



8-10 SEPTIEMBRE

URSI 2004

**XIX SIMPOSIUM NACIONAL
DE LA UNION CIENTIFICA INTERNACIONAL DE RADIO**

INGENIERIA I ARQUITECTURA LA SALLE - UNIVERSITAT RAMON LLULL - BARCELONA

SISTEMA OFDM ADAPTATIVO SOBRE EL CANAL ÓPTICO NO GUIADO EN INTERIORES

Oswaldo González, Silvestre Rodríguez,
Alejandro Ayala

Departamento de Física Fundamental y Experimental,
Electrónica y Sistemas

Universidad de La Laguna

e-mail : oghdez@ull.es

Rafael Pérez-Jiménez, José Rabadán

Departamento de Señales y
Comunicaciones

Universidad de Las Palmas de Gran Canaria

e-mail : rperez@dsc.ulpgc.es

Abstract – In this paper, we investigate the use of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) over the indoor wireless diffuse optical channel. Previous studies have demonstrated that it can be characterized as almost stationary but with a severe penalty induced by multipath propagation. It is also highly dependent on the space distribution of emitters and receivers. We have chosen OFDM systems because of their capability of supporting high data rates without channel equalization. They also mitigate the effect of quality fluctuations of the channel induced when space distribution of emitters and receivers varies. Several results about system performance are presented. Finally, a simple adaptive OFDM scheme is proposed to increase data throughput when highly noisy optical channels are faced.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día los sistemas de comunicaciones ópticas continúan ganando terreno a los de radiofrecuencia dentro del ámbito de los no guiados en interiores, donde las distancias a cubrir son moderadas y están dentro de su margen de operación.

Una de las limitaciones más importantes con la que se enfrentan los sistemas de comunicaciones ópticas en recintos cerrados es la máxima velocidad de transmisión alcanzable debida, principalmente, a la múltiples reflexiones padecidas por la señal en las paredes y otros obstáculos [1]. Las técnicas de ecualización permiten mitigar los efectos de la multipropagación, aunque llegan a acrecentar enormemente la complejidad del sistema cuando se trabaja a altas velocidades de transmisión [2,3]. Las técnicas de espectro ensanchado han sido propuestas como otra alternativa para reducir el impacto de la dispersión temporal, pero el uso de estas técnicas da lugar a una pérdida importante de eficiencia espectral [4-6]. Igualmente, se ha barajado la posibilidad de hacer uso de técnicas de modulación de múltiples portadoras (*Multiple Subcarrier Modulation*, MSM). En contraposición a las técnicas de modulación que hacen uso de una única portadora, el uso de múltiples portadoras da lugar a una reducción en la tasa de símbolo de cada subportadora para una misma tasa de bits total. De esta forma, cada

subportadora se convierte en una señal de banda estrecha y, por lo tanto, al experimentar poca distorsión (debido a la dispersión provocada por el canal) no requiere de técnicas de ecualización [7-8]. Por otro lado, las técnicas MSM permiten la compartición del medio por parte de varios usuarios mediante la asignación de diferentes subportadoras a cada uno de ellos (esto es, multiplexación por división de frecuencia). Además, estas técnicas pueden llegar a tener una mayor eficiencia espectral que las técnicas de portadora única, ya que pueden acomodarse fácilmente a las características espectrales del canal.

De especial interés entre las técnicas MSM es la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que emplea múltiples portadoras cuyos espectros se solapan en el dominio de la frecuencia [9,10]. Los sistemas OFDM son capaces de soportar altas tasas de bits sin la necesidad de utilizar igualadores de canal, debido a que la transmisión de los datos es repartida entre las diversas subportadoras dando lugar a una baja tasa de bits por subportadora (baja dispersión). Además, las fluctuaciones padecidas a lo largo del tiempo por los canales ópticos no guiados (canal variante en el tiempo) pueden ser contrarrestados mediante técnicas de ecualización en el dominio de la frecuencia. Igualmente, cada subportadora puede utilizar un modo de modulación (BPSK, QPSK, QAM) en función de la calidad (desde el punto de vista de la relación señal a ruido) de la subbanda en todo momento, incrementando de esta forma la velocidad de transmisión total (sistema adaptativo). Por último, los sistemas OFDM hacen uso de la transformada discreta de Fourier (DFT) para reemplazar la función realizada por los múltiples bancos requeridos de moduladores y demoduladores, lo que reduce enormemente la complejidad del sistema.

