloques perdidos, se aumenta el ancho de banda. Aunque esto puede realizarse variando el número de MCs asignado a un determinado usuario, en esta Tesis se propone ajustar la velocidad de transmisión del FCC. Este método puede emplearse en numerosos estándares CDMA como IS-95B, donde es utilizado para aprovechar *el factor de actividad de voz* [TIA/EIA-95B] (más adelante se explica cómo el método de retransmisión propuesto en esta Tesis también puede utilizarse para aprovechar la actividad de la voz). De esta manera, la aproximación propuesta evita no sólo subutilizar y “malgastar” el escaso ancho de banda disponible, sino también reduce significativamente la complejidad de los algoritmos de control del ancho de banda. El protocolo descrito se denomina esquema de retransmisión no selectivo de ancho de banda variable (*Non-Selective Variable Bandwidth Retransmission - NSVBR*)⁴².

Sean N_D y R_{tot} la demora de ida y vuelta y la velocidad total de transmisión de información de vídeo, respectivamente. En “condiciones normales” (esto es, sin errores de transmisión) el FCC trabaja a una velocidad ($R_{FCC_{nor}}$) menor que la máxima posible ($R_{FCC_{max}}$). Este modo de transmisión será denominado M_1 . El valor de $R_{FCC_{nor}}$ dependerá de la calidad del enlace (por ejemplo, la carga del sistema), y se determina al

⁴² El esquema descrito en este capítulo es *no selectivo* puesto que varios bloques de datos consecutivos se retransmiten cuando se recibe un NACK, a pesar de que algunos de ellos hayan sido recibidos correctamente en la primera transmisión. Esta aproximación requiere escasa complejidad adicional y posee buena performance en transmisiones por canales lentos donde las ráfagas de errores tienden a ser largas. Es importante destacar que en transmisiones por canales rápidos será necesario usar esquemas de retransmisión selectivos.

comienzo de la comunicación (el valor óptimo de $R_{FCC_{nor}}$ se obtiene en la Sección 6.6). Por ejemplo, si la tasa de error del enlace es moderadamente alta, se selecciona un valor pequeño de $R_{FCC_{nor}}$ (se reduce el ancho de banda para vídeo), por lo tanto se reserva un “gran” ancho de banda ($R_{FCC_{max}} - R_{FCC_{nor}}$) para retransmisiones. Cuando el receptor (la estación móvil) detecta uno o más errores en al menos uno de los M bloques recibidos, envía al transmisor (la estación base) un reconocimiento negativo (*Negative Acknowledgment* - *NAK*). Esta aproximación simplifica la implementación sacrificando eficiencia. Sin embargo, se ha verificado que la degradación producida no es importante puesto que los procesos de errores de bloques entre los diferentes canales están altamente correlacionados [Hueda00e]. Cuando el transmisor recibe un *NAK*, incrementa la velocidad de transmisión del FCC a $R_{FCC_{max}}$ para luego comenzar con el proceso de retransmisión de los bloques perdidos (recuérdese que sólo se permite una sola retransmisión). Este modo de transmisión se denotará \mathcal{M}_2 . A diferencia del protocolo GBN clásico, en NSVBR no se retransmiten los $N_D M$ bloques debido al ancho de banda limitado asignado para retransmisiones. Sólo puede retransmitirse una fracción de la información perdida. Por ejemplo, considérese $N_D = 6$, $M = 2$ y las siguientes velocidades de transmisión: $R_{FCC_{nor}} = 7.2$ kbps, $R_{FCC_{max}} = 14.4$ kbps ($R_{tot} = R_{FCC_{nor}} + R_{SCC} = 21.6$ kbps). Cuando se recibe un *NAK*, sólo

$$\delta = \frac{R_{FCC_{max}} - R_{FCC_{nor}}}{R_{tot}} = 0.33, \quad (6.4.1)$$

o el 33 % de los $N_D M = 12$ bloques puede ser retransmitido. Cuando el proceso de retransmisión finaliza, el sistema retorna al modo “normal” (\mathcal{M}_1).

Es importante destacar que la capacidad de NSVBR para reducir la pérdida de paquetes depende no sólo de N_D , sino también del número de multicódigos, M . Sin embargo para el caso de transmisiones a baja velocidad investigado en esta Tesis, se demuestra que NSVBR provee un excelente compromiso entre eficacia y complejidad.

6.5 Performance de NSVBR

En base al modelo de Markov para el proceso de error de bloque en transmisiones por sistemas MC-CDMA en canales lentos descrito en la Sección 6.3, a continuación se investiga la performance del nuevo esquema de retransmisión. En particular, se centra la atención en la capacidad de NSVBR para reducir (i) la pérdida de paquetes, (ii) la interferencia y (iii) la distorsión del vídeo reproducido.

6.5.1 Proceso de Error de Bloques en NSVBR

Se define como *bloque principal* (Main Block - MB) a la concatenación de los M paquetes de datos recibidos por cada uno de los M multicódigos asignados a un determinado usuario. En NSVBR, un MB se considera con error si al menos un bloque de datos de al menos un multicódigo se recibe con error. Así se puede suponer que el proceso de errores de los MBs es un proceso de Markov de primer orden con matriz

$$\mathbf{\Pi}_{MB}(x) = \mathbf{\Pi}_{MB}(1)^x, \text{ y}$$

$$\mathbf{\Pi}_{MB}(x) = \begin{bmatrix} p_{MB}(x) & q_{MB}(x) \\ r_{MB}(x) & s_{MB}(x) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Pi}_{MB}(1) = \begin{bmatrix} p_{MB} & q_{MB} \\ r_{MB} & s_{MB} \end{bmatrix}, \quad (6.5.1)$$

donde $q_{MB} = 1 - p_{MB}$, $s_{MB} = 1 - r_{MB}$,

$$p_{MB} = \Pr\{\Psi_i = \mathbf{0} \mid \Psi_{i-1} = \mathbf{0}\}, \quad (6.5.2)$$

$$r_{MB} = \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \Xi, \mathbf{x} \neq \mathbf{0}} \Pr\{\Psi_i = \mathbf{0} \mid \Psi_{i-1} = \mathbf{x}\} \Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{x}\}}{1 - \Pr\{\Psi_i = \mathbf{0}\}}. \quad (6.5.3)$$

Ξ es el conjunto de valores posibles de Ψ_i (por ejemplo, $\Xi = \{(00), (01), (10), (11)\}$ para $M=2$); $\Pr\{\Psi_i = \mathbf{X} \mid \Psi_{i-1} = \mathbf{Y}\}$ y $\Pr\{\Psi_i = \mathbf{X}\}$, $\mathbf{X}, \mathbf{Y} \in \Xi$, se obtienen de (F-10) y (F-11) en el Apéndice F. Puesto que el proceso es estacionario, se puede demostrar que

$$r_{MB} = \frac{\Pr\{\Psi_i = \mathbf{0}\}(1 - \Pr\{\Psi_i = \mathbf{0} \mid \Psi_{i-1} = \mathbf{0}\})}{1 - \Pr\{\Psi_i = \mathbf{0}\}}. \quad (6.5.4)$$

Usando (6.5.2) y (6.5.4), se pueden determinar fácilmente los elementos de la matriz de transición $\mathbf{\Pi}_{MB}(1)$.

Debido a que en NSVBR hay dos modos de operación, se definen las siguientes matrices de transición para \mathcal{M}_1 y \mathcal{M}_2 , respectivamente:

$$\mathbf{\Pi}_{MB-\mathcal{M}_1}(x) = \begin{bmatrix} p_{MB-\mathcal{M}_1}(x) & q_{MB-\mathcal{M}_1}(x) \\ r_{MB-\mathcal{M}_1}(x) & s_{MB-\mathcal{M}_1}(x) \end{bmatrix}, \quad (6.5.5)$$

$$\mathbf{\Pi}_{MB-\mathcal{M}_1}(1) = \begin{bmatrix} p_{MB-\mathcal{M}_1} & q_{MB-\mathcal{M}_1} \\ r_{MB-\mathcal{M}_1} & s_{MB-\mathcal{M}_1} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{\Pi}_{MB-\mathcal{M}_2}(x) = \begin{bmatrix} p_{MB-\mathcal{M}_2}(x) & q_{MB-\mathcal{M}_2}(x) \\ r_{MB-\mathcal{M}_2}(x) & s_{MB-\mathcal{M}_2}(x) \end{bmatrix}, \quad (6.5.6)$$

$$\mathbf{\Pi}_{MB-\mathcal{M}_2}(1) = \begin{bmatrix} p_{MB-\mathcal{M}_2} & q_{MB-\mathcal{M}_2} \\ r_{MB-\mathcal{M}_2} & s_{MB-\mathcal{M}_2} \end{bmatrix}.$$

Usando (6.5.5), se puede expresar la probabilidad marginal de error de MBs en el estado \mathcal{M}_1 ($\varepsilon_{MB-\mathcal{M}_1}$) como [Hueda00e]

$$\varepsilon_{MB-\mathcal{M}_1} = \frac{q_{MB-\mathcal{M}_1}}{q_{MB-\mathcal{M}_1} + r_{MB-\mathcal{M}_1}}. \quad (6.5.7)$$

Nótese que (6.5.7) representa la probabilidad de error de bloque para el sistema sin retransmisiones.

6.5.2 Tasa de Error de Bloque Residual

NSVBR mejora la eficiencia del sistema reduciendo la probabilidad de error de bloques ($\varepsilon_{MB-\mathcal{M}_1}$) por medio de limitadas retransmisiones. Por lo tanto, para evaluar la performance de NSVBR se requiere una expresión de la tasa de error de bloque residual ($P_{B,R}$).

Sea $N_r \in \{0,1,\dots,\lfloor \delta N_D \rfloor\}$ el número de MBs retransmitidos, con δ definido por (6.4.1) (el símbolo $\lfloor \cdot \rfloor$ denota parte entera). Nótese que el máximo número de MBs retransmitidos en NSVBR dado por

$$N_{r_{max}} = \lfloor \delta N_D \rfloor = N_D, \quad (6.5.8)$$

depende de N_D , R_{tot} , $R_{FCC_{nor}}$, y $R_{FCC_{max}}$ ($N_{r_{max}} = 2$ para el ejemplo numérico presentado en la sección anterior). Además, se verifica que

- cada N_r consecutivos bloques retransmitidos, hay $N_D - N_r$ MBs consecutivos no retransmitidos;
- la retransmisión de N_r MBs requiere $N_s = \lceil N_r / \delta \rceil$ slots en el modo \mathcal{M}_2 , con $\lceil \cdot \rceil$ denotando el entero mayor más próximo. Por ejemplo, $N_s = N_{r_{max}} / \delta = N_D$ es el máximo número de slots en el modo \mathcal{M}_2 requerido para retransmitir $N_{r_{max}}$ MBs.

Luego, en base a estas observaciones y a (6.5.5)-(6.5.7), se verifica que para valores pequeños de $\varepsilon_{MB-\mathcal{M}_1}$ la probabilidad residual de errores de bloques $P_{B,R}$ puede aproximarse adecuadamente por (se considera que el canal de realimentación no tiene errores⁴³)

⁴³ Similar a [Girod99], se considera que los ACKs (reconocimiento positivo o *acknowledgment*)/NACKs se reciben libre de errores después de una demora de ida y vuelta “relativamente grande” (por ejemplo, 100 ms).

$$P_{B,R} \approx \varepsilon_{MB-M_1} \left\{ 1 - r_{MB-M_1}(N_r) (p_{MB-M_1})^{N_D - N_r - 1} (p_{MB-M_2})^{N_s} \right\}. \quad (6.5.9)$$

El segundo término en la expresión encerrada entre llaves representa la reducción de la probabilidad de error de bloque obtenida por la única retransmisión. Además, de (6.5.9) se verifica que $P_{B,R} \rightarrow \varepsilon_{MB-M_1}$ cuando no se retransmite ningún MB ($N_r = 0 \Rightarrow r_{MB-M_1}(N_r) = 0$) o la demora de ida y vuelta es muy grande; en un caso límite se obtiene

$$\lim_{N_D \rightarrow \infty} P_{B,R} = \varepsilon_{MB-M_1}. \quad (6.5.10)$$

6.5.3 Factor de Actividad del FCC

Para realizar el proceso de retransmisión con baja demora, NSVBR aumenta la velocidad de transmisión del FCC. Esta retransmisión origina interferencia adicional que afecta la capacidad del sistema. Con la finalidad de analizar los efectos de la interferencia originada por NSVBR, se utiliza el factor de actividad del FCC dado por

$$v_a = E\{\alpha\}, \quad (6.5.11)$$

donde α es la variable aleatoria definida como

$$\alpha = \begin{cases} R_{FCC_{nor}} / R_{FCC_{max}} & \text{para } M_1 \\ 1 & \text{para } M_2 \end{cases}. \quad (6.5.12)$$

El factor de actividad (6.5.11) puede expresarse como

$$v_a = \Pr\{M_1\} \frac{R_{FCC_{nor}}}{R_{FCC_{max}}} + \Pr\{M_2\} = 1 - \Pr\{M_1\} \frac{R_{FCC_{max}} - R_{FCC_{nor}}}{R_{FCC_{max}}}, \quad (6.5.13)$$

donde $\Pr\{M_1\}$ y $\Pr\{M_2\} = 1 - \Pr\{M_1\}$ representan las probabilidades de los modos M_1 y M_2 , respectivamente. En el caso especial de $N_r = N_{r_{max}}$ (esto es $N_s = N_D$), puede observarse que la probabilidad de M_1 es equivalente al recíproco del número medio de retransmisiones (incluyendo la primera transmisión) requerido para que un paquete sea exitosamente aceptado por el receptor en un esquema GBN convencional. Por lo tanto, $\Pr\{M_1\}$ puede calcularse utilizando la expresión del rendimiento (*throughput*) de GBN como sigue [Hueda00e]:

$$\Pr\{M_1\} \approx \frac{r_{MB-M_2}(N_D)}{r_{MB-M_2}(N_D) + N_D q_{MB-M_1}}. \quad (6.5.14)$$

Este resultado puede generalizarse fácilmente para cualquier valor de N_r :

$$\Pr\{\mathcal{M}_1\} \approx \frac{r_{MB-M_2}(N_D) + (N_D - N_s)q_{MB-M_1}}{r_{MB-M_2}(N_D) + N_D q_{MB-M_1}}. \quad (6.5.15)$$

Sean v_{a-max} y v_{a-min} los valores máximos y mínimos del factor de actividad del FCC, respectivamente. Usando (6.5.14) y (6.5.15), se concluye que:

- $v_{a-min} = R_{FCC_{nor}} / R_{FCC_{max}}$ corresponde a una transmisión sin error ($q_{MB-M_1} = 0$) o sin retransmisión de información ($N_r = N_s = 0$);
- Para tasas altas de errores de bloques ($N_D q_{MB-M_1} \gg r_{MB-M_2}(N_D)$), se verifica que $\Pr\{\mathcal{M}_1\} \approx (N_D - N_s) / N_D$ y $v_a \rightarrow v_{a-max}$ con $v_{a-max} = v_{a-min} + (1 - v_{a-min})N_s / N_D$. Por ejemplo, el valor máximo del factor de actividad resulta $v_{a-max} = 1$ para $N_s = N_D$, lo cual indica que el proceso de retransmisión ocurre durante todo el tiempo de la comunicación⁴⁴;
- Para tasas de error pequeñas ($N_D q_{MB-M_1} \ll r_{MB-M_2}(N_D)$), se obtiene $\Pr\{\mathcal{M}_1\} \rightarrow 1$ y $v_a \rightarrow v_{a-min}$. Este resultado indica que la interferencia adicional propia del proceso de retransmisión es baja, lo cual es altamente deseable en sistemas celulares CDMA.

6.5.4 Degradación del Vídeo

El principal objetivo del esquema de retransmisión de paquetes descrito es reducir la probabilidad de error de bloque. Esto permite disminuir los efectos de los errores del canal sobre la calidad del vídeo reproducido.

La distorsión del vídeo en transmisiones usando NSVBR puede estimarse a partir del modelo descrito en el Capítulo 5, esto es,

$$D_o(t) = D_{SC}(t) + P_{B,R} G \Gamma(t) \oplus \frac{1}{1 + \theta t} \quad 0 \leq t < T_{max}, \quad (6.5.16)$$

$$\overline{D_o} = \overline{D_{SC}} + \Theta(T_{max}) \quad (6.5.17a)$$

con

$$\Theta(T_{max}) = \frac{P_{B,R} G}{T_{max}} \sum_{\tau=0}^{T_{max}-1} \Gamma(\tau) \oplus \frac{1}{1 + \theta \tau}, \quad (6.5.17b)$$

⁴⁴ Además, para un protocolo de retransmisión *equivalente* usando un SCC en lugar del FCC (en este caso, el ancho de banda de retransmisión no es variable), se verifica que $F = 1$.

donde $P_{B,R}$ es la probabilidad de error residual dada por (6.5.9). En base a resultados de simulaciones, se ha verificado que, para una determinada velocidad de transmisión y esquema de paquetización, los parámetros del modelo (θ y G) permanecen aproximadamente constantes cuando se incorpora el esquema de retransmisión descrito. Por lo tanto, de (6.5.16) y (6.5.17) se deduce que la distorsión debida a los errores originados por el canal disminuirá con la reducción de la probabilidad de error residual de bloque obtenida con NSVBR.

