

Contramedidas a los Efectos de los Desvanecimientos Rápidos y Selectivos en Frecuencia en Comunicaciones Móviles Multitasa

C. Adrián Gutiérrez¹, Jaime Sánchez¹, Luis A. Gutiérrez²

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones
Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada
Km. 107 carretera Tijuana-Ensenada, C. P. 22860, Ensenada B. C. México.
e-mail: {cgutier, jasan}@cicese.mx, lagdl@cucea.udg.mx

RESUMEN

En los últimos años, ha aumentado considerablemente el interés por proporcionar servicios multimedia y acceso inalámbrico a Internet en los sistemas de comunicaciones móviles. Esto obliga a considerar los efectos de tener tráfico variable y altas tasas de transmisión, en el diseño del sistema. En este artículo se presenta una descripción de la problemática asociada con la propagación en el canal inalámbrico, y se describen algunas contramedidas a dicha problemática, dirigidas a la transmisión de información con tasa variable. Se utilizó un simulador computacional para analizar los efectos del canal en la señal transmitida, así como para analizar las contramedidas propuestas. Los resultados obtenidos señalan que en algunos casos, las técnicas analizadas no necesitan cambiar drásticamente su diseño, mientras que otras deben implementarse bajo ciertas reservas como consecuencia de las diferentes tasas.

Palabras clave:

Canal Dispersivo, Diversidad, Entrelazado, Igualación de Canal, Relación señal a ruido, Tasa de error de bit, Tasa de error de palabra, Tasa de transmisión variable.

I. INTRODUCCION

Los sistemas de comunicaciones móviles de tercera (3G) y cuarta generación (4G), están pensados para ofrecer servicios multimedia, acceso inalámbrico a Internet y altas tasas de transmisión [1-3]. Dichos servicios se caracterizan por cursar distintos tipos de tráfico, cada uno con prioridad y ancho de banda diferente. El estándar europeo de 3G WCDMA [1], ofrece diferentes tasas de transmisión (de hasta 384 kbps), mediante el uso de códigos con factor de esparcimiento variable ortogonal (OVSF). Los estándares de redes inalámbricas IEEE 802.11a, e IEEE 802.11g [2], también ofrecen varias tasas de transmisión a los usuarios, mediante variaciones en los parámetros de la capa física [3]. Sin embargo, aún existen problemas asociados a la transmisión multitasa, muchos de ellos están relacionados con los efectos del canal en las señales que se propagan a través de él.

¹ Miembros del grupo RADiUs del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones en el CICESE.

² Investigador de la Universidad de Guadalajara (U. de G.) en el área de computación y telecomunicaciones, y coordinador de la maestría en tecnologías de Información en esa institución.

Es por esto último que es necesario conocer las características del canal, con el fin de crear métodos para disminuir los efectos no deseados y mejorar la calidad del servicio. Se han diseñado e implementado diferentes técnicas para mejorar la calidad de la señal recibida, y aunque en los últimos años se han utilizado algunas de esas técnicas en sistemas con tasa de transmisión variable, aún se continúa investigando este tema.

En la sección II de este artículo, se describe al canal inalámbrico, particularmente en lo que respecta a las variaciones que produce en la intensidad de la señal recibida, a su vez se presenta el modelo clásico del mismo y se mencionan los efectos del canal en la transmisión digital de la información, y en la sección III se presentan varias técnicas para mejorar la calidad de la transmisión. La sección IV describe la manera en que se llevo a cabo la simulación y se muestran los resultados obtenidos. Finalmente, se resumen las conclusiones más importantes obtenidas en este artículo y se da una lista de referencias sobre el tema.

