

## Ecuación con realimentación de decisión en redes inalámbricas

Jorge F. Schmidt, Juan E. Cousseau\*, Pedro D. Doñate

\*CONICET - Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur  
Av. Alem 1253, (B8000CPB) Bahía Blanca, ARGENTINA

**Resumen**— El estándar IEEE 802.11b es uno de los de mayor difusión para WLAN. En este trabajo se realiza una caracterización básica de la capa física del mismo. Se proponen dos tipos de receptores. Un receptor relativamente simple y uno que agrega al anterior un ecualizador DFE para mejorar el desempeño. Se compara la estructura DFE propuesta con estructuras anteriores. Finalmente se presentan los resultados de desempeño obtenidos por simulación para diferentes configuraciones.

**Palabras Clave**— Estándar 802.11b, ecualización lineal, ecualización con realimentación de decisión.

### I. INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años ha habido un creciente interés en los sistemas de transmisión de información inalámbricos, y se espera un desarrollo importante de estas tecnologías durante los próximos años. La demanda de movilidad que se exige actualmente por parte de los usuarios y el costo decreciente en la implementación de estos sistemas, sumado a las velocidades de transmisión y niveles de confiabilidad que se están alcanzando en estos días, hace pensar que este tipo de tecnologías se instalaran de forma permanente en el mercado. Estas tecnologías deben funcionar en condiciones de canal sumamente adversas, por lo un esquema de ecualización tradicional no es efectivo y la opción de una ecualización de realimentación de decisión resulta sumamente atractiva como forma de lograr desempeños satisfactorios con un grado de complejidad relativamente bajo [1,8,13].

El análisis y caracterización que se lleva a cabo en el presente trabajo, esta centrado específicamente en la ecualización de las señales recibidas por el canal de radio, teniendo en cuenta que se trata de señales con características importantes de multicamino y desvanecimiento [10,15,16,17].

Comenzaremos en la sección II-A por describir las características principales de la capa física del estándar [8] y el modelo de canal que será utilizado en la simulación del sistema [6,10]. Presentaremos en la sección II-B los diagramas en bloques de los dos receptores propuestos. Se proponen un receptor relativamente simple y uno que agrega al anterior un ecualizador de realimentación de decisión para mejorar el desempeño. Una vez realizada la descripción de los componentes de los receptores se presentarán en la sección II-C los gráficos de desempeño obtenidos en

cada caso. Finalmente en la sección III se presentan las conclusiones del trabajo realizado.

### II. DESARROLLO

#### A. Características del estándar 802.11b y modelado del canal

El estándar 802.11b, a diferencia de su predecesor, utiliza solamente espectro disperso de secuencia directa (DSSS) como técnica de modulación y esta definido para trabajar en la banda de frecuencias de 2.4 GHz.

La norma especifica velocidades de transmisión de 1, 2, 5.5 y 11 Mbps. La secuencia de chips utilizada para generar la señal de espectro disperso para las velocidades de 1 y 2 Mbps continua siendo la secuencia de Barker, mientras que para las velocidades de 5.5 y 11 Mbps utiliza secuencias de chipeo 64 CCK (Complementary code keying) [1].

La formula que define el grupo de 64 códigos CCK que se utilizan en el estándar es la siguiente [1].

$$c = \left\{ \begin{array}{l} e^{j(j_1+j_2+j_3+j_4)}, e^{j(j_1+j_3+j_4)}, e^{j(j_1+j_2+j_4)}, -e^{j(j_1+j_4)}, \\ e^{j(j_1+j_2+j_3)}, e^{j(j_1+j_3)}, -e^{j(j_1+j_2)}, e^{j j_1} \end{array} \right\}$$

en donde  $\phi_i = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ .

En cuanto a la estructura de los frames que se utilizan, básicamente, cada frame esta compuesto por un preámbulo y un campo de encabezado y datos. El preámbulo consiste en 144 bits que son transmitidos siempre a 1 Mbps. Esta cantidad de bits moduladas en DSSS con el código de Barker es equivalente a  $(128+16) \cdot 11$  muestras que se utilizan como entrenamiento.