6.6 Resultados Numéricos y Discusión

A continuación se analiza la performance del protocolo de retransmisión NSVBR. Se utilizan las siguientes condiciones de funcionamiento:

- $f_d BT = 0.04$.
- Codificador convolucional (4,3,9) según el empleado por IS-95B [TIA/EIA-95B].
- Receptor RAKE con MRC y demodulación coherente.
- Número de MCCs: $M = 2$.
- Velocidades de transmisión del FCC variable: 3.6, 7.2 y 14.4 kbps.
- Velocidades de transmisión del SCC: 14.4 kbps.
- Código de repetición en el FCC: 4, 2, 1 para 3.6, 7.2 y 14.4 kbps, respectivamente (la SINR por bit codificado permanece constante).
- Número de fingers del receptor RAKE: $L = 3$ y 4.
- Frecuencia de portadora: $f_c = 1800$ MHz.

Las tres velocidades del FCC (14.4, 7.2 y 3.6 kbps) se denominan RS0, RS1 y RS2, respectivamente. En todos los casos, se emplea 2.4 kbps para transmisión de información de control y sincronización (por ejemplo, *packet headers* + código de redundancia cíclica (CRC) + *tail block*). De esta manera, la velocidad *neta* de información (vídeo) resulta 26.4, 19.2 y 15.6 kbps para RS0, RS1 y RS2, respectivamente. En la Tabla 6-I se presenta un resumen de las velocidades de transmisión empleadas en este capítulo.

Modo de Transmisión	Velocidad del FCC (kbps)	Velocidad Total (FCC+SCC - kbps)	Vel. para Cabeceras (kbps)	Vel. Neta Vídeo (kbps)
RS0	14.4	28.8	2.4	26.4
RS1	7.2	21.6	2.4	19.2
RS2	3.6	18.0	2.4	15.6

Tabla 6-I. Velocidades de transmisión empleadas. Número de canales $M = 2$. Velocidad de transmisión del SCC = 14.4 kbps.

6.6.1 Probabilidad de Error Residual y Factor de Actividad

La Fig. 6-18 presenta la probabilidad de error de bloque residual ($P_{B,R}$) en función de la SINR por bit codificado para RS1 ($\delta = 0.33$) y RS2 ($\delta = 0.6$)⁴⁵. Se analizan diferentes valores de demora de ida y vuelta, N_D . Además, se considera $N_r = \lfloor \delta N_D \rfloor$ y que no existen errores en el canal de realimentación [Girod99]. Los resultados teóricos así como los obtenidos de simulaciones en computadora muestran que una reducción significativa de la pérdida de paquetes puede obtenerse con el método de retransmisión propuesto en esta Tesis (nótese además la excelente correspondencia entre los valores teóricos y experimentales).

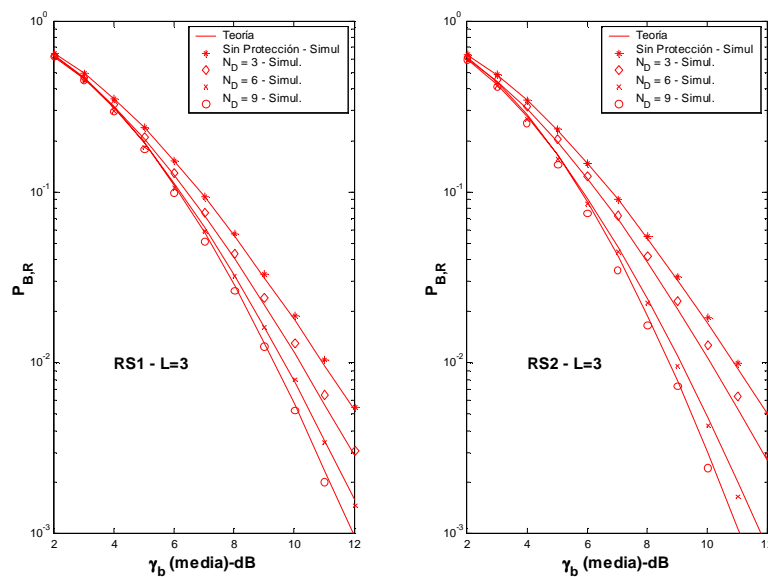


Fig. 6-18: Performance del NSVBR. $P_{B,R}$ vs. SINR por bit codificado. Número de fingers $L = 3$.

⁴⁵ En base a la Tabla 6-I, (6.4.1), y (6.5.13) se verifica que $\delta = 0$ y $v_a = 1$ para RS0.

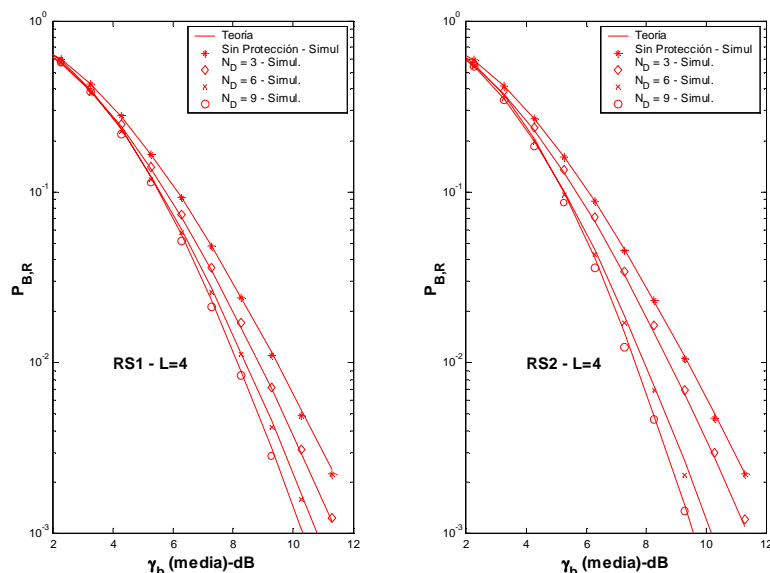


Fig. 6-18 (cont.): Performance del NSVBR. $P_{B,R}$ vs. SINR por bit codificado. Número de fingers $L=4$.

De la Fig. 6-18 puede observarse que las mayores ganancias se verifican para RS2 puesto que el ancho de banda para retransmisión es mayor que en RS1. Además, puede verse que la performance de NSVBR mejora cuando N_D aumenta de 3 a 9 como resultado del mayor número de MBs retransmitidos (N_r). Sin embargo, se ha verificado que la ganancia de NSVBR disminuye para valores mayores de N_D . Esto ocurre porque a medida que aumenta N_D , no sólo aumenta N_r sino también el número de MBs no retransmitidos ($N_D - N_r$). Esto último origina un mayor número de paquetes perdidos, por lo tanto la performance tiende a la de un sistema sin protección (ver (6.5.10)).

Por otro lado, para obtener una calidad aceptable de servicios de vídeo interactivo es necesario que la demora de ida y vuelta sea limitada (por ejemplo, una demora de alrededor de 100 ms ha sido sugerido para el caso de transmisión a bajas velocidades de vídeo [Khansari96]). En NSVBR, N_D oscila entre 4-6 slots debido a que el proceso de retransmisión se lleva a cabo entre la estación base y el móvil. Por lo tanto, se deduce que *NSVBR mejora la eficiencia del sistema introduciendo una demora aceptable en la transmisión a baja velocidad de servicios de vídeo*⁴⁶.

En la Fig. 6-19 se analiza el factor de actividad del FCC en función de la probabilidad de error media de bloque del SCC (ε_{SCC}) para RS1 ($v_{a-min}=0.5$) y RS2 ($v_{a-min}=0.25$). Puede observarse la excelente correspondencia entre los valores teóricos

obtenidos de (6.5.14)-(6.5.15) y los resultados de simulaciones. Además, se verifica que el factor de actividad del FCC aumenta con N_D como resultado de la disminución de $\Pr\{\mathcal{M}_1\}$, propia del mayor número de MBs que se retransmiten (N_r). Es interesante destacar que para valores prácticos de ϵ_{SCC} (< 0.1) y N_D (≤ 6), v_a oscila entre 0.5-0.6 para RS1 y 0.25-0.38 para RS2. Teniendo en cuenta que el factor de actividad de la voz es aproximadamente $v_a = 0.4$ [Viterbi95] se concluye que, cuando se utiliza el FCC para retransmisiones en lugar de la voz, para RS2 se obtiene un aumento en la capacidad del sistema, mientras que una degradación de la capacidad ocurre para RS1. En este último caso, sin embargo, se verifica una importante ganancia del esquema propuesto respecto a un protocolo equivalente con ancho de banda *fijo* para retransmisión ($v_a = 1$)⁴⁷.

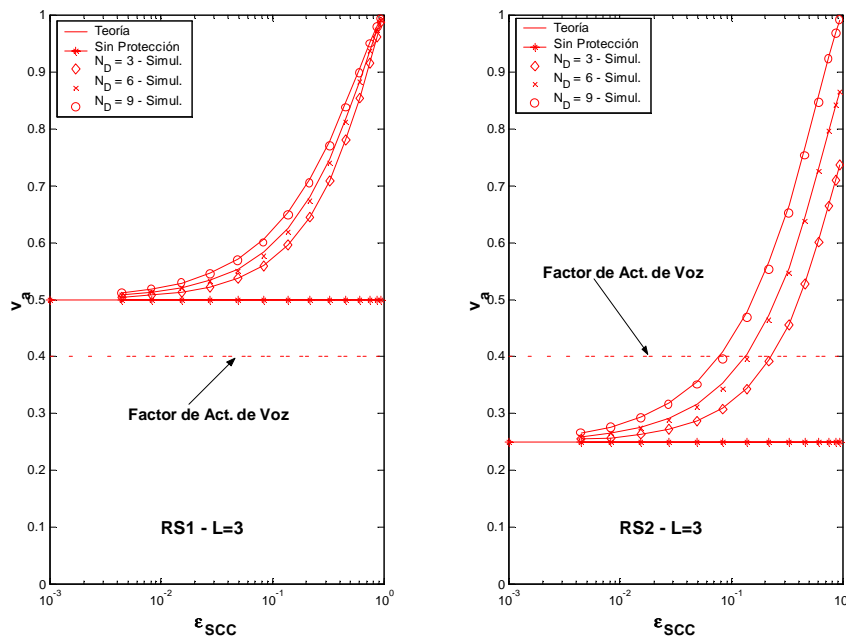


Fig. 6-19: Performance de NSVBR. Factor de actividad del FCC vs. probabilidad de error de bloque del SCC. $L = 3$.

⁴⁶ Es importante destacar que reducciones adicionales de $P_{B,R}$ pueden obtenerse usando esquemas NSVBR híbridos.

⁴⁷ Lo que es más, la actividad de la voz también puede explotarse en NSVBR. Para esto, se reduce la velocidad del FCC en los períodos de silencio y se transmiten paquetes de vídeo (y/o retransmisiones) por el SCC empleado para la transmisión de voz. De la misma manera, mejoras adicionales pueden obtenerse disminuyendo la velocidad de compresión de la voz (accesible en sistemas prácticos), e incrementando luego el ancho de banda para retransmisiones.

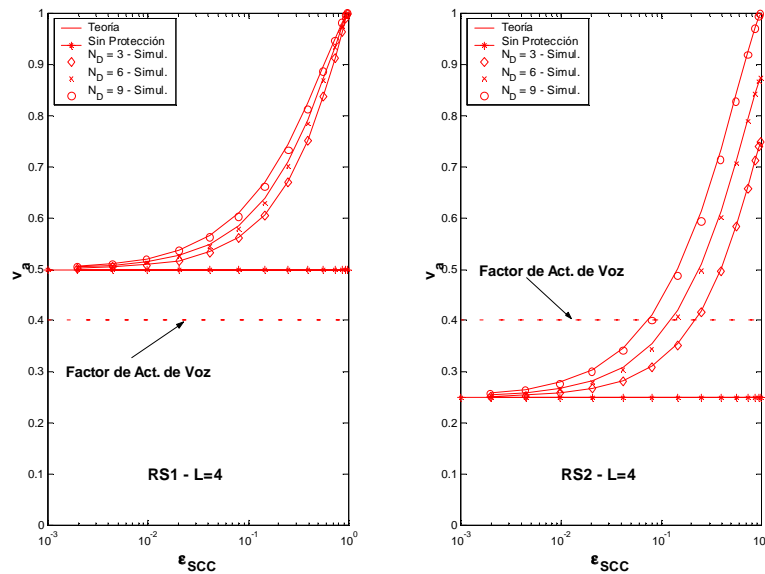


Fig. 6-19 (cont.): Performance de NSVBR. Factor de actividad del FCC vs. probabilidad de error de bloque del SCC. $L = 4$.

De las Figs. 6-18 y 6-19 puede concluirse que la pérdida de paquetes y la interferencia se minimizan con RS2. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la calidad del vídeo comprimido a esta velocidad será la peor puesto que la velocidad neta de transmisión de información en RS2 es la más baja (ver Tabla 6-I). Por este motivo, a continuación se evalúa la performance de la transmisión vídeo para determinar en primer lugar la calidad del vídeo reproducido para distintas velocidades de transmisión del FCC, y luego, encontrar el valor óptimo de $R_{FCC_{nor}}$.

6.6.2 Calidad del Vídeo Usando NSVBR

En las Figs. 6-20 a 6-23 se investiga la capacidad de NSVBR para reducir la degradación de la calidad en transmisiones de vídeo comprimido H.263 por sistemas MC-CDMA con $L = 4$ y $N_D = 6$. Se emplean las condiciones generales de simulación usadas previamente. Se consideran tres estados del canal: (a) “Malo”, (b) “Bueno” y (c) “Muy Bueno”, cada uno de los cuales corresponde a una tasa de error de bloques del SCC de 0.08, 0.041 y 0.02, respectivamente. La pérdida de la calidad $\Delta PSNR(t)$ para las secuencias “Mother&Daughter” y “Foreman” para RS1 se presenta en las Figs. 6-20 y 6-21, mientras 6-22 y 6-23 corresponden a RS2. Se incluyen resultados obtenidos de simulaciones del sistema completo y valores teóricos derivados del modelo definido por (5.4.5). En las simulaciones, las secuencias fueron transmitidas 300 veces usando diferentes puntos de inicio en el simulador del canal de radio, graficándose luego el promedio de $\Delta PSNR(t)$ sobre todas las corridas. Puede verificarse la excelente exactitud

del modelo semianalítico propuesto en el Capítulo 5. Comparado con el sistema sin protección, se observa una ganancia significativa para las dos secuencias de vídeo consideradas. Esta ganancia depende de la probabilidad de error de bloque residual y de la cantidad de movimiento presente en la secuencia. La mayor ganancia se verifica para la secuencia “Foreman” y el estado del canal “Malo” [Steinbach97].

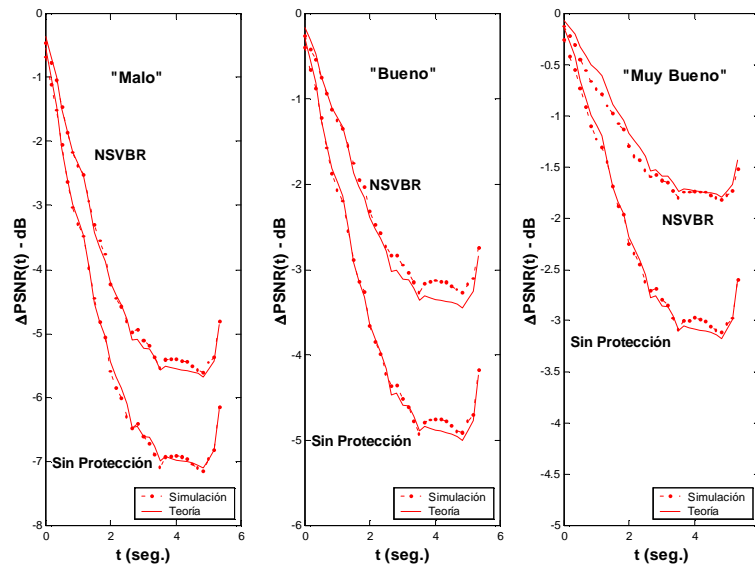


Fig. 6-20: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Mother&Daughter” para distintos estados del canal. Velocidad de transmisión RS1 ($R_v=19.2$ kbps).

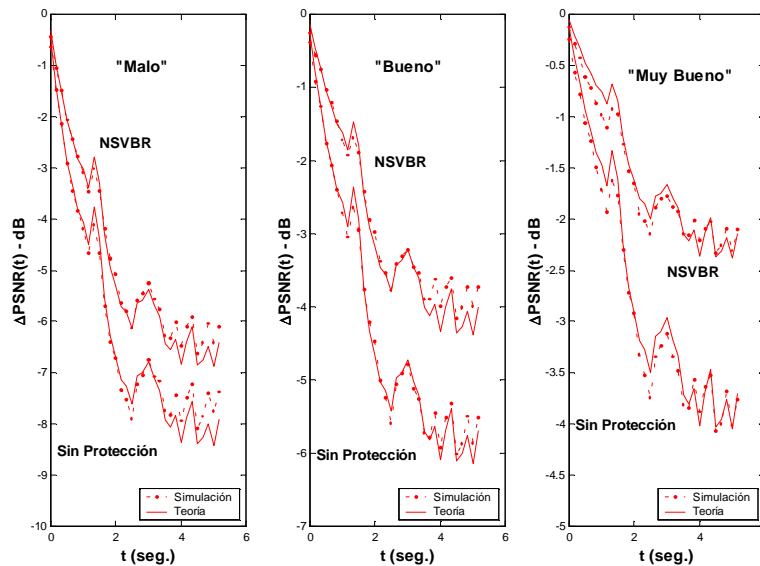


Fig. 6-21: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” para distintos estados del canal. Velocidad de transmisión RS1 ($R_v=19.2$ kbps).