II. DESCRIPCIÓN DEL CANAL RADIO

Las variaciones en la intensidad de las señales que se transmiten en el canal radio, se clasifican como de término largo y término corto. Los desvanecimientos de término largo representan la atenuación de la potencia promedio de la señal, ó las pérdidas por trayectoria, debidas al desplazamiento sobre áreas grandes. Los desvanecimientos de término corto se refieren a los cambios dramáticos en la amplitud y en la fase de la señal, como resultado de cambios pequeños en la separación entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) [4]. En este artículo se considera el efecto de los desvanecimientos de término corto.

El canal radio es un medio de propagación multi-trayectorias. Esto se refiere a que si se transmite una señal $s(t)$ por éste medio, llegarán al receptor múltiples componentes (ecos) de $s(t)$, que viajaron por trayectorias diferentes, cada uno con factores de atenuación, corrimientos de fase, y tiempos de arribo diferentes, que son producto de los mecanismos de reflexión, difracción y dispersión [4-6].

Los desvanecimientos de término largo son provocados principalmente por el mecanismo de la reflexión, mientras que los desvanecimientos de término corto son ocasionados principalmente por la dispersión [6]. La propagación multitrayectorias se manifiesta como el ensanchamiento de la señal en el tiempo. Ahora, si se considera el movimiento relativo entre Tx y Rx, los desvanecimientos se manifestarán por la variación del canal en el tiempo, esto se debe a que los efectos del canal en la señal transmitida, varían de una posición (tiempo) a otra, ya que la posición de los objetos con los que se refleja, difracta y dispersa la señal, también cambiará.

El modelo clásico del canal radio lo describe como un filtro lineal variante en el tiempo, cuya respuesta al impulso es [6]:

$$h(t; \tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1)$$

en donde $h(t; \tau)$ es la respuesta del canal en el tiempo t a un impulso aplicado en el tiempo $t - \tau$. $N(t)$ es el número de trayectorias que llegan al receptor en el tiempo t , mientras que α_n , $\phi_n(t)$ y $\tau_n(t)$ describen la magnitud del factor de atenuación, el desplazamiento de la fase, y el tiempo de arribo de la n -ésima trayectoria respectivamente. α_n se puede caracterizar por una función de densidad de probabilidad (pdf) Rician, en presencia del componente de línea de vista (LoS), ó por una pdf Rayleigh, en ausencia del componente de LoS. $\phi_n(t)$ incluye al ángulo del factor de atenuación, al desplazamiento Doppler y al ángulo de arribo de la n -ésima trayectoria. $\tau_n(t)$ tiene una pdf exponencial mientras que $N(t)$ se modela como un proceso de Poisson ó Poisson modificado [7].

Como se menciona anteriormente, los ecos de la señal que se propaga en el canal, llegan al Rx con diferentes retardos. Si se grafica la intensidad de los ecos contra el retardo con el que llegan, se tiene lo que se conoce como el perfil de potencia del retardo (PPR), y el tiempo que hay entre la llegada del primer eco significativo y el último eco significativo, se conoce como el retardo máximo excesivo (T_m). Lo anterior es la manifestación del ensanchamiento de la señal en el tiempo. Si T_m es mayor que la duración del símbolo (T_s), habrá interferencia entre símbolos (ISI) debido a que se recibirán ecos correspondientes al símbolo $n-1$ en el tiempo en que se recibe al símbolo n . Se puede hacer una descripción semejante desde el dominio de la frecuencia, ya que el PPR establece la tasa máxima de transmisión para no tener ISI si se satisface [4]:

$$f_0 \approx 1/T_m \quad (2)$$

en donde f_0 es el ancho de banda de coherencia y establece una cota para que la señal transmitida no se vea afectada por la distorsión causada por ISI.

El ancho de banda de coherencia es el ancho de banda en donde el canal trata a los componentes frecuenciales de la señal transmitida $s(t)$, con aproximadamente la misma ganancia en amplitud y en fase. Si el ancho de banda de $s(t)$ es menor que el ancho de banda de coherencia, se producirán desvanecimientos planos en frecuencia y solamente se tendrá una degradación en la SNR, en el caso contrario se tendrán desvanecimientos selectivos en frecuencia, que son los que provocan la distorsión por ISI. El ancho de banda de coherencia se puede calcular también mediante la transformada de Fourier (TF) del PPR ó por la correlación de la respuesta del canal a dos señales en función de la frecuencia [8].