El canal en el cual trabaja el sistema es un canal dispersivo en tiempo en el cual la interferencia intersímbolo y el desvanecimiento son un resultado de los múltiples caminos de propagación de señal con diferentes retardos de tiempo, amplitudes y fases. El número de caminos y los retardos de tiempo relativos entre ellos varían con el tiempo por lo tanto estos canales son variantes en el tiempo.

Un modelo conveniente de canal es el de respuesta al impulso, que es una caracterización de banda ancha del canal. Si se asume que el canal es un canal de banda limitada, entonces  $h(t,\tau)$  puede equivalentemente ser descripta por una respuesta al impulso compleja en bandabase  $h_b(t,\tau)$  siendo su entrada y su salida las

representaciones de envolvente compleja de las señales transmitidas y recibidas respectivamente [6,17,18].

$$h_b(t, \mathbf{t}) = \sum_{k=0}^{N(\mathbf{t})-1} a_k(t) d[\mathbf{t} - \mathbf{t}_k(t)] e^{jq_k(t)}$$

En donde  $t$  y  $\mathbf{t}$  son el tiempo de observación y el tiempo de aplicación del impulso respectivamente,  $N(\mathbf{t})$  es el número de componentes multicamino,  $\{a_k(t)\}$ ,  $\{\mathbf{t}_k(t)\}$ ,  $\{q_k(t)\}$  son las secuencias aleatorias variantes en el tiempo de amplitud, tiempo de llegada y fase respectivamente, y  $d$  es la función impulso.

La salida  $y(t)$  ante una señal transmitida  $s(t)$  esta entonces dada por.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\mathbf{t}) h_b(t - \mathbf{t}) d\mathbf{t} + n(t)$$

en donde  $n(t)$  es ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN).

Una representación del perfil de respuesta impulsiva es la dispersión de retardos rms  $t_{rms}$  definida como [10].

$$t_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (t_k - t_m - t_A)^2 a_k^2}{\sum_k a_k^2}}$$

donde  $t_A$  es el tiempo de llegada del primer camino del perfil y  $t_m$  es el retardo en exceso medio definido por.

$$t_m = \frac{\sum_k (t_k - t_A) a_k^2}{\sum_k a_k^2}$$

Basado en los reportes publicados por diversos investigadores se determino que para canales indoor domésticos o de oficinas en los que se suele utilizar este sistema, el valor de  $\tau_{rms}$  ronda los 50ns [10]. En función de esto se eligió la respuesta impulsiva que se muestra en la figura 1 para modelar el canal, teniendo la misma distribución de fase uniforme [6].

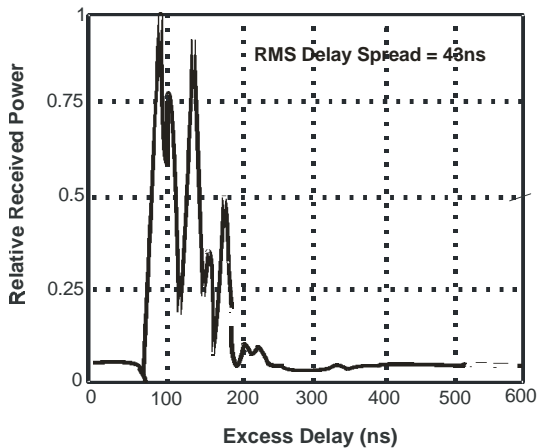


Fig. 1. Perfil de potencia utilizado.

## B. Receptores propuestos

En esta sección se presentan los dos receptores que se ensayaron para el sistema. El primero es un receptor de tipo RAKE con ecualización lineal en cada una de sus ramas. El segundo también es un receptor de tipo RAKE solo que utiliza un ecualizador de realimentación de decisión que ofrece ventajas dado el tipo de canal que se tiene. La figura 2 muestra la estructura de estos receptores ejemplificada para el caso de la velocidad de transmisión de 11 Mbps.