El esquema seguido en este artículo es el siguiente. En la sección 2 se describe brevemente el algoritmo utilizado para obtener la respuesta impulsiva equivalente del canal óptico no guiado variante en el tiempo. La sección 3 presenta el modelo general del sistema OFDM óptico utilizado y algunos análisis previos realizados sobre el mismo. Igualmente, se describen las características principales del esquema adaptativo, presentándose algunos resultados que muestran sus posibilidades frente a los esquemas que utilizan un modo de modulación fijo para todas las portadoras.

Finalmente, las conclusiones más relevantes son expuestas en la sección 4.

II. MODELO DEL CANAL ÓPTICO

Existen diferentes algoritmos que permiten estimar la respuesta impulsiva del canal óptico. Entre todos ellos, hemos seleccionado un algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo [11,12]. En éste, una cantidad de rayos es generada desde el emisor atendiendo a su patrón de radiación. La potencia de cada rayo es una fracción idéntica de la potencia total del emisor (1 W). Cuando un rayo choca contra una determinada superficie, el punto de reflexión es convertido en una nueva fuente óptica, y un nuevo rayo es generado según el patrón de reflexión de la superficie. El proceso continúa hasta que finaliza el tiempo de simulación (t_{max}). Tras cada reflexión, la potencia del rayo es reducida por el factor de reflexión de la superficie y la potencia reflejada que alcanza al receptor es calculada ($p_{i,k}$, i -ésimo rayo, k -ésimo intervalo de tiempo). El modelo de Phong ha sido utilizado para describir el patrón de reflexión de las superficies [13]. Este modelo tiene en cuenta tanto la componente difusa como la componente especular de la reflexión. La potencia total que incide sobre el receptor en el intervalo k -ésimo de tiempo (de ancho Δt) equivale a la suma de las potencias de los N_k rayos que contribuyen en ese intervalo de tiempo

$$P_k = \sum_{i=1}^{N_k} P_{i,k} \quad (1)$$

Si se considera que la responsividad del receptor es 1 A/W, la respuesta al impulso del canal viene dada por

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} P_k \delta(t - k\Delta t) \quad (2)$$

donde $K = t_{max}/\Delta t$, y considerando como tiempo inicial la llegada de la componente de visión directa (LOS).

III. SISTEMA OFDM ÓPTICO ADAPTATIVO

A. Descripción del sistema

El esquema de bloques del sistema OFDM óptico no guiado se muestra en la figura 1. En este sistema, $\sum_p M_p P$ bits de datos cada uno de duración T_b son modulados por P M_p -QAM moduladores (P portadoras, M_p es el modo de modulación de la portadora p -ésima, $p = 1, \dots, P$). A continuación, $N-P$ ceros (uno de ellos correspondiente al valor de continua, DC) son añadidos a los P símbolos generados por los moduladores, y el complejo conjugado de los N símbolos es añadido en orden inverso (generando una palabra de $2N$ símbolos) que es procesada mediante una IFFT. El símbolo IFFT de salida es una secuencia real de $2N$ puntos, y puede utilizarse directamente para modular la fuente de luz con sólo añadir un nivel de continua apropiado que impida el recorte inferior de la señal. Un prefijo cíclico (de $L-2N$ muestras de extensión) debe insertarse para combatir la interferencia intersímbolo (ISI). La duración del símbolo OFDM es $T_s = MPT_b$ segundos, siendo L el número

de muestras transmitidas. La señal transmitida es distorsionada por la respuesta del canal (canal óptico más filtros paso bajo del sistema) y corrompida por ruido (ruido del canal, ruido térmico del preamplificador y ruido *shot* del fotodiodo). El ruido total del sistema ha sido modelado mediante ruido blanco gaussiano aditivo de media cero (AWGN) con densidad espectral de potencia $N_0/2$. Hemos supuesto que el receptor está perfectamente sincronizado con la llegada de la contribución LOS de potencia. En el receptor, una vez el prefijo cíclico corrompido por el canal es eliminado, se realiza la FFT de los datos recibidos. De los $2N$ símbolos de salida, sólo se consideran los correspondientes a los P símbolos que contienen datos y sobre ellos se realiza un proceso de equalización del canal. Dicho proceso es el siguiente: debido a la naturaleza casi estacionaria de los canales ópticos no guiados, una secuencia de entrenamiento conocida (X_p) es transmitida y la respuesta del canal en cada subbanda (H_p) se estima a partir de los P símbolos recibidos (Y_p) de la siguiente forma