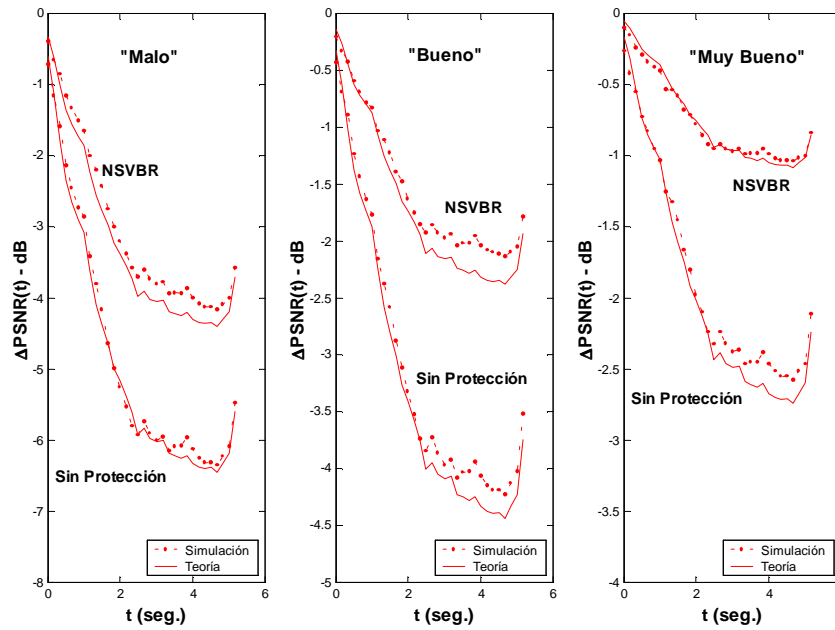


Fig. 6-22: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Mother&Daughter” para distintos estados del canal. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps).

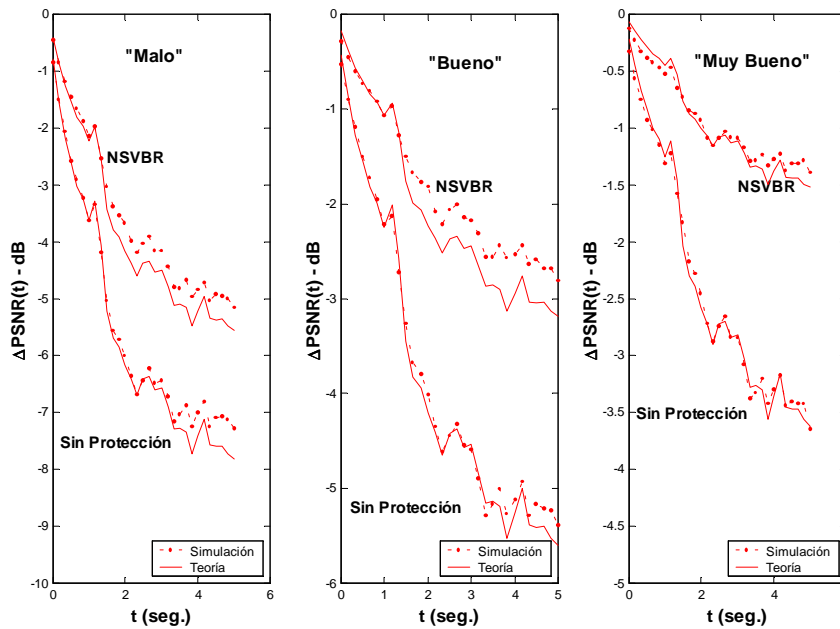


Fig. 6-23: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para la secuencia “Foreman” para distintos estados del canal. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps).

La Fig. 6-24 presenta la calidad de vídeo media definida por (5.4.7) (con $\overline{D_o}$ dada por (6.5.17a)), en función de la velocidad de transmisión del FCC. Se presentan resultados teóricos y de simulaciones. También se incluyen resultados para transmisiones sin protección y sin errores de transmisión. En todos los casos, se observa nuevamente la excelente exactitud de los modelos semianalíticos propuestos en esta Tesis. Comparado con la transmisión libre de error, se verifica que la degradación del vídeo para ambos sistemas (con/sin NSVBR) disminuye a medida que se reduce $R_{FCC_{nor}}$. Puede observarse también que las ganancias obtenidas con NSVBR crecen cuando $R_{FCC_{nor}}$ disminuye debido a que la capacidad de NSVBR para reducir la pérdida de paquetes mejora a medida que el ancho de banda para retransmisiones aumenta. En particular, las mayores ganancias se obtienen para RS2 ($R_{FCC_{nor}} = 3.6$ kbps y $\delta = 0.6$), mientras que no se obtienen beneficios para RS0 ($R_{FCC_{nor}} = 14.4$ kbps $\rightarrow \delta = 0 \rightarrow$ no hay retransmisiones). Es interesante observar que la calidad media del vídeo para RS1 ($R_{FCC_{nor}} = 7.2$ kbps) en transmisiones sobre el canal “Buena” con NSVBR es aproximadamente la misma que la obtenida en transmisiones sobre el canal “Muy Buena” sin protección.

De la Fig. 6-24 se verifica además que RS1 es la velocidad óptima para el canal “Muy Buena” ($v_a \approx 0.51$), mientras RS2 es la mejor elección para los canales “Buena” ($v_a \approx 0.29$) y “Malo” ($v_a \approx 0.38$). Observe, sin embargo, que la calidad de vídeo de RS2 para el canal “Muy Buena” ($v_a \approx 0.26$) es levemente inferior que el valor óptimo. Por lo tanto, se concluye que NSVBR con RS2 ejecuta el mejor compromiso entre calidad de vídeo e *interferencia*. En esta situación, el factor de actividad promedio del FCC es alrededor de $v_a \approx 0.3$. Luego, teniendo en cuenta que el factor de actividad de voz es aproximadamente $v_a = 0.4$, se deduce que la capacidad del sistema mejora con el esquema propuesto. Lo que es más, estas mejoras en la calidad del vídeo y en la capacidad del sistema se obtienen con una complejidad adicional reducida y *sin modificar el codificador de vídeo H.263 ni el ancho de banda para vídeo del usuario remoto fijo*. Las Figs. 6-25 y 6-26 presentan cuadros de vídeo reproducidos para sistemas con y sin protección, para RS2 y estado del canal “Buena”. Comparaciones con el cuadro original muestran la importante mejora en la calidad del vídeo obtenida con el esquema de retransmisión propuesto en esta Tesis.

En la Fig. 6-27 se analiza el incremento del número de usuarios de servicios de voz obtenido con NSVBR para RS2. Específicamente, se presenta $P_{B,R}$ y $\overline{\Delta PSNR(t)}$ en función del número de usuarios activos con servicios de voz, K_{voz} . Se considera un usuario de vídeo usando dos canales ($v_a \approx 1.3$ para NSVBR y $v_a = 1.25$ para sistemas sin protección), y el resto de usuarios con servicio de voz ($v_a = 0.4$). Se analiza $f = 0.6$ y $G_0 = 2$ (la potencia de la señal piloto es el doble que la de tráfico).

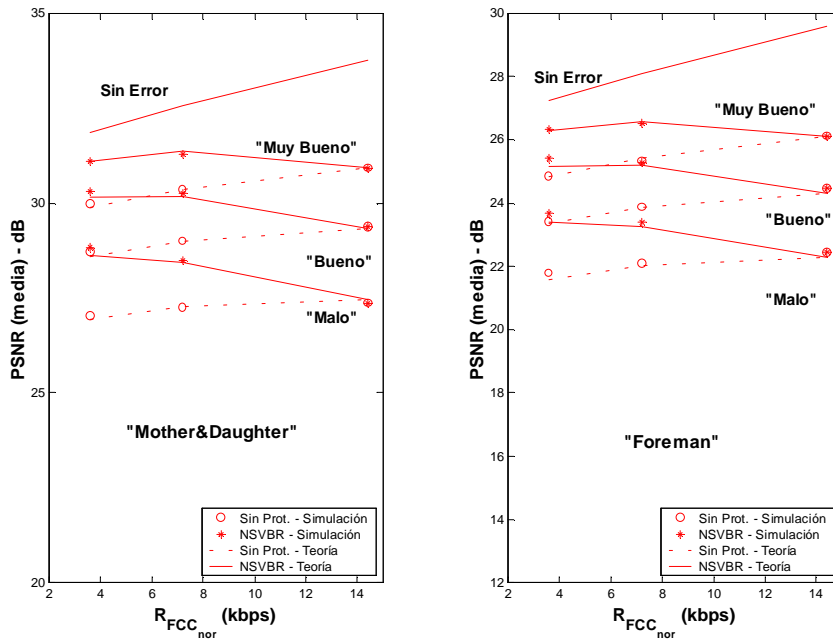


Fig. 6-24: Calidad de vídeo para las secuencias “*Mother&Daughter*” y “*Foreman*” para distintos estados del canal y velocidades de transmisión del FCC.



Fig 6-25: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “*Mother&Daughter*” usando NSVBR. Cuadro codificado nro 16: original (izquierda), NSVBR (derecha) y sin protección (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “*Bueno*”.

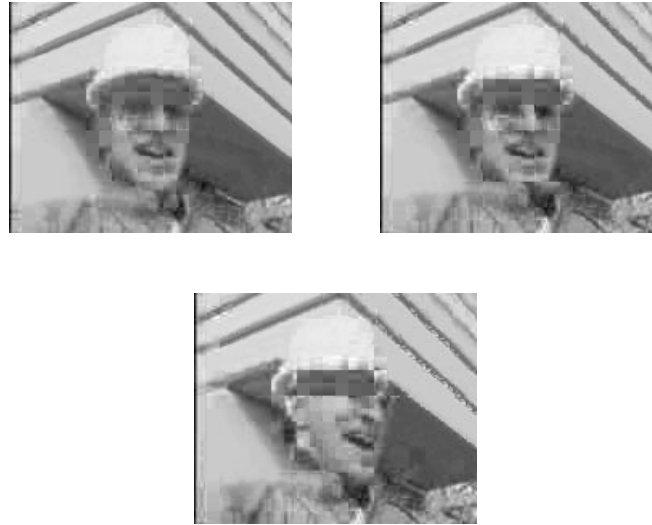


Fig 6-26: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “Foreman” usando NSVBR. Cuadro codificado nro. 44: original (izquierda), NSVBR (derecha) y sin protección (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “Bueno”.

Se presentan resultados para las secuencias “Mother&Daughter” y “Foreman” comprimidas a 6 fps. En todos los casos, es posible verificar los importantes beneficios obtenidos con NSVBR en lo que se refiere a la capacidad del sistema (número de usuarios activos) para una determinada calidad del vídeo reproducido.

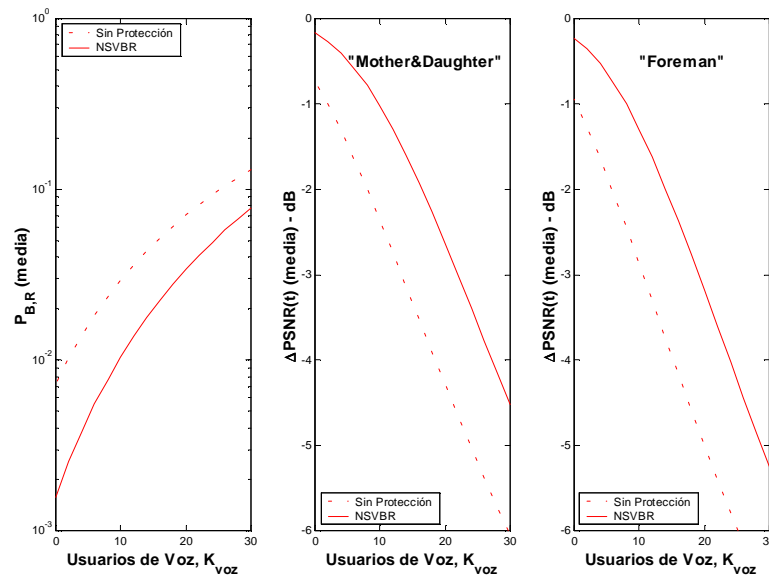


Fig. 6-27: Probabilidad de error de bloque en función del número de usuarios (izquierda). Pérdida de la calidad de vídeo media para las secuencias “Mother&Daughter” (centro) y “Foreman” (derecha).

6.7 Nueva Técnica de Recuperación de la Calidad del Vídeo

Las mejoras obtenidas con NSVBR dependen del contenido de la secuencia de vídeo (por ejemplo, tipo de movilidad). Por lo tanto, aunque NSVBR mejora la calidad respecto al sistema sin protección, puede ocurrir que el vídeo reproducido contenga degradaciones significativas que ocasionen serias molestias al observador, como se muestra en las Figs. 6-28 y 6-29. Esta degradación es usualmente más seria que la misma pérdida ocasionada por un mayor nivel de compresión. Esto se debe a que las regiones de la imagen afectadas por los errores de la transmisión están concentradas en una parte determinada del cuadro, lo cual origina una mayor molestia para la visión humana. Por este motivo deben considerarse esquemas adicionales que permitan detener la propagación de los errores. En este sentido, el protocolo de repetición de paquetes propuesto en esta Tesis puede combinarse eficientemente con *técnicas de recuperación de la calidad del vídeo (Error Resilience - ER)*. Esto permite proveer un mayor robustecimiento a la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido desde un usuario alámbrico fijo hacia un usuario móvil perteneciente a una red celular MC-CDMA.



Fig 6-28: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “*Mother&Daughter*” usando NSVBR. Cuadro codificado nro 45: original (izquierda), NSVBR (derecha) y sin protección (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “*Bueno*”.



Fig 6-29: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “Foreman” usando NSVBR. Cuadro codificado nro. 38: original (izquierda), NSVBR (derecha) y sin protección (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “Bueno”.

Entre las técnicas de recuperación más efectivas [Färber98], se encuentra *Error Tracking* (ET) [Steinbach97]. Esta aproximación utiliza refrescos con macrobloques codificados en forma intra (*I-MaBs*) para detener la propagación de errores en la secuencia de vídeo decodificado. Por medio de un canal de realimentación, se informa al transmisor la ocurrencia temporal y espacial de un error. De esta manera, en el codificador de vídeo puede conocerse la localización y la extensión de los errores propagados. Con esta información, el transmisor realiza luego la codificación de las regiones afectadas utilizando *I-MaBs*. En situaciones prácticas, ET presenta algunas limitaciones que degradan la calidad del vídeo resultante:

- P1)** en el transmisor no se consideran los paquetes perdidos entre el último cuadro para el cual un ACK fue recibido y el cuadro actual;
- P2)** para mantener constante la velocidad de transmisión, se codifica en forma intra sólo una fracción de MaBs correspondiente a la zona de la imagen más afectada;
- P3)** la distorsión del vídeo comprimido original ($D_{SC}(t)$) incrementa como resultado del mayor número de MaBs codificados sin predicción (*I-MaBs*).

Otras técnicas de recuperación más eficientes han sido propuestas recientemente en la literatura [Zhang00], [Wiegand00]. Por ejemplo, en [Zhang00] se propone un esquema óptimo para la selección del tipo de codificación (intra/inter) que minimiza la distorsión del cuadro de vídeo reproducido. Si bien el esquema introducido en [Zhang00]

produce mejores resultados que ET, posee importantes limitaciones prácticas ya que requiere

- P4)** un gran número de operaciones en el codificador (trabaja a nivel de *pixel*), y
- P5)** un conocimiento preciso del canal (tasa de error).

Aunque estas condiciones puedan ser satisfechas, tanto el esquema propuesto en [Zhang00] como el presentado en [Wiegand00] recurren a codificación intra de ciertas regiones de la imagen, lo cual origina una degradación en la calidad del vídeo comprimido. Esta degradación puede resultar inaceptable en transmisiones a baja velocidad como las consideradas en esta Tesis. Lo que es más, ambas técnicas no resultan apropiadas en numerosas situaciones de interés, tales como [Reyes00]

- aplicaciones *multicast*,
- servicio de vídeo bajo demanda o
- conexiones con usuarios que emplean codificadores de vídeo especialmente diseñados para sistemas alámbricos.

De la misma manera que NSVBR, en esta sección se propone un esquema de recuperación de la calidad del vídeo que opera entre la estación base (*Base Station - BS*) y el usuario móvil (*Mobile User - MU*). Esta arquitectura de recuperación centralizada en la BS se denomina *Centralized Video Quality Recovery - CVQR*.

6.7.1 Nueva Técnica de Recuperación de la Calidad (CVQR)

De lo expuesto anteriormente puede deducirse que un esquema de recuperación centralizada de la calidad en la estación base constituye una de las arquitecturas más promisorias para la transmisión confiable de información de vídeo comprimido por redes celulares CDMA. Conceptualmente, la BS procede a decodificar el vídeo proveniente del usuario remoto (*Far User - FU*)⁴⁸. Por otro lado, puesto que la BS conoce perfectamente el estado de cada bloque de dato recibido en el receptor, puede determinar el vídeo reproducido por el MU. Con esta información (vídeo transmitido por el FU y reproducido por el MU), en la BS se puede calcular el nivel de degradación de la calidad del vídeo reproducido. Cuando este indicador supera un determinado umbral, se procede a enviar información especial con la finalidad de recuperar la calidad del vídeo. Esta información especial consiste en la introducción de un cuadro de vídeo adicional destinado a detener la propagación de errores, como se aprecia en la Fig. 6-30.

⁴⁸ En este sentido es importante destacar que el decodificador de vídeo tiene baja complejidad y que la mayor parte de los recursos en un codec de vídeo es consumida por el codificador.