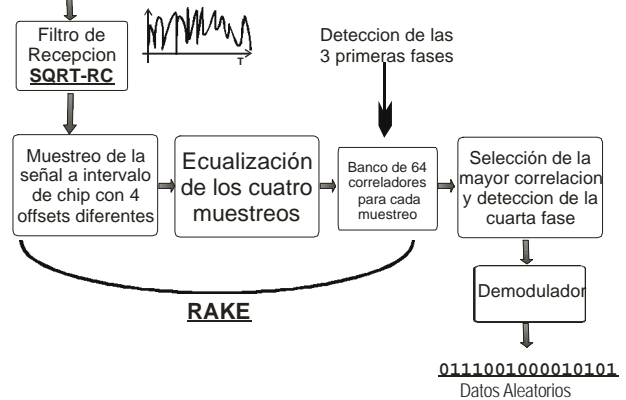


Fig. 3. Estructura de recepción.

### B.1. Receptor con ecualización lineal

Se implemento un receptor de ecualización lineal relativamente simple, que hace uso de la diversidad del canal, pero que no realiza ningún tipo de cancelación de la interferencia intersímbolo (ISI). El objetivo es utilizar los resultados obtenidos con este receptor para compararlos con los que se pueden alcanzar utilizando un receptor DFE.

La característica de selectividad en frecuencia del medio nos permite implementar en el receptor una estructura de RAKE que aprovecha esta forma de diversidad en tiempo implícita que provee el canal [7]. Se optó por un receptor RAKE de 4 ramas. La tabla 1 muestra los instantes de muestreo que se utilizan para el RAKE.

Muestreo	Offset	Repetición
Primero	0 nseg	90.9 nseg
Segundo	23 nseg	90.9 nseg
Tercero	45 nseg	90.9 nseg
Cuarto	68 nseg	90.9 nseg

Tabla 1. Instantes de muestreo.

Para el cálculo de los coeficientes de los ecualizadores lineales de este receptor, utilizamos un estimador LS [14]. El entrenamiento para los ecualizadores es el preámbulo de la trama de datos. De los ensayos realizados para distintos ordenes de los ecualizadores se concluyó que una cantidad de 10 taps era adecuada para los mismos.

En la figura 2 también se ilustra la manera en que se hace la detección para el caso de CCK a 11 Mbps. Para cada rama del RAKE se utiliza un banco con 64 correladores para estimar las fases  $\phi_2$ ,  $\phi_3$  y  $\phi_4$  de la

palabra de código CCK recibida. Luego de estas cuatro estimaciones se elige la que haya resultado en un valor de correlación mayor.

Para el caso de las otras velocidades esta operación se realiza de la misma manera, pero resulta más simple dado que es menor el alfabeto de palabras de código a detectar.

### B.2. Receptor con DFE

La diferencia que tiene este receptor respecto al anterior es la forma en que se realiza la ecualización en las ramas del RAKE. En este caso un ecualizador de realimentación de decisión (DFE) trabaja tomando decisiones sobre la señal recibida, multiplicando estas por los valores aprendidos de las colas de la respuesta al impulso del canal y luego restando estos valores (con los desplazamientos temporales adecuados) al símbolo que se va a detectar a continuación. Esto es:

$$y'(k) = y(k) - \sum_m \hat{a}(k-m)h(k-m)$$

en donde  $\hat{a}(k)$  representa un símbolo detectado anteriormente y  $h(k)$  es la respuesta impulsiva estimada del canal. Una implementación que ofrece un buen desempeño manteniendo un nivel de complejidad razonable [3] se ilustra en la figura 3.

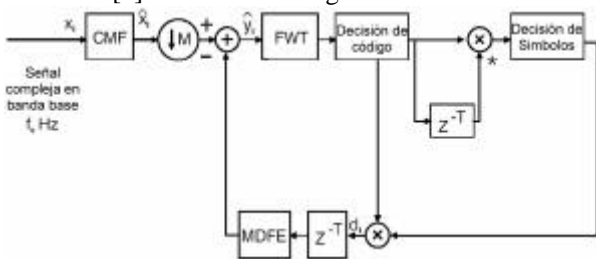


Fig. 3. Implementación DFE tradicional.