Desde el punto de vista de la variación del canal en el tiempo, el intervalo de tiempo en que el canal permanece de manera correlada, se conoce como tiempo de coherencia (T_0). T_0 indica el tiempo en el que las características del canal permanecen relativamente constantes, es decir, el canal muestra un comportamiento invariante en el tiempo. Si T_s es mayor que T_0 , el símbolo se distorsionará y habrá ISI. A este tipo de desvanecimientos se les llama desvanecimientos rápidos. Cuando T_s es menor que T_0 , se tendrán desvanecimientos lentos, cuyo efecto es producir una degradación en la SNR. Este tipo de comportamiento se puede analizar también desde el dominio de la frecuencia mediante la TF de la autocorrelación de la respuesta del canal en función del tiempo, obteniéndose el espectro Doppler [8].

En la Fig. 1 se muestra la tasa de error de bit (BER) del canal para diferentes valores de SNR. La línea superior corresponde al peor estado del canal, en el que se tienen desvanecimientos rápidos y selectivos en frecuencia. La línea de en medio corresponde al estado malo del canal en el que solo se tienen desvanecimientos lentos y planos en frecuencia. La última línea corresponde al canal AWGN, que se puede considerar como el estado bueno.

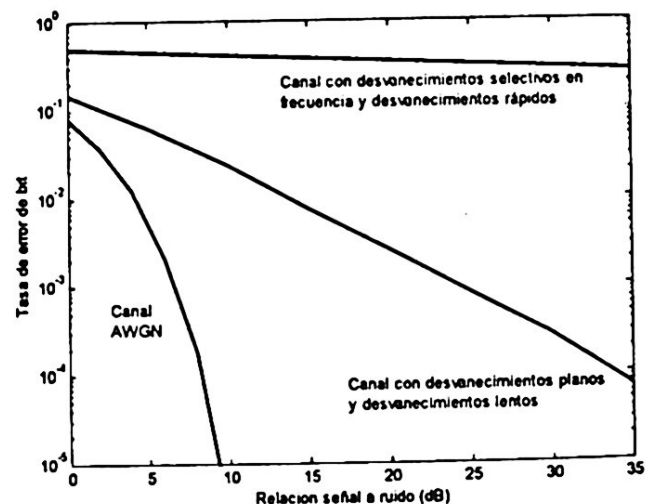


Figura 1. BER en los tres estados del canal.

III. CONTRAMEDIDAS

En la Fig. 1, se observa que no se puede utilizar simplemente un código corrector de errores para mejorar el rendimiento del sistema, ya que la probabilidad de error es aproximadamente del 50%. Sin embargo, se pueden emplear diferentes técnicas para mejorar el BER y aproximarlos al BER del canal AWGN. Para contrarrestar los efectos de los desvanecimientos rápidos, es conveniente utilizar modulación robusta y no-coherente como GMSK, o diferencial coherente [9], también se puede emplear una combinación de entrelazado con corrección de errores y algún tipo de filtrado [9]. En el caso de los desvanecimientos selectivos en frecuencia, se pueden utilizar técnicas de igualación de canal adaptiva, o un esquema de modulación de espectro esparcido (SS) como CDMA u OFDM [10]. Para aproximarse al BER del canal AWGN se puede utilizar algún tipo de diversidad en frecuencia, en el tiempo, o espacial [5]. A continuación se describen algunas técnicas para mejorar el BER en canales dispersivos.

III.1 Igualación de Canal

Los igualadores de canal pretenden disminuir la ISI introducida por el canal. Esto se hace utilizando un banco de filtros adaptativos para disminuir las distorsiones de amplitud y de fase, ocasionadas por la propagación multitrayectorias del canal [4].