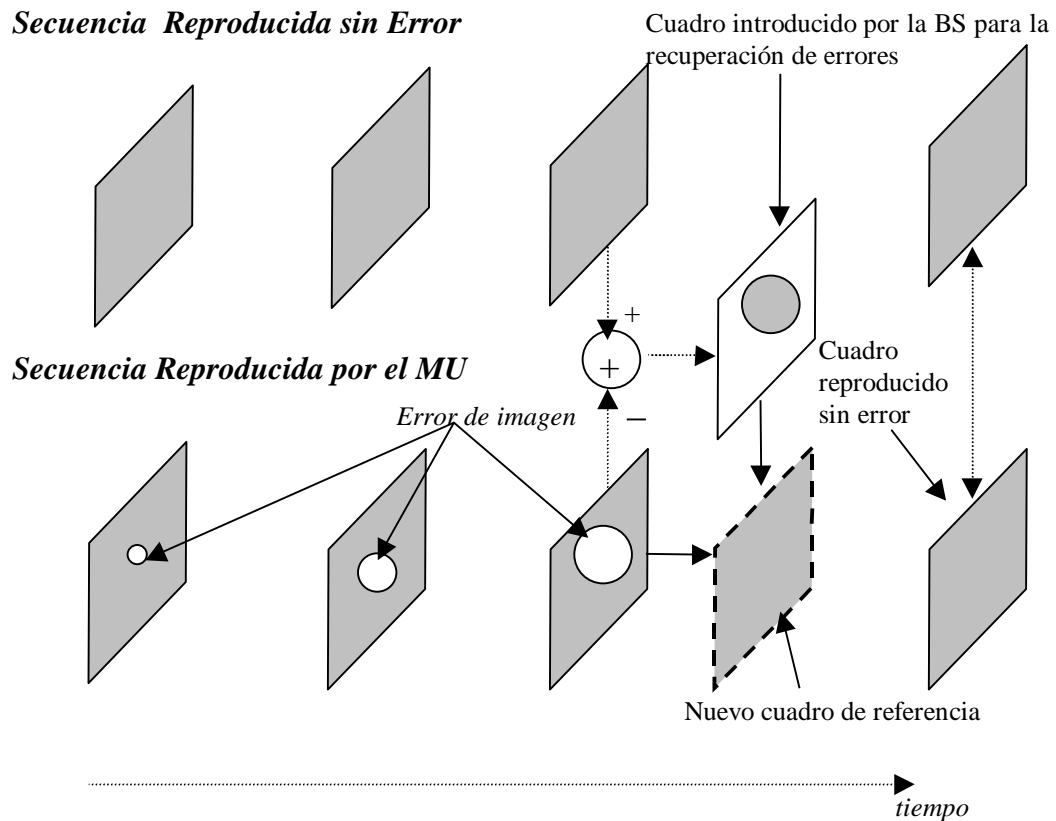


Fig. 6-30: Nuevo esquema de recuperación de la calidad de vídeo CVQR.

En la próxima subsección se explica el método para la estimación, codificación y transmisión del nuevo cuadro para la recuperación de la calidad del vídeo en transmisiones por redes celulares CDMA en canales lentos.

6.7.2 Implementación Práctica de CVQR en Canales Lentos

a) Características de los Errores en los Cuadros de Vídeo

A continuación se investiga el comportamiento de los errores en los cuadros de vídeo. Se utilizan las condiciones generales de funcionamiento descritas en la Sección 6.6. En la Fig. 6-31 se presenta la tasa de error de cuadros de vídeo (FER) en función de la probabilidad de error de bloque sin protección ϵ_{MB-M_1} (ver 6.5.7) para el sistema con y sin NSVBR, y velocidad de transmisión RS2. También se presenta el largo medio de cuadros de vídeo recibidos con y sin error. Las probabilidades de error de bloques consideradas corresponden a los estados del canal “Malo”, “Bueno” y “Muy Bueno”. En primer lugar se puede verificar la reducción en la tasa de error de cuadros vídeo obtenida con NSVBR. Se observa además que el largo medio de los cuadros recibidos con error es aproximadamente 2 para el sistema protegido con NSVBR, mientras que el largo de los

cuadros sin error es superior a 10. Estas importantes observaciones serán explotadas en la implementación de CVQR en transmisiones por canales lentos, como se explica a continuación.

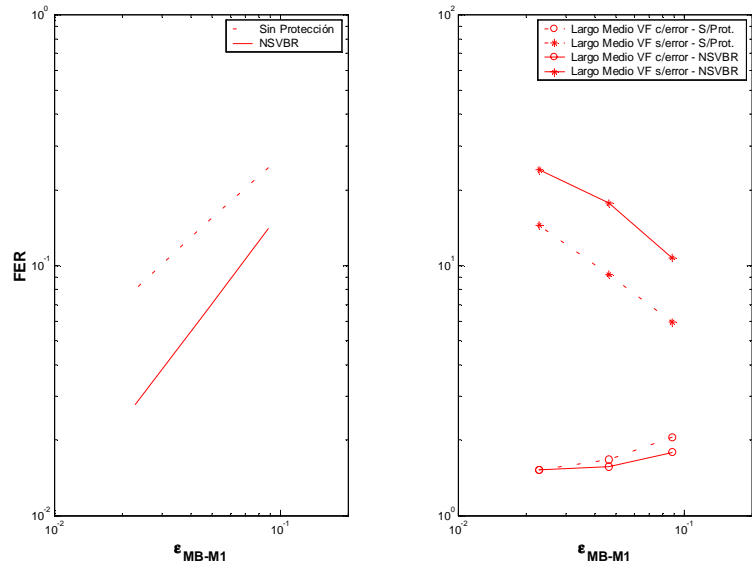


Fig. 6-31: Tasa de error de cuadros de vídeo (FER) para sistemas con/sin protección vs. probabilidad de error de bloque sin protección (izquierda). Características de los errores en los cuadros de vídeo para sistemas con/sin protección vs. probabilidad de error de bloque sin protección (derecha).

b) Implementación de CVQR en canales lentos

Debido a la presencia del protocolo NSVBR, la BS puede determinar en un instante t el cuadro de vídeo (*Video Frame - VF*) reproducido por el MU en el instante $t - \delta$. Puesto que la demora de ida y vuelta es pequeña (por ejemplo, $N_D \leq 6$ slots de 20 ms) y la velocidad de cuadros por segundo es baja (por ejemplo, $f_v = 6$ fps), se verifica que el valor de δ oscila aproximadamente entre 2 y 3 cuadros de vídeo (Fig. 6-32).

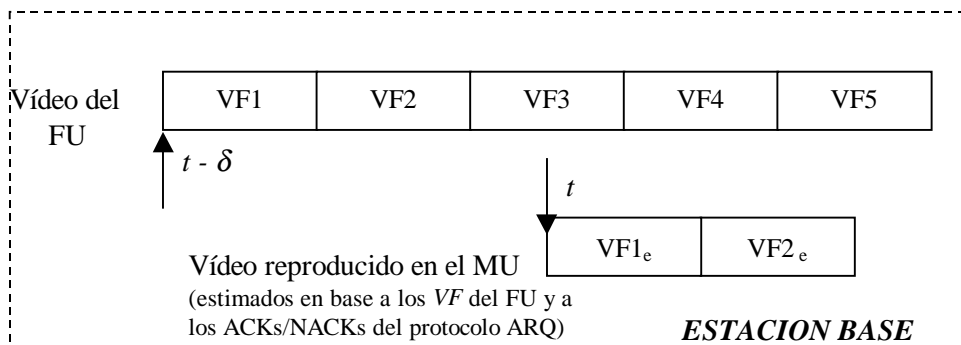


Fig. 6-32

En otro orden, puesto que el canal varía lentamente, el MU puede estimar con buena precisión las condiciones del canal (por ejemplo, usando la señal piloto), y transmitir esta información a la BS. Supóngase que en el instante t_0 la BS detecta que las condiciones del canal son buenas por lo que decide iniciar el proceso de recuperación de la calidad del vídeo (Fig. 6-33). En el instante t_2 la BS conoce si los bloques de datos retransmitidos correspondientes a los paquetes perdidos del cuadro VF1 fueron recibidos con error (esto también es válido para los cuadros anteriores a VF1). Además, en t_2 es posible determinar si existieron errores en la transmisión original de los bloques de datos correspondientes a VF2. Si la información de VF2 se recibe sin error, en el instante t_2 la BS está en condiciones de determinar los cuadros de vídeo reproducidos por el usuario móvil correspondientes a VF1 y VF2 (los cuales se denominan VF1_e y VF2_e, respectivamente)⁴⁹. Además, teniendo en cuenta que el estado del canal es “bueno”, es posible obtener una *estimación* de VF3_e considerando que los bloques de datos de VF3 serán correctamente recibidos por el MU.

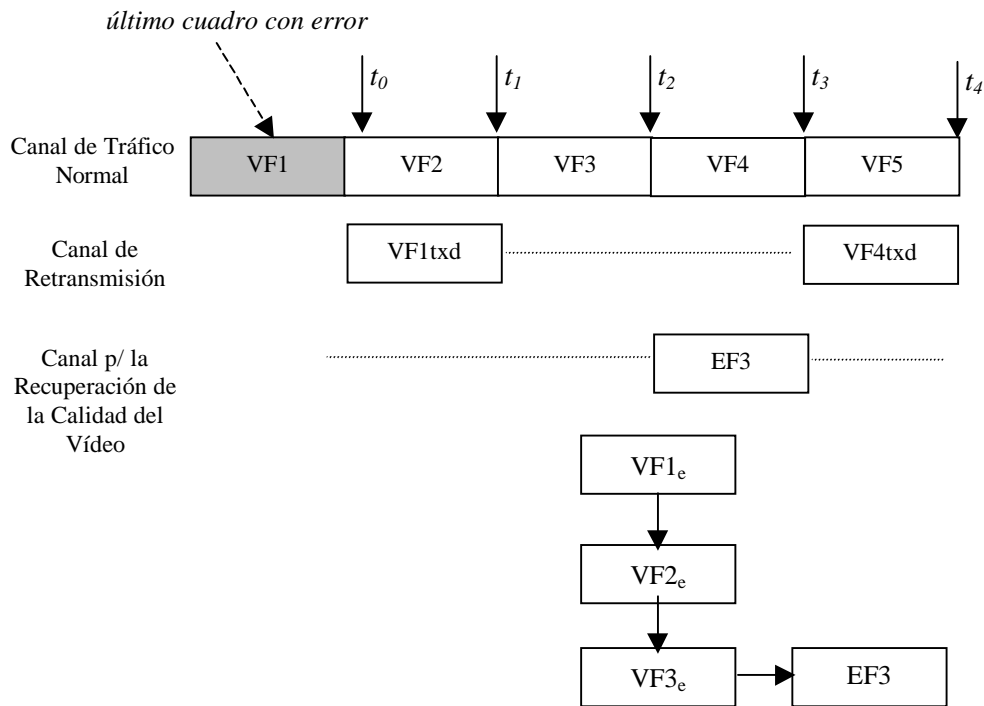


Fig. 6-33

⁴⁹ Si en el instante t_2 se detecta que información del cuadro FV2 ha sido perdida, el proceso de recuperación se inicia en t_3 .

De esta manera, cuando comienza la transmisión de VF4 (t_2), la BS posee la información necesaria para estimar la imagen error requerida para que VF4 pueda ser decodificado correctamente por el MU (esto es, $EF3=VF3-VF3_e$). Por este motivo, a partir de t_2 se habilita un canal de recuperación de la calidad del vídeo con la finalidad de transmitir el cuadro error EF3 con baja demora. En este sentido, es importante destacar que parte del ancho de banda necesario para la transmisión de EF3 puede obtenerse del canal de retransmisiones, ya que el mismo no será empleado a partir de t_2 debido a las buenas condiciones del canal (en este caso, la probabilidad de pérdida de paquetes es mínima). En el MU, un esquema de control forzará al decodificador de vídeo a procesar EF3 y luego a decodificar a VF4 (la demora introducida es despreciable). Una vez que el proceso de recuperación finaliza (t_3), el sistema retorna al estado normal de funcionamiento.

c) Observaciones Importantes

1. El cálculo de EF3 tiene en cuenta cómo fueron recibidos en la estación móvil todos los cuadros de vídeo. Para los cuadros anteriores a VF3, la BS posee toda la información necesaria para determinar en forma exacta los cuadros reproducidos por el MU (se supone una recepción de ACKs/NACKs libre de errores). En el caso de VF3, se realiza una estimación de $VF3_e$ considerando que VF3 será recibido sin errores debido al buen estado del canal.
2. La información de la imagen error EF3 se basa en codificar la diferencia entre VF3 y $VF3_e$. Si se tiene en cuenta la presencia del esquema de ocultamiento de errores y que el número medio de cuadros de vídeo a través del cual se propaga el error hasta ser cancelado es pequeño (aproximadamente entre 4 y 5 según las Figs. 6-31 y 6-33), se puede deducir que la degradación del vídeo no será significativa (en otras palabras, la cantidad de bits del EF3 será en *promedio* pequeña). De esta manera, los requerimientos de ancho de banda no son importantes y pueden ser satisfechos en gran medida por el canal destinado a retransmisiones. En este punto es preciso aclarar que la degradación de la performance del protocolo NSVBR debido al empleo del canal de retransmisión para la recuperación de la calidad es mínima, puesto que el proceso de recuperación se lleva a cabo cuando el estado del canal es “bueno” (esto es, no hay paquetes perdidos).⁵⁰

⁵⁰ Cuando la degradación es severa, la imagen error EF3 contendrá una gran cantidad de bits. En este caso puede transmitirse solamente la región más crítica de VF3, y luego repetir todo el proceso descrito para realizar una recuperación *gradual* de la calidad del vídeo. Otra solución alternativa que permite disminuir la demora de recuperación, consiste en la obtención de ancho de banda adicional como por ejemplo a través de nuevos SCCs.

3. La recuperación de la calidad resulta exitosa si VF3 y EF3 se reciben correctamente en el MU. En la Fig. 6-31 se demostró que el número de cuadros de vídeo promedio recibido sin error cuando se emplea NSVBR es superior a 10. Por lo tanto, puede concluirse que la probabilidad que VF3 y EF3 sean correctamente recibidos es alta puesto que el proceso de recuperación se lleva a cabo cuando las condiciones del canal son apropiadas. En el caso (poco probable) que VF3 o EF3 sean recibidos con error, sólo es preciso reiniciar el proceso de recuperación a partir de t_3 o t_4 , respectivamente (ver Fig. 6-33).
4. El proceso de recuperación no utiliza refrescos con MaBs codificados en forma intra, por lo tanto no se degrada la calidad del vídeo original transmitido por el usuario remoto.

De los puntos expuestos se deduce que el esquema de recuperación propuesto permite compensar las deficiencias de los métodos existentes **P1** a **P5** enunciadas al comienzo de esta sección.

6.7.3 Principales Características de CVQR

Entre los puntos más destacados de CVQR pueden citarse:

- No incurre en demoras excesivas ya que la codificación de la imagen error no se realiza en forma continua.
- La complejidad es relativamente baja ya que el decodificador (utilizado en forma constante) es simple por naturaleza. Por su parte el codificador, que posee una complejidad relativamente importante, no se utiliza en forma continua. Mediante un simple esquema de control, en la estación base puede utilizarse un sólo codificador para asistir a varios usuarios móviles.
- En lo referente a la complejidad necesaria en el MU, sólo se requiere un modesto incremento de memoria para almacenar cuadros de vídeo comprimidos y un esquema simple para el control y ordenamiento de los bloques.
- Con una lógica de control adecuada en la estación móvil, no es necesario realizar modificaciones en los codecs comerciales existentes.
- Los requerimientos para su implementación son relativamente simples: la determinación en la BS de los cuadros de vídeo recibidos por el usuario móvil necesita conocer la secuencia de vídeo transmitida por el usuario remoto y los ACKs/NACKs provenientes del MU (provistos por el esquema de retransmisión de paquetes). Además, es necesario contar con una lógica que

considere la presencia del esquema de ocultamiento de errores usado por el MU.

- Si el proceso de recuperación de la calidad se desarrolla satisfactoriamente, es posible realizarlo en forma reiterada para mejorar *aun* más la calidad del vídeo (nótese que siempre va a existir una degradación residual en el vídeo reproducido por el MU ya que en la codificación del cuadro error (EF) se pierde información).
- Todo el proceso se basa en una recepción perfecta de los ACK's y NACK's. Por este motivo es preciso tomar todos los recaudos para que esto suceda. De todas maneras, el hecho que el FU envíe un refresco con un cuadro codificado en forma intra con una frecuencia determinada, impide que errores no detectados en ACK/NACK's se propaguen en forma indefinida. Otro método menos eficiente, pero que resulta independiente del FU, consiste en transcodificar en la BS un determinado cuadro en forma intra, y usar SCC's adicionales para transmitir el mismo. Una vez que este cuadro es transmitido, puede iniciarse el proceso de recuperación para disminuir la distorsión originada en el proceso de transcodificación.
- CVQR puede aprovechar los períodos de silencio para realizar una mejora gradual de la calidad del vídeo reproducido por el usuario móvil.

6.7.4 Performance de CVQR

a) Efectividad del Cuadro Error para Recuperar la Calidad

La performance del esquema de recuperación de la calidad del vídeo CVQR depende de la efectividad del cuadro error (EF) para detener la propagación de los errores. En un sistema con ancho de banda limitado no es posible detener la propagación de los errores en forma completa debido a la pérdida de información que se produce en la codificación del cuadro EF. Por lo tanto resulta necesario investigar el nivel de reducción en la degradación del vídeo obtenido con la transmisión del cuadro error EF bajo restricciones de ancho de banda. Para esto, a continuación se utilizan las condiciones generales de funcionamiento empleadas en la Sección 6.6 transmitiendo según RS2. Además, con la finalidad de minimizar los efectos sobre la capacidad del sistema que origina el esquema de recuperación de la calidad del vídeo, se considera que el ancho de banda para la transmisión del cuadro EF es aproximadamente igual al usado para vídeo (esto es, 15600 bps para RS2). En el caso especial del sistema CDMA considerado en esta Tesis, este ancho de banda puede disponerse sin necesidad de proveer al usuario móvil nuevos SCCs, para lo cual se emplea el ancho de banda para retransmisiones y se reduce el ancho de banda asignado a la transmisión de voz (accesible en numerosos

estándares CDMA). Dada la restricción de ancho de banda, sólo se codifican los GOBs más críticos de la imagen error EF (en promedio, ≤ 5 GOBs).