En este caso, se filtra la señal recibida con un filtro acoplado a la respuesta del canal. Se hace luego un muestreo de la misma y por medio de la transformada rápida de Walsh (FWT), se decide sobre la palabra de 8 bits transmitida. Esta decisión, junto con la decisión tomada de combinar el código detectado actual con el anterior es utilizada como entrada al ecualizador DFE, cuya salida se utiliza para cancelar la ISI entre palabras de código.

Para este trabajo se desarrolló una estructura híbrida que toma algunas de las características de este DFE junto con algunas publicadas en otros trabajos [2,4,5,9,11,12,16], para obtener un diseño que si bien es similar al que se presentó en la figura 3, también tiene algunas diferencias que buscan adaptar más el diseño a las necesidades específicas del sistema en busca de reducir aun más la complejidad de la detección.

Un factor clave en el desempeño de este tipo de ecualizadores es el efecto de propagación de errores de decisión. Si se realimentan valores equivocados, en lugar de reducir la ISI, lo que se logra es aumentarla y además arrastrar este error en la decisión de los próximos chips. La solución que se adoptó para este

problema fue la de ecualizar linealmente las señales del RAKE y combinarlas pesándolas de acuerdo a la potencia recibida en cada una para realizar las decisiones. De esta manera se reduce lo suficiente la probabilidad de error en los símbolos realimentados como para que la propagación de errores no deteriore demasiado el desempeño del ecualizador. La figura 4 muestra la estructura utilizada para el DFE.

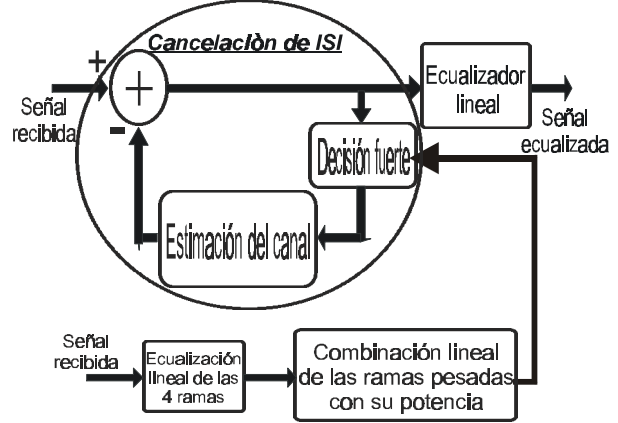


Fig 4. Estructura utilizada para el DFE

Los parámetros a fijar en esta estructura son la cantidad de coeficientes para cada uno de los 3 estimadores utilizados. Se concluyó en función de ensayos realizados, que una buena elección de estos parámetros es:

- Ecualización lineal para las decisiones de 5 coeficientes.
- Estimación del canal de 2 coeficientes (cancelación solo del chip inmediato anterior).
- Ecualización lineal luego de la cancelación de ISI de 5 coeficientes.

En la figura 5 se muestra la comparación de los errores de estimación de fases que se obtienen con el DFE y con el ecualizador lineal del primer receptor.

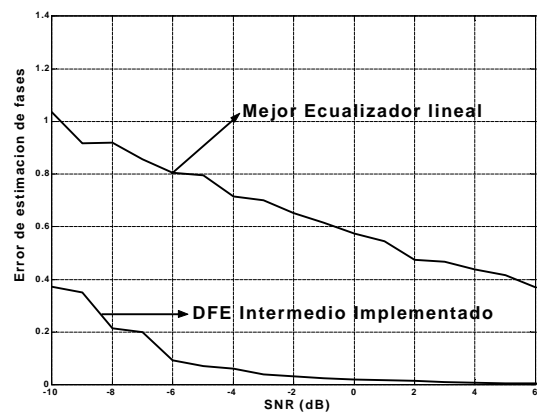


Fig. 5. Comparación de los ecualizadores utilizados.

### C. Resultados obtenidos

Se simuló en MatLab los dos receptores descritos, cada uno para las cuatro velocidades de transmisión que define el estándar. La figura 6 compara ambos receptores en 11 Mbps para un RAKE de hasta 4

ramas, en donde puede apreciarse la mejora introducida por el uso del ecualizador DFE.