Un método comúnmente utilizado en receptores con alta relación señal a ruido para remover la ISI, es la técnica conocida como zero-forcing equalization (ZF) la cual aplica inversión de canal a la señal recibida. El coeficiente de igualación está dado por [11]:

$$G_{ZF} = \hat{h}^*(t) / |h(t)|^2 \quad (3)$$

en donde G_{ZF} es el coeficiente de igualación, $\hat{h}^*(t)$ es el complejo conjugado y $h(t)$ es el vector del canal.

III.2 Entrelazado de bit

Debido a que los errores se presentan a ráfagas en el canal radio, se utilizan técnicas de entrelazado y códigos correctores de errores para disminuir el BER. Básicamente, existen dos tipos de entrelazado, el entrelazado de símbolo y el entrelazado de bit. Este artículo se enfoca en el entrelazado de bit, que es el proceso en el cual los bits no son transmitidos en el orden en que fueron generados, sino que son colocados en un buffer y transmitidos utilizando un patrón de permutación conocido por Tx y Rx [5]. Con esta técnica, los errores aparecen aislados en el receptor en lugar de aparecer a ráfagas, permitiendo utilizar códigos correctores de errores para disminuir considerablemente el BER. En el entrelazado de bit, los bits se almacenan matricialmente para su transmisión como se muestra en la Fig. 2.

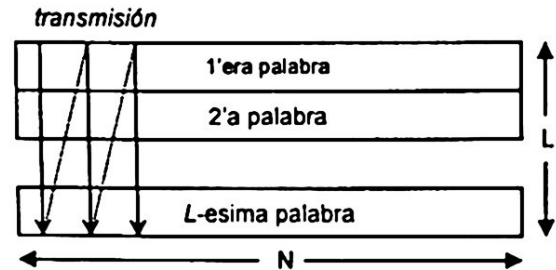


Figura 2. Matriz de entrelazado de $L \times N$

El proceso del entrelazado de bit se hace utilizando una matriz en la que cada fila corresponde a una palabra de longitud ' N ', y el número de filas está dado por la profundidad del entrelazado ' L ', por lo que la matriz de entrelazado es de dimensión $L \times N$. La transmisión de los bits se hace columna a columna como se observa en la figura 2.

Un inconveniente de esta técnica es el retardo generado por el proceso de llenado de la matriz, por lo que el número máximo de símbolos en la matriz debe satisfacer lo siguiente [12]:

$$d_i = \frac{R \cdot r_i}{\kappa} \quad (4)$$

en donde d_i es el número máximo de símbolos en la matriz, R es la tasa de bits, r_i es el retardo máximo permitido y κ es la tasa del código de corrección de errores. Por lo anterior, L debe definirse de manera que el número de símbolos en la matriz sea menor o igual al número máximo de símbolos permitido en función del retardo.

III.3 Diversidad

Si se toman 2 o más muestras de una señal, de manera que los desvanecimientos de las muestras sean independientes, entonces la probabilidad de que todas las muestras estén por debajo de un nivel dado es mínima, permitiendo combinar las muestras para recuperar la señal con desvanecimientos menos severos que si se considerará solo una muestra. Existen varios métodos de diversidad en el tiempo, en la frecuencia y en el espacio, pero en este artículo se consideran únicamente los siguientes métodos de diversidad en el espacio:

Combinación por igual ganancia (EGC): El receptor corrige la rotación de la fase de las señales recibidas causada por la dispersión, y combina las señales de diferentes trayectorias con un peso igual. El coeficiente de igualación está dado por [11]:

$$G_u = \frac{H_u}{|H_u|} \quad (5)$$

en donde H_u , $u=1,2,\dots,M$, son los componentes diagonales de la matriz H de desvanecimientos de los M subcanales.