En la Fig. 6-34 se presenta la PSNR instantánea en una corrida obtenida con la transmisión del cuadro error EF. En el caso de la secuencia “*Mother&Daughter*” puede verificarse que la degradación residual es pequeña (<0.15 dB en promedio), por lo que se concluye que la transmisión de EF permitirá detener con gran efectividad la propagación de los errores en secuencias con poca movilidad. En el caso de la secuencia “*Foreman*”, la imagen error no permite una recuperación de la calidad satisfactoria debido a la gran movilidad contenida en esta secuencia. Para reducir este nivel de degradación es preciso proveer un mayor ancho de banda al usuario móvil mediante la asignación de nuevos SCCs. Cuando este ancho de banda adicional no está disponible, es posible reducir la degradación residual mediante la transmisión de dos o más cuadros EF consecutivos. Por ejemplo, en la Fig. 6.34 se observa que realizando el proceso de recuperación de la calidad en dos etapas consecutivas, la degradación residual se reduce sustancialmente (<0.4 dB en promedio).

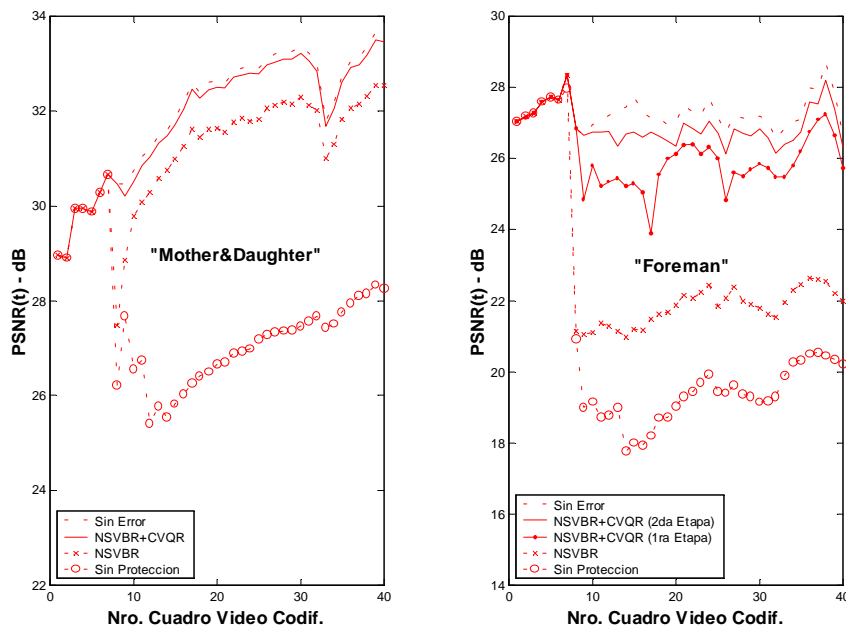


Fig 6-34: Calidad del vídeo para las secuencias “*Mother&Daughter*” y “*Foreman*” usando NSVBR y CVQR. Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “*Bueno*”.

b) Análisis de la Distorsión con CVQR

A continuación se evalúa la performance del método de recuperación de la calidad del vídeo propuesto en esta Tesis. El siguiente análisis considera que el proceso de recuperación se realiza a intervalos fijos T_{max} e independientemente del nivel de degradación alcanzado⁵¹. Además se considera que los errores introducidos en los cuadros de vídeo desde $t = 0$ hasta $t < T_{max}$ se cancelan exitosamente en $t = T_{max}$ (ver Fig. 6-34). En este caso, la distorsión del vídeo debida a los errores residuales que se obtiene con CVQR puede estimarse de

$$D_{CH-CVQR}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} D_{CH}^{CVQR}(t, kT_{max}), \quad (6.7.1)$$

con

$$D_{CH}^{CVQR}(t, \tau) = P_B G \left\{ \left(\Gamma(t) u(t - \tau) \right) \oplus \frac{1}{1 + \theta(t - \tau)} \right\} [u(t - \tau) - u(t - \tau - T_{max})], \quad (6.7.2)$$

donde $u(t)$ denota la función escalón unitario.

Con la finalidad de mostrar las ventajas de CVQR sobre otras técnicas existentes, se investiga la performance de ET. Suponiendo que

- el error introducido en $t = 0$ se cancela exitosamente en $t = T_{max}$, y que
- no hay distorsión de la calidad del vídeo original debido a la codificación de MaBs en forma intra,

la distorsión originada por el canal de transmisión usando ET resulta

$$D_{CH-ET}(t) = P_B G \Gamma(t) \oplus \frac{[u(t) - u(t - T_{max})]}{1 + \theta t}. \quad (6.7.3)$$

Es importante mencionar que debido a la hipótesis de que el error de vídeo se cancela perfectamente en $t = T_{max}$, los resultados obtenidos de (6.7.1) y (6.7.3) corresponden a valores teóricos mínimos, por lo tanto constituyen indicadores de la máxima calidad que puede obtenerse con cada uno de estos esquemas. La Fig. 6-35 presenta resultados de la degradación del vídeo $\Delta PSNR(t)$ para las secuencias “Mother&Daughter” y “Foreman” con $t = T_{max} = 1$ seg. (ó 6 cuadros de vídeo comprimidos a 6 fps). Se utilizan las condiciones generales de funcionamiento empleadas en la Sección 6.6 con velocidad de transmisión RS2. Se consideran los siguientes casos: sin protección, NSVBR (solamente), NSVBR+ET y NSVBR+CVQR. Los valores para NSVBR se obtienen de (6.7.1) y (6.7.3) con P_B dado (6.5.9). Además se incluye el límite

⁵¹ Como se expresó previamente, una frecuencia de recuperación variable según el nivel de la degradación puede mejorar la eficiencia del proceso de recuperación de la calidad del vídeo.

teórico obtenido de (5.4.6), el cual representa la máxima calidad de la secuencia de vídeo que puede ser obtenida con NSVBR y un esquema de recuperación de la calidad de vídeo *ideal* que posee un tiempo de recuperación $t=T_{max} = 1$ cuadro. Este esquema se denomina ocultamiento de error ideal (*ideal error resilience* o I-ER).

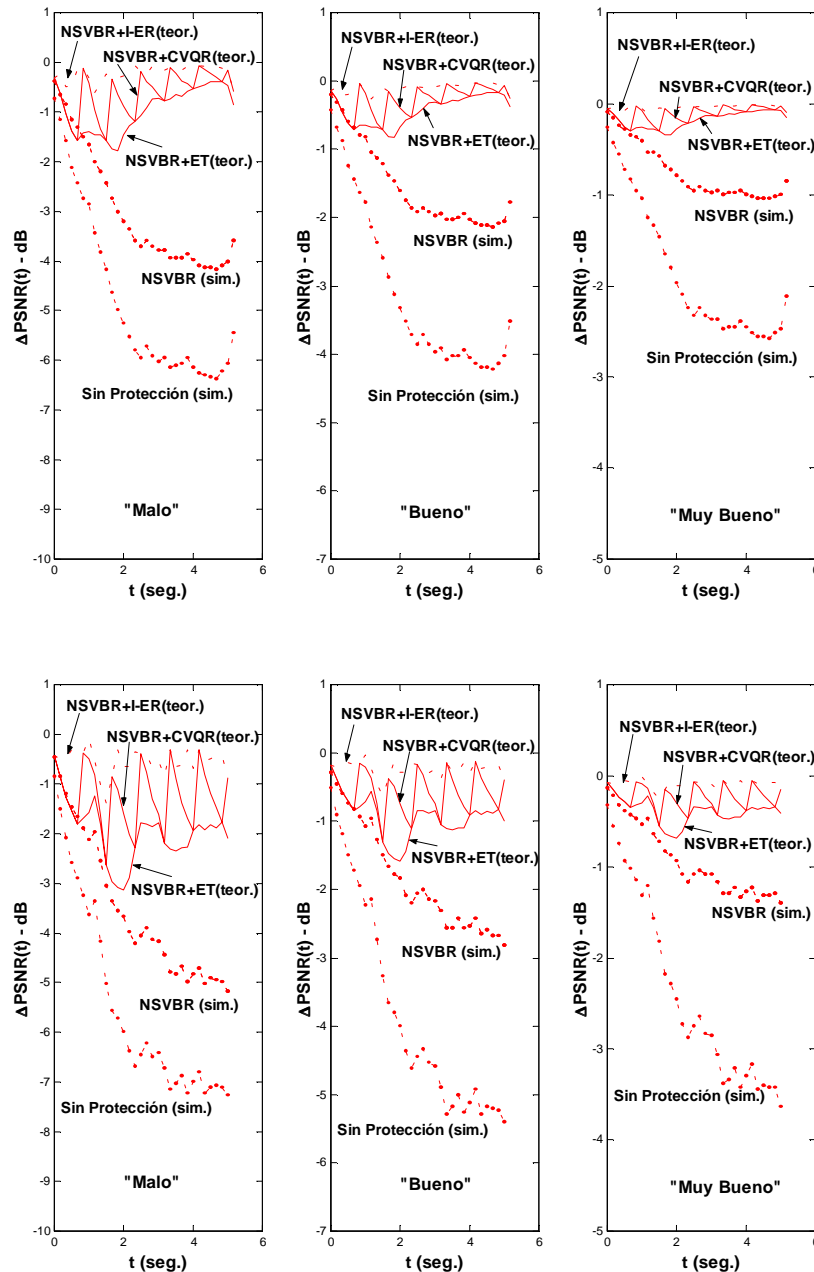


Fig. 6-35: Pérdida de la calidad de vídeo ($\Delta PSNR(t)$) para las secuencias “Mother&Daughter” (arriba) y “Foreman” (abajo) para distintos estados del canal. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Tiempo de recuperación $T_{max} = 1$ seg.

En todos los casos, puede verificarse que una mejora significativa en la calidad se obtiene cuando se utiliza en forma conjunta el protocolo de retransmisión con el método de recuperación de la calidad propuestos en esta Tesis (NSVBR+CVQR). Además, puede observarse que la degradación residual en NSVBR+ET es superior a la de NSVBR+CVQR debido a que ET no compensa los errores introducidos en el intervalo $[t_0, t_0 + T_{max}]$.

En la Fig. 6-36 se presentan resultados de la calidad media \overline{PSNR} en función de la probabilidad de error de bloque sin protección, ϵ_{MB-M1} , para la secuencia "Foreman". Además de los casos anteriores, en esta figura se incluyen resultados para transmisiones sin error. Comparando los resultados de NSVBR+CVQR con NSVBR+I-ER se verifica que una distorsión residual de 0.47 dB (promedio) se origina por la cancelación no instantánea del error introducido en la secuencia de vídeo ($T_{max} > 1$ cuadro). De todas maneras, se observa que la ganancia de CVQR sobre el tradicional esquema ET es aproximadamente 0.40 dB (promedio). En situaciones prácticas, ET sufre una disminución adicional de la calidad del vídeo comprimido ocasionada por la codificación intra de MaBs. Por lo tanto, puede concluirse que, comparado con ET, la calidad del vídeo obtenida con CVQR será superior a los valores presentados en la Fig. 6-36.

Finalmente, en las Figs. 6-37 a 6-39 se presentan cuadros de vídeo obtenidos con CVQR. En todos los casos puede verificarse que los efectos de los errores residuales sobre la calidad de la imagen son prácticamente indistinguibles para el observador.

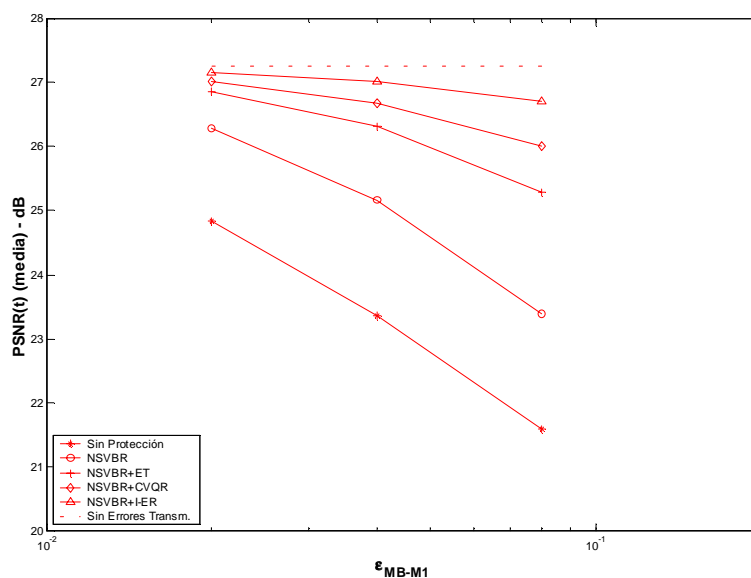


Fig 6-36: PSNR total media para la secuencia "Foreman" usando NSVBR y CVQR. Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Tiempo de recuperación $T_{max} = 1$ seg. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps).



Fig 6-37: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “*Mother&Daughter*” usando NSVBR y CVQR. Cuadro codificado nro. 45: original (izquierda), NSVBR (derecha) y NSVBR+ CVQR (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “*Bueno*”.



Fig 6-38: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “*Foreman*” usando NSVBR y CVQR. Cuadro codificado nro. 38: original (izquierda), NSVBR (derecha) y NSVBR+ CVQR (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “*Bueno*”.



Fig 6-39: Calidad del vídeo reproducido para la secuencia “Foreman” usando NSVBR y CVQR. Cuadro codificado nro. 44: original (izquierda), NSVBR (derecha) y NSVBR+ CVQR (centro). Demora de ida y vuelta $N_D = 6$. Velocidad de transmisión RS2 ($R_v=15.6$ kbps). Estado del canal “Bueno”.

6.8 Conclusiones

Este capítulo ha presentado una nueva arquitectura de protección centralizada para el robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido en sistemas celulares CDMA. Como una aplicación de la nueva arquitectura de protección, se ha investigado el robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de servicios de vídeo interactivo desde un usuario alámbrico fijo hacia un usuario móvil perteneciente a una red celular MC-CDMA en canales lentos. El esquema propuesto está formado por un nuevo método de repetición de paquetes destinado a reducir la interferencia y la tasa de error de bloque (NSVBR), y una nueva técnica para la recuperación de la calidad del vídeo (CVQR). El nuevo esquema de protección NSVBR reduce la pérdida de paquetes con bajas demoras de procesamiento mediante el empleo de un nuevo esquema de retransmisión de paquetes. El protocolo NSVBR requiere una complejidad reducida de implementación por lo que puede ser incorporado fácilmente en los sistemas CDMA existentes. Además, en este capítulo se introdujo y analizó una nueva técnica para la recuperación de la calidad del vídeo denominada CVQR, la cual permite subsanar los inconvenientes presentados por los métodos existentes en la actualidad. Los resultados presentados han demostrado que la arquitectura propuesta en esta Tesis permite reducir sustancialmente la degradación de la calidad del vídeo reproducido, mientras simultáneamente minimiza la interferencia generada por el proceso de protección-recuperación.

Capítulo 7

Conclusiones Generales

En esta Tesis se ha desarrollado una teoría para el estudio y robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido por redes celulares basadas en tecnología CDMA. Esta teoría resulta importante no sólo porque permite realizar un estudio semianalítico de la performance de los servicios multimedia, sino también porque permite elaborar nuevos esquemas de robustecimiento especialmente diseñados para transmisiones por redes CDMA. Esto último no había sido posible hasta el momento debido a las importantes limitaciones que imponía el diseño basado exclusivamente en simulaciones en computadora del sistema completo. Numerosas comparaciones con resultados derivados de simulaciones del sistema han verificado la excelente exactitud de las nuevas aproximaciones teóricas.

Como una segunda contribución fundamental de esta Tesis, se ha introducido un nuevo concepto para el robustecimiento de la transmisión de vídeo interactivo por redes celulares basadas en tecnología CDMA. Como una aplicación de este concepto, se propusieron (i) un nuevo esquema para la protección de errores (NSVBR) y (ii) una técnica de recuperación de la calidad del vídeo (CVQR) en transmisiones a baja velocidad de señales de vídeo comprimido desde un usuario fijo hacia un usuario móvil perteneciente a una red celular MC-CDMA. Además de su importancia intrínseca, este esquema tiene la virtud de ser un ejemplo de aplicación de la teoría aquí expuesta y una demostración práctica de su validez. El esquema de protección está basado en un nuevo protocolo de retransmisión de paquetes especialmente diseñado para reducir la pérdida de información, retardo, interferencia y complejidad de implementación. La recuperación de la calidad del vídeo se efectúa mediante la transmisión de información especialmente codificada para detener la propagación temporal y espacial de los errores. Numerosos estudios teóricos y resultados experimentales han demostrado que importantes beneficios pueden obtenerse con la arquitectura de protección propuesta en esta Tesis.

Es importante reiterar que la mayoría de las contribuciones originales desarrolladas en la presente Tesis ha sido publicada en conferencias, libros y/o revistas internacionales (para mayores detalles ver Sección 1.5).

7.1 Extensión de los Resultados

Aunque esta Tesis enfocó el estudio en la transmisión a baja velocidad de vídeo interactivo por redes celulares CDMA, los modelos introducidos pueden emplearse en otros sistemas de interés. En particular, todo el estudio relacionado al modelado del proceso de error de bloques puede extenderse a escenarios como los propuestos en las próximas generaciones de redes CDMA. En este sentido, en [Hueda02a] se realizó una extensión del modelo descrito en el Capítulo 4 para la transmisión por sistemas CDMA que emplean múltiples portadoras (*multicarriers*), como es el caso de *cdma2000* [Garg00].