$$\hat{H}_p = Y_p / X_p \quad (3)$$

Estos valores pueden utilizarse para contrarrestar los efectos de distorsión producidos por el canal, de manera previa al proceso de demodulación. Ya que los valores \hat{H}_p están distorsionados por el ruido, varias secuencias de entrenamiento pueden ser transmitidas utilizándose el valor medio de los valores obtenidos, lo que permite una mejor caracterización de la respuesta del canal.

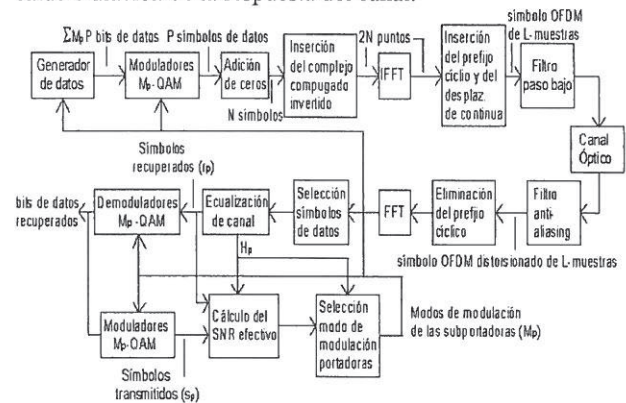


Fig. 1. Sistema OFDM óptico

La relación señal a ruido (SNR) efectiva en el demodulador puede obtenerse a partir de los símbolos recuperados (r_p) y de la respuesta estimada del canal (H_p). Si consideramos que no ha habido ningún error durante la transmisión, los símbolos transmitidos (s_p) pueden obtenerse nuevamente a partir de los bits de datos recuperados, mediante un proceso de modulación. Así, la SNR efectiva en el demodulador vendrá dada por

$$\overline{SNR}_{eff} \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{|s_p|^2}{|r_p - s_p|^2} \quad (4)$$

donde s_p y r_p son los símbolos transmitidos y recibidos (antes de la demodulación), respectivamente. Observando (4), se desprende que la SNR efectiva es un promedio sobre todos

los símbolos constituyentes de cada trama OFDM recibida. La relación señal a ruido de cada subbanda puede obtenerse a partir de la respuesta estimada del canal y de la SNR efectiva promedio de cada símbolo OFDM

$$SNR_p = \overline{SNR}_{eff} + 10 \log_{10} |\hat{H}_p|^2 - 10 \log_{10} |\overline{\hat{H}_p}|^2 \quad (5)$$

El valor de relación señal a ruido de cada subbanda (SNR_p) puede ser utilizado para seleccionar de manera adaptativa un modo de modulación adecuado a la calidad de la misma. Los niveles de selección de uno u otro modo pueden obtenerse a partir de las curvas de probabilidad de error de bit (BER) frente a la SNR efectiva en el demodulador, extrayendo de las mismas los valores de SNR requeridos para obtener un determinado nivel de BER (tabla 1). Así, la SNR actual de la subbanda puede compararse con los diferentes niveles de selección (incluido el de "no transmisión", l_0), seleccionando aquel modo que asegure que un cierto nivel de BER no es superado [14]. Puede observarse en la tabla, que el nivel de selección depende también del número de secuencias de entrenamiento utilizadas para la estimación del canal (NM) puesto que la SNR efectiva aumenta a medida que aumenta NM debido a la mejor estimación del canal. Por último, es importante indicar que las portadoras "desactivadas" ($M = 0$) debido a valores de SNR bajos deben seguir transmitiendo datos ficticios para que pueda seguir calculándose la SNR efectiva relativa a esas subbandas mediante (5).