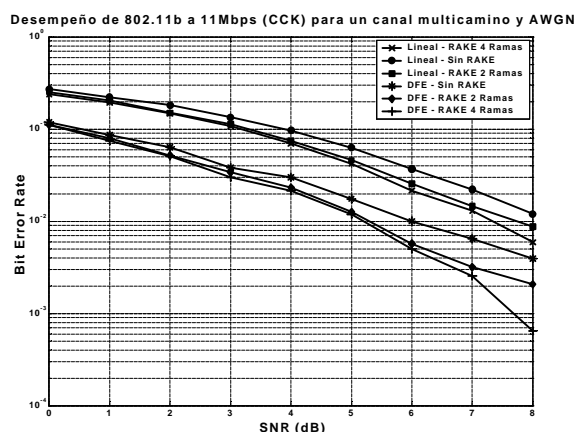


Fig. 6. Comparación de los receptores para 11 Mbps.

Respecto a los ensayos realizados de los dos ecualizadores implementados se desprende que un ecualizador lineal no podrá superar, para relaciones de señal a ruido altas, el desempeño de un ecualizador DFE. Se observó también durante una serie de simulaciones que se llevaron a cabo para la elección de los parámetros del DFE, que aún si no se utilizara la ecualización lineal para realizar la decisión de los datos a realimentar, el ecualizador DFE seguirá siendo mejor para valores de SNR altos. Además, observamos que la diferencia de error entre un ecualizador lineal de altísimo orden y un ecualizador DFE modesto es realmente importante. Esto justifica sobradamente el aumento de la complejidad en el diseño del DFE. Por último, se observó que el efecto de quitar el ecualizador lineal para las decisiones en el desempeño del DFE es devastador, por lo que concluimos también en que es clave la inclusión de este ecualizador en el diseño del DFE.

En cuanto al orden de la estimación del canal (cuanta memoria utiliza el DFE), este mejora el desempeño siempre que esté dentro del rango temporal de la respuesta impulsiva del canal. La elección que se hizo de cancelación de solo el chip inmediato anterior es buena dado que no se mejora el desempeño en igual cantidad al aumentar el orden de la estimación del canal, porque los ecos más lejanos interfieren menos con el símbolo actual que los ecos más próximos. Es en esta característica del canal en la que se basan las diferencias del DFE propuesto respecto de los publicados en trabajos anteriores. En lugar de realimentar códigos de 8 chips, se realimentan las decisiones chip por chip. Esto se puede hacer dado que la extensión temporal de la respuesta impulsiva de los canales que enfrenta este sistema no suelen superar la duración de 3 a 4 chips. Con este tipo de realimentación se cambia la complejidad que implica la detección de las palabras de código CCK, por la utilización de un RAKE en la detección de chips, cuya complejidad es muchísimo menor. Finalmente se incorpora también en el ecualizador DFE propuesto un filtrado lineal de la señal

recibida luego de la cancelación de la ISI. Esto permitió mejorar el desempeño sin aumentar en forma importante la complejidad dado la gran reducción de la misma obtenida con la realimentación chip por chip.

Se observó para el receptor DFE, que la diferencia de desempeño para los diversos grados de diversidad es mucho menor que en el caso del ecualizador lineal. Este resultado se debe al hecho de que el ecualizador DFE está realizando una cancelación de replicas de señal, resultando menos efectivo el uso de diversidad. Esto se puede observar en la figura 6 donde se muestra el desempeño del sistema para diversos órdenes de diversidad. En base a este resultado podríamos optar en el caso del receptor DFE por no utilizar en absoluto un RAKE para la detección de códigos. Como la cancelación de ISI no es perfecta, estaríamos sacrificando un poco de desempeño del sistema al descartar el RAKE. Sin embargo, recordando que el mayor peso de procesamiento del sistema se encuentra en los bancos de correladores que son necesarios para la detección de las secuencias transmitidas, al descartar el RAKE en la detección de éstas secuencia estaríamos también reduciendo muchísimo la carga de procesamiento del sistema.