Combinación por máxima relación (MRC): El receptor corrige la rotación en la fase producida por la dispersión, y después combina las señales recibidas de diferentes trayectorias proporcionalmente a la intensidad de cada trayectoria. Ya que cada trayectoria tiene diferente atenuación, combinarlas con diferentes pesos produce una solución óptima. El coeficiente de igualación en MRC está como [11]:

$$G_{ij} = H_{ij}^* \quad (6)$$

En un canal Rayleigh, MRC es la que tiene mejor rendimiento. El desempeño de MRC y de EGC es el mismo si las señales de cada trayectoria tienen la misma intensidad (para más información ver [4,5]).

IV. SIMULACIÓN

En esta sección se hace una descripción de algunos métodos utilizados para disminuir los efectos de la distorsión introducida por el canal, en sistemas que ofrecen tasas variables de transmisión. Los parámetros que se consideraron en el análisis y en la simulación, son:

- ⇒ Canal Rayleigh con desvanecimientos rápidos y desvanecimientos selectivos en frecuencia.
- ⇒ frecuencia de la portadora (f_c)=1.8GHz
- ⇒ modulación BPSK
- ⇒ tasas de transmisión (R)= 9.6, 144 y 384 kbps
- ⇒ códigos BCH = C(7,4), C(15,7), C(31,16)

Para mejorar el rendimiento del sistema en cuanto al BER, se analizan los métodos de diversidad MRC y EGC para aproximar el canal en el peor estado al canal AWGN. Alternativamente se analiza una combinación de igualación de canal por el método ZF y entrelazado de bit con diferentes códigos BCH.

IV.1 Modelo de Canal

Según la Ec. (1), la señal recibida $r(t)$ al transmitir la señal $s(t)$ en el canal Radio, es:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\phi_n(t)} s(t - \tau_n(t)) + n(t) \quad (7)$$

en donde $n(t)$ es el ruido AWGN complejo y α_n , $\phi_n(t)$, $N(t)$ y $\tau_n(t)$ fueron definidos en la sección II. De acuerdo a la Ec. (7), para simular los efectos del canal en la señal $s(t)$, se generaron dos variables aleatorias gaussianas complejas para representar el factor de atenuación y el ruido AWGN. En la simulación se considera que el retardo de los ecos de $s(t)$, es compensado en el receptor.

IV.2 Diversidad espacial

En la sección III.3, se mencionó que los métodos de diversidad tienen un rendimiento óptimo si las muestras tomadas en las M antenas receptoras (brazos) son incorreladas. Esta condición se cumple si la separación entre los brazos es mayor a $\lambda/2$ [2],

donde λ es la longitud de onda de la señal portadora. Teniendo en cuenta que f_c es 1.8 GHz y $\lambda=166.6$ mm, la separación mínima entre las antenas del receptor debe ser 8.33 cm, este parámetro es fácil de satisfacer en el receptor de la estación base (BS), por lo que para la simulación se justifica simplemente generar desvanecimientos independientes. Además, en la simulación se considera que el receptor hace estimaciones perfectas del canal.

La simulación se hizo para los métodos de diversidad MRC y EGC, considerando hasta un máximo de 4 brazos para la combinación. Como se mencionó en la sección III.3, el rendimiento de MRC es en general superior al de EGC, esto se observa en la figura 3, en la que se grafica el BER contra la SNR para distintos valores de M tanto en MRC como en EGC. Se ve que cuando $M = 1$, el rendimiento de ambos esquemas es el mismo, pero a medida que aumenta M , MRC proporciona mejores resultados que EGC. En la transmisión de señales digitales en sistemas inalámbricos, los estándares sugieren tener una SNR superior a los 19 decibeles (dB) para obtener pocas pérdidas por bits erróneos. En la figura 3 se ve que cuando la SNR es superior a 19 dB y $M = 2$, ambos esquemas de combinación tienen un BER menor a 10^{-4} , es decir, se tendrá solo un bit erróneo de diez mil que se reciben. Si M es mayor a 2, el rendimiento de ambos sistemas es considerablemente mejor que para el caso de M igual a 2; sin embargo, implementar un sistema de detección por diversidad con M mayor a 2, requiere de la instalación de Hardware, lo que implica una inversión considerable si se quiere equipar a todas las BS con ese sistema. Además, para el caso del sistema que se plantea en este artículo, el incremento en las tasas de transmisión puede hacer que el canal pase de un estado con desvanecimientos planos a uno con desvanecimientos selectivos al cambiar de una tasa de transmisión baja a una tasa alta, por lo que se deben diseñar los bloques de estimación de canal considerando los casos de las tasas menor y mayor.