7.2 Trabajos Futuros

Aunque esta Tesis ha realizado una contribución significativa para el estudio y robustecimiento de la transmisión a baja velocidad de vídeo comprimido por redes celulares CDMA, existen algunos tópicos que revisten gran interés y que pueden ser investigados en el futuro. Algunos ejemplos se mencionan a continuación.

- El análisis presentado en la Sección 6.2 permite apreciar el potencial importante que tiene la incorporación de esquemas de codificación en el enlace estación base \leftrightarrow estación móvil. Sin embargo, todavía es necesario realizar sustancial trabajo adicional. En este sentido, un punto que tiene gran interés es la definición explícita de las funciones $\mathfrak{R}_i(p_i)$ para transmisiones por canales inalámbricos. Otro tópico que posee gran potencial es la minimización de la función de recursos de ambos enlaces pero condicionado a un nivel determinado de la distorsión media de la calidad de vídeo (y no a un cierto valor de la probabilidad de error como se realizó en la subsección 6.2.2).
- Un tema que reviste interés es la elaboración de esquemas de repetición de paquetes *selectivos* y ancho de banda variable para transmisiones por canales rápidos. Estos protocolos permitirán reducir la pérdida de información y la interferencia generada por el proceso de retransmisión en comunicaciones por canales con desvanecimiento rápido, o en canales con desvanecimiento lento con control de potencia de lazo cerrado.
- Otro tema interesante relacionado al esquema de recuperación de la calidad del vídeo CVQR es el diseño de algoritmos óptimos para la codificación de los cuadros error. Por ejemplo, se ha demostrado en la subsección 6.7.4 que la aplicación reiterada de CVQR permite mejorar gradualmente la calidad del vídeo en el caso de transmisiones de secuencias con gran movilidad. En esta

situación, es posible reducir la degradación residual de la secuencia recuperada por medio de una codificación apropiada de los diferentes cuadros error (por ejemplo, pueden compensarse distintas regiones de la imagen en cada cuadro error según el nivel de distorsión de cada región).

Apéndices

Apéndice A

A continuación se analizan las estadísticas de la componente de interferencia de los usuarios de la misma celda en el enlace directo dada por

$$\chi_j[m] = \sum_{l=1}^L \alpha_l[m] \sum_{k=0}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_{i \neq 0} \psi[m, i, k] \Theta(\tau_{jl} - iT_c). \quad (\text{A.1})$$

Puesto que $\psi[m, i, k]$ es una VA Gaussiana de media cero y potencia $1/N$ (ver (3.2.1)), se verifica que

$$E\{\chi_j[m]\} = 0. \quad (\text{A.2})$$

Además, puesto que las ganancias del canal son independientes, la potencia de $\chi_j[m]$ resulta

$$\begin{aligned} E\{|\chi_j[m]|^2\} &= \frac{1}{N} \left\{ E\{\kappa_1^2\} A_T^2 E\left\{G_1 \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2\right\} \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\tau_{jl} - iT_c) \right. \\ &\quad \left. + A_T^2 \left[E\{G_0\} + \sum_{k=2}^K E\{\kappa_k^2\} E\{G_k\} \right] \sum_{l=1}^L \overline{|\alpha_l|^2} \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\tau_{jl} - iT_c) \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

La expresión anterior se obtiene teniendo en cuenta que las ganancias G_k para $k \neq 1$ son independientes de las ganancias del canal α_l correspondientes al usuario 1 y del factor de actividad κ_k . Sin embargo, debe notarse que para $k = 1$ puede existir dependencia entre G_1 y las ganancias del canal (por ejemplo, en el caso de emplear controles de potencia). Sumando y restando $A_T^2 E\{\kappa_1^2\} E\{G_1\} \sum_{l=1}^L \overline{|\alpha_l|^2}$ en la suma que aparece entre corchetes se obtiene

$$\begin{aligned} E\{|\chi_j[m]|^2\} &= \frac{1}{N} \left\{ E\{\kappa_1^2\} A_T^2 \sum_{l=1}^L \left[E\{G_1 |\alpha_l|^2\} - E\{G_1\} \overline{|\alpha_l|^2} \right] \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\tau_{jl} - iT_c) \right. \\ &\quad \left. + I_{or} \sum_{l=1}^L \overline{|\alpha_l|^2} \sum_{i \neq 0} \Theta^2(\tau_{jl} - iT_c) \right\}, \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

donde I_{or} está dado por (3.2.16). Finalmente, de (A.4) se obtiene (3.2.14).

Apéndice B

En este apéndice se investigan las estadísticas de la componente de interferencia por acceso múltiple en el enlace inverso dada por

$$v_j[m] = \sum_{k=2}^K \kappa_k A_T \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}[m] \sum_i \psi[m, i, k] \Theta(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l}) + \sum_{k=2}^K A_0 \sqrt{G_k} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l}[m] \sum_i \psi'[m, i, k] \Theta(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l}), \quad (\text{B.1})$$

donde $\psi[m, i, k]$ y $\psi'[m, i, k]$ son variables aleatorias Gaussianas independientes de media cero y potencia $1/N$ (ver (3.2.25) y (3.2.26)). Teniendo en cuenta que las ganancias $\alpha_{k,l}[m]$ son procesos independientes, la potencia de $v_j[m]$ resulta:

$$E\{|v_j[m]|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{k=2}^K [A_T^2 E\{\kappa_k^2\} + A_0^2] E\left\{G_k \sum_{l=1}^{L_k} |\alpha_{k,l}|^2\right\} E\left\{\sum_i \Theta^2(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l})\right\}. \quad (\text{B.2})$$

Nótese que la ganancia del usuario k (G_k) depende en general de las correspondientes ganancias del canal $\alpha_{k,l}[m]$ (esto es, no son procesos aleatorios independientes). Considerando que las diferencias $\bar{\tau}_j - \tau_{k,l}$ en módulo T_c son variables aleatorias uniformemente distribuidas en el intervalo $[0, T_c]$, para el filtro real de banda limitada se cumple [Viterbi95]

$$E\left\{\sum_i \Theta^2(\bar{\tau}_j - iT_c - \tau_{k,l})\right\} = \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta^2(\tau) d\tau = 1. \quad (\text{B.3})$$

Finalmente, con (B.2) y (B.3) se verifica:

$$E\{|v_j[m]|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{k=2}^K [A_T^2 E\{\kappa_k^2\} + A_0^2] E\left\{G_k \sum_{l=1}^{L_k} |\alpha_{k,l}|^2\right\}. \quad (\text{B.4})$$

Apéndice C

En este apéndice se presenta un método para la estimación de los parámetros del modelo de Markov definido por (4.2.2) en transmisiones por canales lentos.

Para un receptor MRC-RAKE, la SINR a la salida del combinador puede expresarse como

$$\gamma = \sum_{l=1}^L \gamma_l, \quad (\text{C.1})$$

donde γ_l es la SINR a la salida del l -ésimo finger, y L es el número total de fingers del RAKE. En este trabajo se analizan canales con desvanecimiento de Rayleigh y se adopta la aproximación Gaussiana para modelar la componente de interferencia. Luego, considerando que las SINRs a las salidas de los fingers son VAs independientes e idénticamente distribuidas con $E\{\gamma_l\} = \bar{\gamma}_c \quad \forall l$, la función densidad de probabilidad resulta

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^{L-1}} \gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_c}, \quad \gamma > 0. \quad (\text{C.2})$$

Debido a que el canal varía lentamente, γ puede ser considerada constante en toda la duración de los eventos error [Hueda00d]. En este caso, la probabilidad de error puede estimarse de (2.5.12) con la función densidad dada por (C.2). Luego la probabilidad de error de bloque del estado s_n , $\varepsilon(s_n)$, puede aproximarse en canales con desvanecimiento lento por

$$\varepsilon(s_n) = \frac{1}{P(s_n)} \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_B(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (\text{C.3})$$

donde $P_B(\gamma)$ es la probabilidad de error de bloques en canales Gaussianos. La probabilidad del estado s_n , $P(s_n)$, está dada por

$$P(s_n) = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma = e^{-\gamma_n/\bar{\gamma}_c} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_c} \right)^m - e^{-\gamma_{n+1}/\bar{\gamma}_c} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_c} \right)^m. \quad (\text{C.4})$$

Puesto que se considera que el desvanecimiento es lento, el estado del canal puede cambiar a uno de los dos estados vecinos al final de la transmisión de un paquete, esto es,

$$P(s_l | s_n) = 0 \quad |l - n| > 1 \quad l, n = 1, 2, \dots, \Phi. \quad (\text{C.5})$$

Esta probabilidad puede aproximarse por [Liu97]:

$$P(s_l | s_n) = \begin{cases} N_{n+1} / [P(s_n) R_p], & l = n + 1 \quad n = 1, \dots, \Phi - 1 \\ N_n / [P(s_n) R_p], & l = n - 1 \quad n = 2, 3, \dots, \Phi \\ 1 - (N_{n+1} + N_n) / [P(s_n) R_p], & l = n = 2, 3, \dots, \Phi - 1 \\ 1 - N_{n+1} / [P(s_n) R_p], & l = n = 1 \\ 1 - N_n / [P(s_n) R_p], & l = n = \Phi, \end{cases} \quad (\text{C.6})$$

donde R_p es la velocidad de transmisión de paquetes, y N_n es la tasa de cruce de nivel (*Level Crossing Rate* - LCR) cuando el valor de la SINR recibida es igual a γ_n

[Jakes74]. En el Apéndice D se demuestra que para canales con desvanecimiento de Rayleigh y MRC con igual potencia media por finger $\overline{\gamma}_c$, N_n resulta

$$N_n = f_d f_\gamma (\gamma_n) \sqrt{2\pi \gamma_n \overline{\gamma}_c}, \quad k = 1, 2, \dots, \Phi + 1, \quad (\text{C.7})$$

donde f_d es la máxima frecuencia Doppler. Nótese que para $L=1$, el resultado obtenido de (C.7) coincide con el resultado derivado en [Jakes74].

La estimación de la probabilidad de transición con (C.6) sólo es válida cuando el desvanecimiento es suficientemente lento, esto es,

$$C = \frac{N_{n+1} + N_n}{P(\hat{s}_n) R_p} < 1, \quad n = 1, 2, \dots, \Phi + 1. \quad (\text{C.8})$$

Cuando esta condición no se cumple, puede reducirse el número de estados hasta verificar (C.8) [Liu97]. Numerosas experiencias realizadas sugieren que el número de estados Φ debe elegirse para satisfacer $C \approx 0.985$.

Finalmente, la probabilidad de dos errores de bloques consecutivos puede estimarse de

$$P(1,1) = \sum_{n=1}^{\Phi} \sum_{l=1}^{\Phi} \varepsilon(\hat{s}_l) \varepsilon(\hat{s}_n) P(\hat{s}_l | \hat{s}_n) P(\hat{s}_n). \quad (\text{C.9})$$

Apéndice D

A continuación se deriva la tasa de cruce de nivel (Level Crossing Rate - LCR) dada por (C.7) [Hueda00c]. Sea $N(\gamma)$ el LCR en γ definido por [Jakes74]

$$N(\gamma) = \int_0^{\infty} \dot{\gamma} f_{\gamma\gamma}(\dot{\gamma}, \gamma) d\dot{\gamma} = f_\gamma(\gamma) \int_0^{\infty} \dot{\gamma} f_{\gamma\gamma}(\dot{\gamma} | \gamma) d\dot{\gamma}, \quad (\text{D.1})$$

donde $\dot{\gamma} = d\gamma/dt$ ($\dot{\cdot}$ representa derivada temporal). Luego, para probar (C.7) es suficiente mostrar que

$$f_{\gamma\gamma}(\dot{\gamma} | \gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\gamma\gamma}^2}} e^{-\dot{\gamma}^2 / 2\sigma_{\gamma\gamma}^2} \quad (\text{D.2})$$

con $\sigma_{\gamma\gamma}^2 = 4\gamma \overline{\gamma}_c (\pi f_d)^2$. Para esto, se define la envolvente a la salida del MRC como

$$R = \sqrt{\gamma} = \sqrt{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2}, \quad (\text{D.3})$$

donde α_l^2 es la SINR a la salida del finger l . Considerando que α_l tiene distribución de Rayleigh y son independientes e idénticamente distribuidas con $E\{\alpha_l^2\} = \bar{\gamma}_c \quad \forall l$, de [Jakes74] puede verificarse que $\dot{\alpha}_l$ resulta una VA Gaussiana con media cero e independiente de α_l , con

$$\sigma_{\alpha_l}^2 = \sigma_{\alpha}^2 = \bar{\gamma}_c (\pi f_m)^2 \quad \forall l. \quad (D.4)$$

Luego, para un conjunto dado de valores α_l , se verifica que

$$\dot{R} = \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right)^{-1/2} \left(\sum_{l=1}^L \dot{\alpha}_l \alpha_l \right) \quad (D.5)$$

resulta un proceso Gaussiano de media cero con

$$\sigma_{R|\alpha_1, \dots, \alpha_L}^2 = \sigma_{\alpha}^2 = \bar{\gamma}_{n,b} (\pi f_m)^2. \quad (D.6)$$

Nótese que las estadísticas de \dot{R} dadas las ganancias α_l no dependen de éstas:

$$f_{R|\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L}^{\dot{R}}(\dot{R} | \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L) = f_R^{\dot{R}}(\dot{R}), \quad (D.7)$$

con

$$f_R^{\dot{R}}(\dot{R}) = (\sqrt{2\pi\sigma_{\alpha}^2})^{-1} e^{-\dot{R}^2 / 2\sigma_{\alpha}^2}. \quad (D.8)$$

Por lo tanto, el proceso \dot{R} (así como R) es independiente de $\alpha_l \quad \forall l$. Finalmente, puesto que

$$\gamma = R^2 \quad (D.9)$$

y

$$\dot{\gamma} = 2R\dot{R} = 2\sqrt{\gamma}\dot{R}, \quad (D.10)$$

(D.2) resulta de (D.8) a (D.10), con lo cual se verifica (C.7). Es preciso mencionar que este resultado ha sido obtenido en forma paralela por Yacoub en [Yacoub00].

Apéndice E

En este apéndice se obtiene la expresión (4.2.11). En canales con desvanecimiento lento, se verifica

$$P\left\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\right\} \begin{cases} \approx 1 & s_k = s_l \\ \ll 1 & s_k \neq s_l \end{cases} \text{ con } |s_k - s_l| \leq 1. \quad (\text{E.1})$$

Por otro lado, la probabilidad conjunta puede expresarse:

$$\begin{aligned} \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge}, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\} &= \sum_{\substack{s_k \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge} \\ s_l \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}}} P\{s_i = s_k, s_{i-1} = s_l\} \\ &= \sum_{\substack{s_k \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge} \\ s_l \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}}} P\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\} P\{s_{i-1} = s_l\}. \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

De (E.1), la expresión (E.2) resulta para $\hat{\beta}_i = \hat{\beta}_{i-1}$

$$\begin{aligned} \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge}, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\} &\approx \sum_{s_l \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}} P\{s_i = s_l \mid s_{i-1} = s_l\} P\{s_{i-1} = s_l\} \\ &\approx \sum_{s_l \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}} P\{s_{i-1} = s_l\} \\ &= \Pr\left\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\}, \end{aligned} \quad (\text{E.3})$$

por lo tanto,

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\} = \frac{\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge}, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\}}{\Pr\left\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\}} \approx 1 \quad \hat{\beta}_i = \hat{\beta}_{i-1}. \quad (\text{E.4})$$

Por otro lado, para $\hat{\beta}_i \neq \hat{\beta}_{i-1}$ se obtiene

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge}, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}\right\} = P\left\{s_i = \hat{s}_{\hat{\beta}_i}^t, s_{i-1} = \hat{s}_{\hat{\beta}_{i-1}}^t\right\}, \quad (\text{E.5})$$

donde $\hat{s}_{\hat{\beta}_i}^t$ es el estado del canal perteneciente a $\mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}^{\wedge}$ próximo a $\mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}^{\wedge}$ con $\hat{\beta}_i \neq \hat{\beta}_{i-1}$. Por lo tanto,

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}\right\} = \frac{P\left\{s_i = \hat{s}_{\beta_i}^t, s_{i-1} = \hat{s}_{\beta_{i-1}}^t\right\}}{\Pr\left\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}\right\}} \quad \hat{\beta}_i \neq \hat{\beta}_{i-1}. \quad (\text{E.6})$$

Usando (E.6) y (E.1) puede verificarse que

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}\right\} \leq P\left\{s_i = \hat{s}_{\beta_i}^t \mid s_{i-1} = \hat{s}_{\beta_{i-1}}^t\right\} \ll 1 \quad \hat{\beta}_i \neq \hat{\beta}_{i-1}. \quad (\text{E.7})$$

Basado en (E.1), (E.4), (E.6) y (E.7) a continuación se demuestra

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}, s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}\right\} \approx \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}\right\}, \quad (\text{E.8})$$

con la cual puede fácilmente obtenerse (4.2.11).

a) Análisis de $\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}$

Primero se analiza

$$\begin{aligned} \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} &= \sum_{s_k, s_l, s_m \in \mathbf{S}_1} P\{s_i = s_k, s_{i-1} = s_l, s_{i-2} = s_m\} \\ &= \sum_{s_k, s_l, s_m \in \mathbf{S}_1} P\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\} P\{s_{i-1} = s_l \mid s_{i-2} = s_m\} P\{s_{i-2} = s_m\}. \end{aligned}$$