### III. CONCLUSIONES

Se propusieron dos receptores aplicables al estándar 802.11b. Se verificó que una ecualización lineal no es satisfactoria para este tipo de sistemas mientras que un esquema DFE si lo es. Finalmente se propuso una estructura de DFE que dadas las características particulares del estándar y del canal de comunicaciones en el cual opera, permite alcanzar un muy buen desempeño presentando una complejidad de calculo menor a otros esquemas DFE anteriores [2,3,5,9,11,12,16].

### REFERENCIAS

- [1] "802.11b White Paper". *VOCAL Technologies*. Marzo 2002.
- [2] S. Ariyavitakul and Y. (Geoffrey) Li. "Joint Coding and Decision Feedback Equalization for Broadband Wireless Channels". *IEEE Journal on selected areas in communications*, Vol. 16, N° 9. p. 1670-1678. Dec 1998.
- [3] K. Barman, P M Bansidhar and V U Reddy. "A reduced complexity decision feedback equalization in spread spectrum based WLAN". *HelloSoft India Pvt. Ltd. - India*. Enero 2003.
- [4] John A. Bingham. "The Theory and Practice of Modem Design". *John Wiley & Sons Inc*. 1988.
- [5] J. M. Cioffi, G. P. Dudevior, M. Vedat Eyuboglu and D. Forney. "MMSE Decision-Feedback Equalizers and Coding - Part I: Equalization Results". *IEEE Transactions on communications*, Vol. 43, N° 10. p. 2582-2594. Oct 1995.

- [6] R. Davies, M. Bensebti, M. A. Beach, J. P. McGeehan. "Wireless Propagation Measurements in Indoor Multipath Enviroments at 1.7 GHz and 60 GHz for Small Cell Systems". *IEEE*. p. 589-593. 1991.
- [7] X. Dong and N. C. Beaulieu. "Optimal Maximal Ratio Combining With Correlated Diversity Branches". *IEEE Communications letters*, Vol. 6, N°1. Enero 2002.
- [8] "Estándar IEEE 802.11b". *IEEE*. 1999.
- [9] Y. Gu and T. Le-Ngoc. "Adaptive combined DFE/MLSE techniques for ISI channels". *IEEE Transactions on communications*, Vol. 44, N° 7. p. 847-857. Jul 1996.
- [10] H. Hashemi. "The indoor Radio Propagation Channel". *Proceedings of the IEEE*, Vol 81, N° 7. Julio 1993.
- [11] H. Lee and G. J. Pottie. "Fast Adaptive Equalization/Diversity Combining for Time-Varying Dispersive Channels". *IEEE Transactions on communications*, Vol. 46, N° 9. p. 1146-1162. Sept 1998.
- [12] Y. Lee, V. Desai. "Fast Optimization of FIR Decision-Feedback Equalizers for Wireless Data Communications". *IEEE*. p. 1499-1503. 2000.
- [13] G. Li. "Physical Layer Design for a Spread Spectrum Wireless LAN". *Thesis for the degree of Master of Science in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University*. Septiembre 1996.
- [14] J. M. Mendel. "Lessons in estimation theory for signal processing, communications and control". Prentice Hall. Englewoods Cliffs, New Jersey. 1995.
- [15] H. Meyr, M. Moeneclaey, S. A. Fechtel. "Digital Communication Receivers – Synchronization, channel estimation and signal processing". *John Wiley & Sons, Inc*. 1998.
- [16] P. Monsen. "Theoretical and Measured Performance of a DFE Modem on a Fading Multipath Channel". *IEEE Transactions on communications*, Vol. Com-25, N° 10. p. 1144-1153. Oct 1977.
- [17] J. G. Proakis. "Digital Communications". *Segunda Edición. McGraw-Hill*, 1995.
- [18] T. S. Rappaport. "Wireless Communications, Principles and Practice". Prentice Hall, 1996.
- [19] J. F. Schmidt. "Aspectos de un Transceiver de Redes Inalámbricas: Especificaciones y simulación de la capa física del Estándar 802.11b". *Proyecto final de carrera*. Dic 2004.