IV.3 Igualación de canal, Entrelazado de bit, y Códigos BCH.

En este caso, se utilizó el método ZF descrito en la sección III.1 para la igualación de canal. Este proceso se simuló multiplicando la señal recibida $r(t)$, por el coeficiente de igualación dado por la Ec.(3), teniendo en cuenta estimados perfectos del canal. Una vez que se pasó del peor estado al estado malo del canal, se utilizó el entrelazado de bit y los códigos BCH para disminuir la tasa de palabras erróneas. La capacidad de corrección de los códigos C(7,4), C(15,7) y C(31,16) es 1, 2 y 3 bits respectivamente. Los resultados de esta simulación se presentan en la Fig. 4, en donde se ve la tasa de error de palabra de diferentes esquemas de codificación y la de la señal

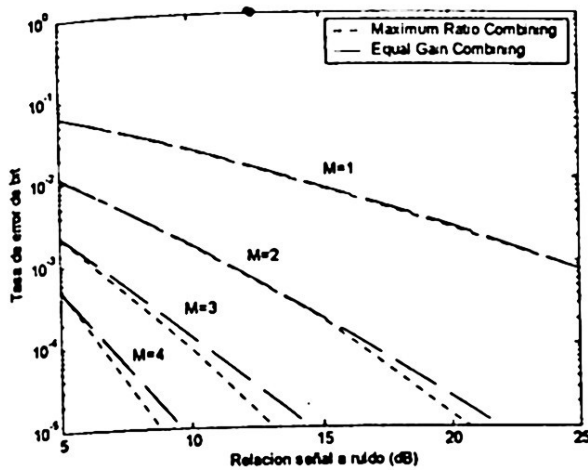


Figura 3. Comparación del BER entre MRC y EGC

recibida que únicamente utiliza igualación de canal. De la Fig. 4 puede decirse que el entrelazado y los códigos BCH mejoran considerablemente el rendimiento del sistema, ya que para SNR menor a 25, los tres casos planteados de entrelazado con BCH, tienen una tasa de error de palabra menor a 10^{-4} .

En un escenario con múltiples tasas, y utilizando contramedidas como las descritas en esta sección, el papel del retardo y la codificación es sumamente importante, ya que para diferentes tipos de tráfico, el retardo que puede introducir el sistema es diferente, por lo que el proceso de entrelazado debe hacerse considerando el retardo. Esto se debe a que hay aplicaciones sumamente sensibles al retardo, por lo que la profundidad del entrelazado debe disminuir para tener retardos bajos. Ante este requerimiento, no se necesita utilizar códigos grandes, ya que la profundidad de la matriz de entrelazado deberá ser pequeña para asegurar un retardo bajo y las ráfagas no se podrán esparcir entre varias palabras, por lo que un código grande no incrementará la confiabilidad de la decodificación respecto a un código chico [12]. En la tabla 1 se muestran algunos valores de retardo y la correspondiente profundidad de la matriz de entrelazado cuando se utiliza un código C(7,4).