Usando (E.1) puede verificarse la siguiente relación

$$\begin{aligned} \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} &\approx \sum_{s_m \in \mathbf{S}_1} P\{s_i = s_m \mid s_{i-1} = s_m\} P\{s_{i-1} = s_m \mid s_{i-2} = s_m\} P\{s_{i-2} = s_m\} \\ &\approx \sum_{s_m \in \mathbf{S}_1} P\{s_{i-2} = s_m\} \\ &= \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}. \end{aligned} \quad (\text{E.9})$$

Por otro lado, usando (E.4) puede obtenerse

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \approx \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}. \quad (\text{E.10})$$

De esta manera, de (E.9) y (E.10) puede concluirse

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}. \quad (\text{E.11})$$

b) Análisis de $\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\}$

De manera similar, usando (E.1) es posible mostrar

$$\begin{aligned} \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} &= \sum_{\substack{s_k, s_l \in \mathbf{S}_1 \\ s_m \in \mathbf{S}_0}} P\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\} P\{s_{i-1} = s_l \mid s_{i-2} = s_m\} P\{s_{i-2} = s_m\} \\ &\approx P\{s_i = s_1^t \mid s_{i-1} = s_1^t\} P\{s_{i-1} = s_1^t \mid s_{i-2} = s_0^t\} P\{s_{i-2} = s_0^t\} \\ &\approx P\{s_{i-1} = s_1^t, s_{i-2} = s_0^t\}. \end{aligned} \quad (\text{E.12})$$

La expresión (E.12) se obtiene teniendo en cuenta que

$$P\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\} P\{s_{i-1} = s_l \mid s_{i-2} = s_m\} \rightarrow 0 \quad s_k \neq s_l \quad s_l \neq s_m \quad (\text{E.13})$$

puesto que $P\{s_i = s_k \mid s_{i-1} = s_l\} \ll 1$ para $s_k \neq s_l$ (ver (E.1)). Por otro lado, usando (E.4) y (E.6) se demuestra

$$\begin{aligned} \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \\ \approx \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \\ = P\{s_{i-1} = s_1^t, s_{i-2} = s_0^t\}. \end{aligned} \quad (\text{E.14})$$

Finalmente, de (E.12) y (E.14) resulta

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 \mid s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\}. \quad (\text{E.15})$$

c) Análisis de $\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\}$

En este caso, usando (E.1) y (E.13) puede obtenerse

$$\begin{aligned} \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} &\approx P\{s_i = s_1^t, s_{i-1} = s_0^t, s_{i-2} = s_0^t\} \\ &\approx P\{s_i = s_1^t \mid s_{i-1} = s_0^t\} P\{s_{i-2} = s_0^t\} \\ &= P\{s_i = s_1^t, s_{i-1} = s_0^t\}. \end{aligned} \quad (\text{E.16})$$

(nótese que $P\{s_{i-2} = s_k\} = P\{s_{i-1} = s_k\}$ puesto que CSMM es un proceso estacionario). Además, de (E.4) es posible mostrar que

$$\begin{aligned}
\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \\
\approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \quad (\text{E.17}) \\
= P\{s_i = s'_1, s_{i-1} = s'_0\}.
\end{aligned}$$

De (E.16) y (E.17) se obtiene

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \quad (\text{E.18})$$

d) Análisis de $\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}$

De (E.4) puede deducirse

$$\begin{aligned}
\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} &= P\{s_i = s'_1, s_{i-1} = s'_0, s_{i-2} = s'_1\} \\
&= P\{s_i = s'_1 | s_{i-1} = s'_0\} P\{s_{i-1} = s'_0 | s_{i-2} = s'_1\} P\{s_{i-2} = s'_1\} \quad (\text{E.19}) \\
&\approx 0.
\end{aligned}$$

Además,

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \approx 0 \quad (\text{E.20})$$

puesto que $\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\}$ y $\Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}$ son $\ll 1$ (ver (E.7)). De (E.19) y (E.20) se verifica⁵²

$$\begin{aligned}
\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} &\approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_1 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \\
&\approx 0. \quad (\text{E.21})
\end{aligned}$$

e) Otros Casos

Usando una metodología similar, pueden obtenerse las siguientes expresiones

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\}. \quad (\text{E.22})$$

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0, s_{i-1} \in \mathbf{S}_0, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_0 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}. \quad (\text{E.23})$$

⁵² En realidad, usando (E.6) y (E.7) es posible mostrar que (E.20) \leq (E.19). Sin embargo, puesto que ambos valores son $\ll 1$ en transmisiones por canales con desvanecimiento lento, la aproximación (E.21) resulta válida.

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_0\} \approx 0. \quad (\text{E.24})$$

$$\Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0, s_{i-1} \in \mathbf{S}_1, s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \approx \Pr\{s_i \in \mathbf{S}_0 | s_{i-1} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_1 | s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\} \Pr\{s_{i-2} \in \mathbf{S}_1\}. \quad (\text{E.25})$$

Finalmente, puesto que

$$\Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i}, s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}, s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}\right\} = \Pr\left\{s_i \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_i} \mid s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}, s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}\right\} \cdot \Pr\left\{s_{i-1} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-1}}, s_{i-2} \in \mathbf{S}_{\hat{\beta}_{i-2}}\right\},$$

de (E.11), (E.15), (E.18) y (E.21) a (E.25) se verifica fácilmente la expresión (E.8).

Apéndice F

A continuación se presenta un método eficiente para estimar las probabilidades de transición $m_{u,v}$ para el proceso de Markov de superbloques en transmisiones por canales lentos. Este método es básicamente una extensión de la técnica descrita en el Apéndice C.

Sea γ_n la SINR por bit a la entrada del decodificador del canal multicódigo (*Multicode Channel - MCC*) n de un determinado usuario. Para un receptor MRC-RAKE se tiene [Proakis95]

$$\gamma_n = \sum_{l=1}^L \gamma_{n,l}, \quad (\text{F.1})$$

donde $\gamma_{n,l}$ es la SINR por bit a la salida del finger l del canal n y L es el número total de fingers del RAKE. Considerando que las SINRs a las salidas de los diferentes fingers son procesos aleatorios independientes e idénticamente distribuidos con $E\{\gamma_{n,l}\} = \bar{\gamma}_{n,b} \quad \forall l$ ⁵³, la función de densidad de probabilidad de γ_n está dada por:

$$f_{\gamma_n}(\gamma_n) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_{n,b}^L} \gamma_n^{L-1} e^{-\gamma_n / \bar{\gamma}_{n,b}}, \quad \gamma_n > 0. \quad (\text{F.2})$$

⁵³ En sistemas prácticos, $\bar{\gamma}_{n,b}$ puede cambiar para diferentes usuarios. Por ejemplo, para el caso del enlace directo, la calidad del servicio (*quality of service-QoS*) puede ajustarse para cada usuario cambiando la potencia media del mismo.

El rango de la SINR es particionado en un conjunto finitos de intervalos Φ . Éstos son limitados por los valores $0 = \hat{\gamma}_1 < \hat{\gamma}_2 < \dots < \hat{\gamma}_{\Phi+1} = \infty$. Si el valor de la SINR para el bloque en el instante i del MCC n ($\beta_{i,n}$) está en el rango $\hat{s}_k = [\hat{\gamma}_k, \hat{\gamma}_{k+1})$ ⁵⁴, el correspondiente estado del canal $s_{i,n}$ es mapeado al estado $s_{i,n} = \hat{s}_k$, el cual tiene asociado un valor de probabilidad de error de bloque $\varepsilon_n(\hat{s}_k)$ dado por [Hueda00e]

$$\varepsilon_n(\hat{s}_k) = \Pr\{\beta_{i,n} = 1 | s_{i,n} = \hat{s}_k\} \approx \frac{1}{P_n(\hat{s}_k)} \int_{\hat{\gamma}_k}^{\hat{\gamma}_{k+1}} \varepsilon_{AWGN}^n(\gamma_n) f_{\gamma_n}(\gamma_n) d\gamma_n, \quad (\text{F.3})$$

donde $f_{\gamma_n}(\gamma_n)$ está dada por (F.2); $\varepsilon_{AWGN}^n(\gamma)$ es la probabilidad de error de bloque para el sistema codificador empleado por el MCC n en transmisiones por canales Gaussianos, y $P_n(\hat{s}_k) = \Pr\{s_{i,n} = \hat{s}_k\}$ es la probabilidad del estado \hat{s}_k definida por

$$P_n(\hat{s}_k) = \int_{\hat{\gamma}_k}^{\hat{\gamma}_{k+1}} f_{\gamma_n}(\gamma_n) d\gamma_n = e^{-\hat{\gamma}_k/\bar{\gamma}_{n,b}} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\hat{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_{n,b}} \right)^m - e^{-\hat{\gamma}_{k+1}/\bar{\gamma}_{n,b}} \sum_{m=0}^{L-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{\hat{\gamma}_{k+1}}{\bar{\gamma}_{n,b}} \right)^m. \quad (\text{F.4})$$

La expresión (F.3) puede ser calculada numéricamente según lo expresado en la subsección 2.5.2.

Sea $\mathbf{S} = \{\hat{s}_k\} \quad k=1,2,\dots,\Phi$ el conjunto de estados del CSMM. Puesto que el canal es lento, los estados del canal pueden cambiar sólo a uno de los dos estados vecinos, esto es, $P_n(\hat{s}_l | \hat{s}_k) = \Pr\{s_{n,i} = \hat{s}_l | s_{n,i-1} = \hat{s}_k\} = 0 \quad |k-l| > 1 \quad k,l = 1,2,\dots,\Phi$, donde $P_n(\hat{s}_l | \hat{s}_k)$ denota la probabilidad de transición del estado $s_{n,i-1} = \hat{s}_k$ al $s_{n,i} = \hat{s}_l$. Esta probabilidad de transición es aproximada por

$$P_n(\hat{s}_l | \hat{s}_k) \approx \begin{cases} N_{n,k+1} / [P_n(\hat{s}_k) R_p], & l = k+1 \quad k = 1, \dots, \Phi-1 \\ N_{n,k} / [P_n(\hat{s}_k) R_p], & l = k-1 \quad k = 2, 3, \dots, \Phi \\ 1 - (N_{n,k+1} + N_{n,k}) / [P_n(\hat{s}_k) R_p], & l = k = 2, 3, \dots, \Phi-1 \\ 1 - N_{n,k+1} / [P_n(\hat{s}_k) R_p], & l = k = 1 \\ 1 - N_{n,k} / [P_n(\hat{s}_k) R_p], & l = k = \Phi, \end{cases} \quad (\text{F.5})$$

⁵⁴ Puesto que el canal varía lentamente, la SINR puede ser considerada constante durante la duración de un paquete.

donde R_p es la velocidad de transmisión de paquetes⁵⁵, y $N_{n,k}$ es la tasa de cruce de nivel para el canal n cuando el valor de la SINR recibida es igual a $\hat{\gamma}_k$ [Jakes74]. Del Apéndice D se verifica que para canales con desvanecimiento de Rayleigh y MRC con la misma SINR media por finger $\bar{\gamma}_{n,b}$, $N_{n,k}$ resulta

$$N_{n,k} = f_d f_{\gamma_n}(\hat{\gamma}_k) \sqrt{2\pi \hat{\gamma}_k \bar{\gamma}_{n,b}}, \quad k = 1, 2, \dots, \Phi + 1 \quad n = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (\text{F.6})$$

donde f_d es la máxima frecuencia Doppler. De (F.2) y (F.6) puede verificarse que $N_{n,1} = N_{n,\Phi+1} = 0 \quad \forall n \quad (\hat{\gamma}_1 = 0 \text{ y } \hat{\gamma}_{\Phi+1} = \infty)$.

La aproximación (F.5) es válida siempre que:

$$C = \frac{N_{n,k+1} + N_{n,k}}{P_n(\hat{s}_k)R_p} < 1, \quad k = 1, 2, \dots, \Phi \quad n = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (\text{F.7})$$

Cuando la condición (F.7) no es satisfecha, el número de estados puede ser reducido hasta cumplir con esta condición.

Los elementos de la matriz $\mathbf{\Pi}_M(1)$ dada por (6.2.2), $m_{u,v}$, pueden ser estimados usando el CSMM descrito previamente de la siguiente manera. Primero se analiza la probabilidad condicional del proceso de superbloque definida por

$$\Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | \hat{S}_i\} = \Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | S_i = \hat{S}_i\}$$

donde $\mathbf{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{M-1})$ es un vector M -dimensional con $x_j \in \{0, 1\}$ para $j = 0, 1, \dots, M - 1$, mientras $\hat{S}_i = (\hat{s}_k, \hat{s}_l, \dots, \hat{s}_m) \in \mathbf{S}^M$ es un vector M -dimensional correspondiente a los estados del canal $S_i = (s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,M-1})$ ⁵⁶. Puede verificarse que dado $S_i = \hat{S}_i$, el proceso de error de bloque del MCC n ($\beta_{i,n}$) depende sólo del valor de $s_{i,n}$, esto es,

$$\Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | \hat{S}_i\} = \Pr\{\beta_{i,0} = x_0 | s_{i,0} = \hat{s}_k\} \Pr\{\beta_{i,1} = x_1 | s_{i,1} = \hat{s}_l\} \dots \Pr\{\beta_{i,M-1} = x_{M-1} | s_{i,M-1} = \hat{s}_m\}. \quad (\text{F.8})$$

Por otro lado, si se tiene en cuenta que

⁵⁵ En sistemas prácticos, el número de paquetes por segundo es el mismo para todos los MCCs.

⁵⁶ \mathbf{S}^M es el conjunto de todos los vectores M -dimensionales con componentes en \mathbf{S} .

- todos los MCCs correspondientes a un determinado usuario experimentan las mismas condiciones del canal (*fading*);
- las componentes de interferencia entre los distintos MCCs de un usuario pueden considerarse i.i.d. [Hueda01e]⁵⁷;
- aunque diferentes velocidades de transmisión están permitidas para los MCCs de cualquier usuario, un código de repetición después del codificador del canal es usado para mantener constante la velocidad de los símbolos a la entrada del entrelazador;
- a bajas velocidades⁵⁸, la energía por símbolo de modulación es ajustada para compensar el efecto del código de repetición y mantener constante la SINR por bit codificado para los diferentes MCCs [TIA/EIA-95];

puede demostrarse que

1. las SINRs por bit γ_n (ver (F.1)) son idénticamente distribuidas $\forall n$,
2. los correspondientes estados del canal $\beta_{i,n}$ son iguales $\forall n$ ($s_{i,0} = s_{i,1} = \dots = s_{i,M-1}$) y
3. $P_0(\hat{s}_l | \hat{s}_k) = P_1(\hat{s}_l | \hat{s}_k) = \dots = P_{M-1}(\hat{s}_l | \hat{s}_k)$.

En base a estas observaciones, es posible verificar:

$$\Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | \hat{S}_i\} = \begin{cases} \Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | s_l\} = \Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | s_i = s_l\} & \hat{S}_i = s_l \mathbf{1} \\ 0 & \text{otro} \end{cases}, \quad (\text{F.9a})$$

$$P(\hat{S}_i, \hat{S}_{i-1}) = \Pr\{S_i = \hat{S}_i, S_{i-1} = \hat{S}_{i-1}\} = \begin{cases} P_0(\hat{s}_l | \hat{s}_k) P_0(\hat{s}_k) & \hat{S}_i = s_l \mathbf{1} \quad \hat{S}_{i-1} = s_k \mathbf{1} \\ 0 & \text{otro} \end{cases}, \quad (\text{F.9b})$$

donde $\hat{s}_l, \hat{s}_k \in \mathcal{S}$; $\mathbf{1}$ es el vector M -dimensional unitario (por ejemplo, $s_k \mathbf{1} = (s_k, s_k, \dots, s_k)$); $P_0(\hat{s}_k)$ y $P_0(\hat{s}_l | \hat{s}_k)$ son obtenidas de (F.4) y (F.5) respectivamente, mientras

$$\Pr\{\Psi_i = \mathbf{x} | s_k\} = \Pr\{\beta_{i,0} = x_0 | s_{i,0} = s_k\} \Pr\{\beta_{i,1} = x_1 | s_{i,1} = s_k\} \dots \Pr\{\beta_{i,M-1} = x_{M-1} | s_{i,M-1} = s_k\}. \quad (\text{F.9c})$$

⁵⁷ Además, pueden considerarse no correlacionadas (esto es, independiente para el caso de la aproximación Gaussiana) puesto que los códigos de spreading son aproximadamente no correlacionados.

⁵⁸ Esto es, velocidades menores que la máxima (por ejemplo, 7.2, 3.6 y 1.8 kbps para el *rate set 2* (14.4 kbps) de IS-95B)[TIA/EIA95].