TABLA 1. Profundidad de entrelazado para C(7,4) y diferentes retardos y tasas de transmisión

R (kbps)	Profundidad ($r_f = 5\text{ms}$)	Profundidad ($r_f = 10\text{ms}$)	Profundidad ($r_f = 20\text{ms}$)
9.6	12	24	48
144	180	360	720
384	480	960	1920

La tabla 1 muestra que un retardo bajo disminuye la profundidad de la matriz y también la capacidad del entrelazado de aislar los errores para su corrección. Para tasa variable se puede utilizar una profundidad dinámica y dependiendo del estado del canal, variar la longitud de los códigos correctores.

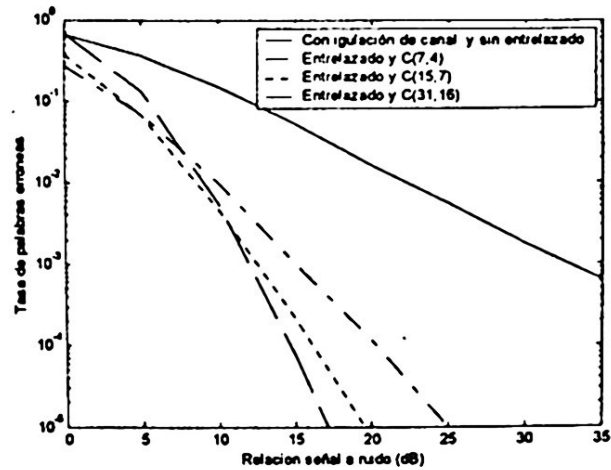


Figura 4. Comparación de entrelazado con diferentes códigos BCH

CONCLUSIONES

Ofrecer servicios de comunicaciones móviles con múltiples tasas de transmisión, puede convertir un canal con desvanecimientos planos ó lentos, en uno con desvanecimientos selectivos ó rápidos. Las técnicas de diversidad espacial analizadas no presentan cambios drásticos en sus diseños al aplicarse a sistemas multitasa, destacando la técnica MRC por ser la más confiable. En la técnica de la combinación de igualación, entrelazado de bit y códigos BCH, se establece un compromiso entre el retardo añadido por la profundidad del entrelazado y su eficiencia.

REFERENCIAS

- [1] T. Ojanpera, R. Prasad, WCDMA: Towards IP Mobility and Mobile Internet, Ed. Artech House, 2000.
- [2] Richard van Nee, R. Prasad, OFDM Wireless Multimedia Communications, Ed. Artech House, 2000.
- [3] B. O'hara, A. Petrick, IEEE 802.11 Handbook, a Designers Companion, IEEE Press, 1999.
- [4] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed., Ed. New York: Mc Graw Hill, 1995.
- [5] Vijay K. Garg, Joseph E. Wilkes, Wireless and Personal Communications Systems, Ed. Prentice Hall, 1996.
- [6] C. D. Charalambous, N. Menemenlis, "Stochastic Models for Short Term Multipath Fading Channels: Chi-Square and Ornstein-Uhlenbeck Process," Submitted to CDC-99, Phoenix AZ, Dec. 1999.
- [7] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," IEEE Trans. on Communications, Vol. 25, No. 7, pp. 673-680, July 1977.
- [8] P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant linear Channels," IEEE Trans. on Communications, Vol. 11, No. 4, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [9] F. Edbauer, "Performance of Interleaved Trellis-Coded Differential 8-PSK Modulation Over Fading Channels," IEEE JSAC, Vol. 7, No 9, pp. 1340-1346, Dec. 1989.
- [10] S. Hara, R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Communications Magazine, pp.126-133, Dec. 1997.
- [11] S. Kaiser, "OFDM Code-Division Multiplexing in Fading Channels," IEEE Trans. on Communications, Vol. 50, No. 8, pp. 1266-1273, Aug. 2002.
- [12] L. Wilhelmsson, L. B. Milstein, "On the effect of Imperfect Interleaving for the Gilbert-Elliott Channel," IEEE Trans. on Communications, Vol. 47, No. 5, pp. 681-688, May 1999.