Nótese que (F.9c) puede calcularse fácilmente usando (F.3) (por ejemplo, $\Pr\{\beta_{i,n} = 0 \mid s_{i,n} = s_k\} = 1 - \varepsilon_n(s_k)$). De (F.9) pueden derivarse las siguientes probabilidades para el proceso Ψ_i

$$\begin{aligned} \Pr\{\Psi_i = \mathbf{v}, \Psi_{i-1} = \mathbf{u}\} &= \sum_{s_i \in \mathcal{S}^M} \sum_{s_{i-1} \in \mathcal{S}^M} \Pr\{\Psi_i = \mathbf{v} \mid s_i\} \Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u} \mid s_{i-1}\} P(s_i, s_{i-1}) = \\ &= \sum_{s_k \in \mathcal{S}} \sum_{s_l \in \mathcal{S}} \Pr\{\Psi_i = \mathbf{v} \mid s_l\} \Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u} \mid s_k\} P_0(s_l \mid s_k) P_0(s_k), \end{aligned} \quad (\text{F.10})$$

$$\Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u}\} = \sum_{s_{i-1} \in \mathcal{S}^M} \Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u} \mid s_{i-1}\} P_0(s_{i-1}) = \sum_{s_k \in \mathcal{S}} \Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u} \mid s_k\} P_0(s_k). \quad (\text{F.11})$$

Finalmente, la probabilidad de transición $m_{u,v}$ puede estimarse de (F.10) y (F.11) de la siguiente manera

$$m_{u,v} = \Pr\{\Psi_i = \mathbf{v} \mid \Psi_{i-1} = \mathbf{u}\} = \frac{\Pr\{\Psi_i = \mathbf{v}, \Psi_{i-1} = \mathbf{u}\}}{\Pr\{\Psi_{i-1} = \mathbf{u}\}}. \quad (\text{F.12})$$

Referencias Bibliográficas

- [Ayyagari99]: D. Ayyagari y A. Ephremides, "Cellular multicode CDMA capacity for integrated (voice and data) services," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, pag. 928-938, Mayo 1999.
- [Babich98]: F. Babich, O. Kelly y G. Lombardi, "A variable-order discrete model for the mobile propagation channel," *Broadband Wireless Communications*, pag. 259-266, Springer-Verlag, Londres, 1998.
- [Babich00a]: F. Babich, O. Kelly y G. Lombardi, "Generalized Markov modeling for flat fading," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, pag. 547-551, Abril 2000.
- [Babich00b]: F. Babich y G. Lombardi, "A Markov model for the mobile propagation channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, pag. 63-73, Enero 2000.
- [Bahl98]: P. Bahl, "Supporting digital video in a managed wireless network," *IEEE Communications Magazine*, pag. 94-102, Junio 1998.
- [Belzile98]: J. Belzile, F. Gagnon y D. Haccoun, "Analysis and performance of bidirectional decoding of convolutional codes over fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, pag. 1292-1300, Octubre 1998.
- [Cover91]: T. Cover y J. Thomas, *Elements of Information Theory*. Wiley Series in Telecommunications, 1991.
- [Chan00]: N. Chan y P. Mathiopoulos, "Efficient video transmission over correlated Nakagami fading channels for IS-95 CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, pag. 996-1010, Junio 2000.
- [Chang00]: P. R. Chang, C. F. Lin y M. J. Wu, "Design of multicode CDMA systems for 3-D stereoscopic video over wireless ATM networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, pag. 334-356, Marzo 2000.
- [Chen95]: C. T. Chen, "Error detection and concealment with an unsupervised MPEG2 video decoder," *Journal of Visual Commun. and Image Repr.*, Vol. 6, pag. 265-278, Septiembre 1995.
- [Chih-Lin95]: Chih-Lin I y R. Gitlin, "Multicode CDMA wireless personal communications networks," *IEEE Proc. ICC'95*, Vol.2, 1995.

- [Chockalingam98]: A. Chockalingam et. al., "Performance of closed-loop power control in DS-CDMA cellular systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pag. 774-789, Agosto 1998.
- [Chu00]: M. Chu y W. Stark, "Effect of mobile velocity on communications in fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, pag. 202-210, Enero 2000.
- [Deep99]: B. Deep y W. Feng, "Adaptive code allocation in multicode-CDMA for transmitting H.263 video," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf.*, pag. 1003-1007, New Orleans, Septiembre 1999.
- [Färber98]: N. Färber, B. Girod y J. Villasenor, "Extensions of ITU-T recommendation H.324 for error-resilient video transmission," *IEEE Communications Magazine*, pag. 120-128, Junio 1998.
- [Forney72]: G. D. Forney Jr., "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of the intersymbol interference", *IEEE Transactions on Information Theory*, pag. 268-278, Mayo 1972.
- [Forney73]: G. D. Forney, Jr., "The Viterbi algorithm," *IEEE Transactions on Information*, pag. 363-378, Marzo 1973.
- [Garg00]: V. K. Garg, *IS-95 CDMA and cdma2000 - Cellular/PCS Systems Implementation*. Prentice-Hall Inc. 2000.
- [Girod99]: B. Girod y N. Färber, "Feedback-based error control for mobile video transmission," *Proceedings of IEEE*, Vol.87, pag. 872-881, Octubre 1999.
- [Hanzo00]: L. Hanzo, P. Cherriman y EE-Lin Kuan, "Interactive cellular and cordless video telephony: state-of-the-art system design principles and expected performance," *Proceedings of IEEE*, Vol. 88, pag. 1388-1413, Septiembre 2000.
- [Hsu99]: C. Hsu, A. Ortega y M. Khansari, "Rate control for robust video transmission over burst-error wireless channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, pag. 756-773, Mayo 1999.
- [Hueda00a]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, "An improved approach for performance evaluation of the downlink of DS-CDMA PCS indoor systems with distributed antennas," *Proc. Virginia Tech Symposium on Wireless Personal Communications*, Blacksburg, VA- Estados Unidos, pag. 23-34, Junio 2000.
- [Hueda00b]: M. R. Hueda, "A Markov model for block errors in CDMA wireless transmissions," *Proc. Virginia Tech Symposium on Wireless Personal Communications*, Blacksburg, VA- Estados Unidos, pag. 439-446, Junio 2000.
- [Hueda00c]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, "Performance evaluation in multimedia CDMA wireless transmission," *Proc. IEEE International Conference on*

- Multimedia and Expo (ICME)*, New York, Estados Unidos, Vol.2, pag. 1007–1010. ISBN: 0-7803-6536-4, Julio 2000.
- [Hueda00d]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, “On performance evaluation of the forward Link of DS-CDMA PCS indoor systems with distributed antennas,” *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Chicago, Estados Unidos, Vol.1, pag. 360-364. ISBN: 0-7803-6596-8, Septiembre 2000.
- [Hueda00e]: M. R. Hueda, “A Markov-based model for performance evaluation in multimedia CDMA wireless transmissions,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Boston, Estados Unidos, Vol. 2, pag. 668-673. ISBN: 0-7803-6507-0, Septiembre 2000.
- [Hueda00f]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, “New interpath interference model for DS-CDMA indoor transmissions with distributed antennas,” *Proc. IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communication Symposium (PIMRC)*, Londres, Vol. 1, pag.: 92 – 97. ISBN: 0-7803-6463-5, Septiembre 2000.
- [Hueda01a]: M. R. Hueda y C. Marqués, “An improved approach for performance evaluation of the downlink of DS-CDMA PCS indoor systems with distributed antennas”. *Wireless Personal Communications. Bluetooth Tutorial and Other Technologies*. Kluwer Academic Publishers, Boston (ISBN 0-7923-7214-X). 2001.
- [Hueda01b]: M. R. Hueda, “On the equivalence of channel state and block-error Markov models for the analysis of transmission over slow fading channels,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlantic City, Estados Unidos, Vol. 2, pag. 1043-1047. ISSN: 1090-3038, Octubre 2001.
- [Hueda01c]: M. R. Hueda y C. Marqués, “H.263-based wireless video transmission in multicode CDMA systems,” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlantic City, Estados Unidos. Vol. 1, pag. 433-437. ISSN: 1090-3038, Octubre 2001.
- [Hueda01d]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, “Enhanced-performance video transmission in multicode CDMA wireless systems using a feedback error control scheme,” *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, San Antonio, Texas, Estados Unidos, Vol. 1, pag. 619-626. ISBN: 0-7803-7206-9, Diciembre 2001.
- [Hueda01e]: M. R. Hueda, G. Corral Briones y C. E. Rodríguez, “MMSEC RAKE receiver with resolution reduction of the diversity branches: analysis, simulation and applications,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, pag. 1073-1081. ISSN: 0090-6778, Junio 2001.

- [Hueda02a] : M. R. Hueda, "On the Markovian approximation for block-errors in DS-CDMA transmissions over slow fading channels with multicarrier transmit diversity," *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, New York, Estados Unidos, Vol. 2, pag. 737-741. ISBN: 0-7803-7400-2, Mayo 2002.
- [Hueda02b]: M. R. Hueda, "On first-order Markov modeling for block errors on fading channels," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Alabama, Estados Unidos, Vol. 3, pag. 1336-1339. ISBN: 0-7803-7484-3, Mayo 2002.
- [Hueda02c]: M. R. Hueda, "Modeling low bit rate video transmission in CDMA wireless systems". Aceptado en *IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Hawaii, Octubre 2002.
- [Hueda02d]: M. R. Hueda, "New error resilience method for video transmission in MC-CDMA systems". Aceptado en *IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Hawaii, Octubre 2002.
- [Hueda02e]: M. R. Hueda, "A novel architecture for robust video transmission in MC-CDMA cellular networks over slow fading channels". Aceptado en *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Taipei, Taiwan, Noviembre 2002.
- [Hueda99a]: M. R. Hueda, G. Corral Briones, Matías Freytes y C. Marqués, "Diseño por computadora de sistemas de comunicaciones digitales inalámbricos," *Revista Nueva Telegráfica*. Nro. 36 Editorial Arbó. Buenos Aires, 1999.
- [Hueda99b]: M. R. Hueda, C. E. Rodríguez y C. Marqués, "Performance improvements in CDMA PCS indoor systems using RAKE receivers with resolution reduction of the diversity branches," *Proc. IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC)*, Victoria, Canadá, pag. 72-74. ISBN: 1-55058-194-5, Junio 1999.
- [Hueda99c] : M. R. Hueda, G. Corral Briones, C. E. Rodríguez y C. Marqués, "A simple technique to improve performance of RAKE receivers in CDMA PCS indoor systems," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, New Orleans, Estados Unidos, Vol. 3, pag. 1105-1109. ISBN: 0-7803-5668-3, Septiembre 1999.
- [Hueda99d]: M. R. Hueda, G. Corral Briones, C. E. Rodríguez, O. E. Agazzi y C. Marqués, "MMSEC RAKE receiver with resolution reduction of the diversity branches: analysis, simulation and applications," *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Rio de Janeiro, Brasil, Vol. 1ª, pag. 525-531. ISBN: 0-7803-5796-5, Diciembre 1999.
- [ITU-H.268-97]: ITU Telecom. Standardization Sector of ITU, "Video codec test model near-term, Ver. 8 (TMN8), Release 0," *H.268 Ad Hoc Group*. 1997.

- [ITU-T-H.263+-97]: ITU, Tel. Stand. Sector ITU, "Video coding for narrow telecommunication channels at < 64 kbit/s," *Draft ITU-T Recom. H.263 Version 2*. 1997.
- [ITU-T-H.263-96]: ITU, Tel. Stand. Sector ITU, "Video coding for narrow telecommunication channels at < 64 kbit/s," *ITU-T Recom. H.263*. 1996.
- [Jakes74]: W. M. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. John Wiley&Sons, 1974.
- [Jayant84]: N. S. Jayant y P. Noll, *Digital Coding of Waveforms*. Prentice Hall, 1984.
- [Kaufmann93]: H. Kaufmann y R. Küng, "A wireless data modem for local communications," *Wireless Personal Communications*, Kluwer Academic Publishers, pag. 115-128, 1993.
- [Kemdirim90]: D. Kemdirim y J. Wight, "DS SSMA with some IC realizations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 8, pag. 663-674, Mayo 1990.
- [Khansari96]: M. Khansari, A. Jalali, E. Dubois y P. Mermelstein, "Low bit-rate video transmission over fading channels for wireless microcellular systems," *IEEE Transactions on Circuits Syst. Video Techn.*, Vol. 6, pag. 1-11, Febrero 1996.
- [Kumar99]: S. Kumar y S. Nanda, "High data-rate packet communications for cellular networks using CDMA: algorithms and performance," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 3, pag. 472-492, Marzo 1999.
- [Lee94]: E. Lee y D. Messerschmitt, *Digital Communications*, Kluwer, Boston, 1994.
- [Lee99]: S. Lee, H. W. Lee y D.K. Sung, "Capacities of single code and multicode DS-CDMA systems accommodating multiclass services," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol 48, pag. 376-384, Marzo 1999.
- [Lin83]: S. Lin y D. J. Costello, *Error Control Coding. Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 1983.
- [Lin96]: C. Lin et. al., "IS-95 enhancements for multimedia services," *Bell Labs Technical Journal*, pag. 60-87, Otoño 1996.
- [Liu97]: H. Liu y M. El Zarki, "Performance of H.263 video transmission over wireless channels using hybrid ARQ," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 15, pag. 1775-1786, Diciembre 1997.
- [Netravali95]: A. Netravali y B. Haskell, *Digital Pictures*, Plenum Press, New York (pag. 301), 1995.
- [Ottosson95]: T. Ottosson y A. Svensson, "Multi-rate schemes in DS/CDMA systems," *IEEE VTC'95*, Vol. 2, 1995.

- [Ottosson98]: T. Ottosson y A. Svensson, "On schemes for multirate support in DS-CDMA systems," *Wireless Personal Communications*, Kluwer Academic Publishers, Vol. 6, No. 3, Marzo 1998.
- [Pahlavan95]: K. Pahlavan y A. Levesque, *Wireless Information Networks*. John Wiley&Sons, 1995.
- [Papoulis91]: A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw Hill, 3ra ed., 1991.
- [Pop01]: M. Pop y N. Beaulieu, "Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 49, pag. 699-708, Abril 2001.
- [Prasad98]: R. Prasad y T. Ojanoerä "An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA". *IEEE Comm. Surveys*, pag. 2-29. Fourth Quarter, 1998.
- [Proakis95]: J. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [QZhang00]: Q. Zhang, W. Zhu, G. J. Wang y Y. Q. Zhang, "Resource allocation with adaptive QoS for multimedia transmission over W-CDMA channels," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Vol. 1, pag. 179-184, Chicago, Septiembre 2000.
- [Reyes00]: G. de los Reyes, A. Reibman, S-F Chang y J. Chuang, "Error resilient transcoding for video over wireless channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, pag. 1063-1074, Junio 2000.
- [Sim98]: M. L. Sim et. al., "Characteristic of closed loop power control algorithms for a cellular DS/CDMA system," *IEE Proc. Commun*, Vol. 45, pag. 355-362, Octubre 1998.
- [Smith75]: J. I. Smith, "A computer generated multipath fading simulation for mobile radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 24, pag. 39-40, Agosto 1975.
- [Steele92]: R. Steele, *Mobile Radio Communications*. Pentech Press, London, 1992.
- [Steinbach97]: E. Steinbach, N. Färber y B. Girod, "Standard compatible extension of H.263 for robust video transmission in mobile environments," *IEEE Transactions on Circuits Syst. Video Techn.*, Vol. 7, pag. 872-881, Diciembre, 1997.
- [Stuhlmüller00]: K. Stuhlmüller, N. Färber, M. Link y B. Girod, "Analysis of video transmission over lossy channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, pag. 1012-1032, Junio 2000.

- [Stuhlmüller00a]: K. Stuhlmüller, N. Färber, M. Link y B. Girod, "Adaptive optimal intra update for lossy video transmission," *Visual Communications and Image Processing (VCIP 2000)*, pag. 286-295, Perth, Australia, Junio 2000.
- [Tan98] C. Tan y N. Beaulieu, "First-order Markov modeling for the Rayleigh fading channel," *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pag. 3669-3674, 1998.
- [TIA/EIA-95B]: TIA/EIA-95B. "Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system," Telecommunication Industry Association, 1995.
- [Tosun00]: A. S. Tosun y W. Feng, "On improving quality of video for H.263 over wireless CDMA networks," *Proc. of IEEE Wireless Comm. and Networking Conference*, Vol. 3, pag. 1421-1426, Chicago, Septiembre 2000.
- [Turin84]: G. Turin, "The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 2, pag. 597-603, Julio 1984.
- [Turin93]: W. Turin, "Modeling error sources in digital channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 11, pag. 340-347, Abril 1993.
- [Turin98a]: W. Turin, *Digital Transmission Systems: Performance Analysis and Modeling*. McGraw-Hill. 1998.
- [Turin98b]: W. Turin, "Hidden Markov modeling of flat fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.16, pag.1809-1817, Diciembre 1998.
- [Turin99]: W. Turin, "Throughput analysis of the Go-Back-N protocol in fading radio channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, pag. 881-887, Mayo 1999.
- [Verdú98]: S. Verdú, *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [Viterbi95]: A. Viterbi, *CDMA : Principles of the Spread Spectrum Communication*. Addison-Wesley, Reading (Massachusetts), 1995.
- [Wang95]: H. S. Wang y N. Moayeri, "Finite state Markov channel - a useful model for radio communications systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 44, pag. 163-171, Febrero 1995.
- [Wang96]: H. S. Wang y P. C. Chang, "On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, pag. 353-357, Mayo 1996.
- [Wang98]: Y. Wang y Q-F Zhu, "Error control and concealment for video communication: a review," *Proceedings of IEEE*, Vol. 86, pag. 974-997, Mayo 1998.

- [Weerackody98]: V. Weerackody, "Effect of time diversity on the forward link of the DS-CDMA cellular system," *Wireless Personal Communications*, Vol. 7, Issue 2/3, pag. 81-109, Kluwer Academic Publishers, Agosto 1998.
- [Wiegand00]: T. Wiegand, N. Färber, K. Stuhlmüller y B. Girod, "Error-resilient video transmission using long-term memory motion-compensated prediction," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, pag. 1050-1062, Junio 2000.
- [Yacoub00]: M. D. Yacoub, C. Da Silva y J. Vargas, "Second-order statistics for equal gain and maximal ratio diversity-combining reception," *Electronic Letters*, Vol. 36, pag. 382-384, Febrero 2000.
- [Zhang00]: R. Zhang, S. Regunathan y K. Rose, "Video coding with optimal inter/intra switching for packet loss resilience," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, pag. 966-976, Junio 2000.
- [Zorzi97a]: M. Zorzi y R. Rao, "On the statistics of block errors in bursty channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 45, pag. 660-667, Junio 1997.
- [Zorzi97b]: M. Zorzi, R. Rao y L. Milstein, "ARQ error control for fading mobile radio channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46, pag. 445-455, Mayo 1997.