Tabla 1
Niveles de selección para la modulación adaptativa

NM	BER	l_0	l_1	l_2	l_4
1	10^{-6}	$-\infty$	8.1	15.3	23
	10^{-2}	$-\infty$	0.98	7.42	14.9
2	10^{-6}	$-\infty$	10.1	13.8	21.7
	10^{-2}	$-\infty$	2.45	6.79	13.9
5	10^{-6}	$-\infty$	11	13.2	22.1
	10^{-2}	$-\infty$	3.64	7.19	14.1
10	10^{-6}	$-\infty$	11.3	13.5	21.2
	10^{-2}	$-\infty$	4.04	7.37	14.5

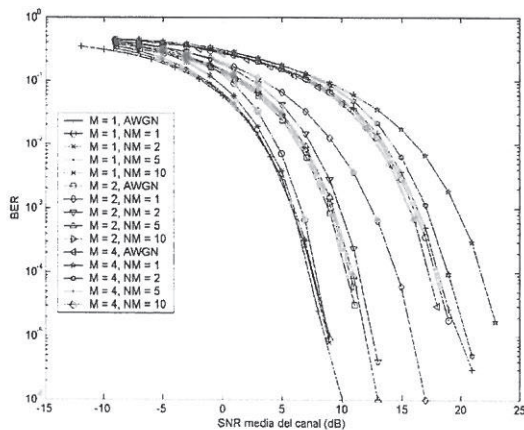


Fig. 2. Probabilidad de error del sistema sobre canal AWGN

B. Resultados

Los efectos del ruido AWGN han sido evaluados sobre el sistema OFDM óptico para diferentes esquemas de modulación M -QAM fijo (BPSK, QPSK o 16-QAM pero el mismo para todas las portadoras). Se han considerado dos situaciones: canal AWGN sin ecualización (por tanto, con perfecto conocimiento de la respuesta del canal), y AWGN con ecualización del canal tal como se describió en la sección anterior considerando el uso de un número diferente de secuencias de entrenamiento (NM). En la figura 2 se muestran los resultados de las simulaciones para la probabilidad de error de bit (BER) frente a diferentes valores de la relación señal a ruido del canal (SNR). Se observa que usando un mayor número de secuencias de entrenamiento (y tomando la media de los diferentes valores obtenidos para la respuesta estimada del canal en cada subbanda), el rendimiento del sistema se va aproximando al de bajo ruido AWGN cuando se conoce perfectamente la respuesta en frecuencia del canal (caso ideal).

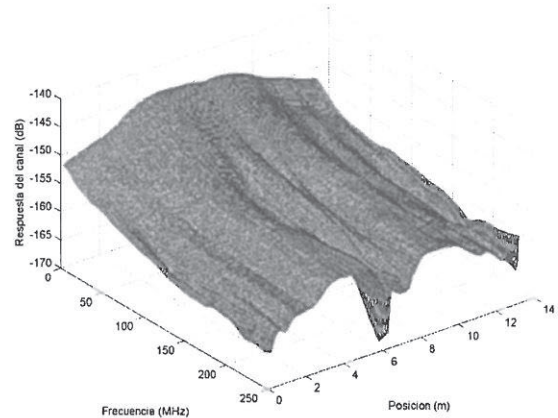


Fig. 3. Respuesta en frecuencia del canal óptico

Con objeto de comprobar las posibilidades del sistema OFDM adaptativo, se ha realizado una simulación sobre un laboratorio amueblado cuya respuesta al impulso para diferentes posiciones del receptor se ha obtenido con el algoritmo de trazado de rayos descrito anteriormente (ver figura 3). Se han realizado varias simulaciones sobre el canal óptico lentamente variable en el tiempo, asumiendo que el receptor se mueve a una velocidad de 2 m/s. La tasa de símbolo fue de 1 Msímbolo/s y un prefijo cíclico de 32 muestras ha sido utilizado, lo que da lugar a una tasa de transmisión de 160 Mmuestras/s. El ancho de banda de la señal OFDM transmitida es inferior a 80 MHz, por lo que para las frecuencias de corte de los filtros paso bajo se ha tomado dicho valor. Usando un modo fijo de modulación para todas las portadoras, la tasa máxima alcanzable es de 208 Mbits/s cuando se utiliza 16-QAM (4 bits por subportadora y 52 portadoras).

La figura 4 muestra la tasa media de símbolo (bits por símbolo, BPS) obtenido para diferentes valores de la SNR del canal usando un sistema OFDM adaptativo con cuatro modos posibles por portadora (niveles de selección de la tabla 1). El número de secuencias de entrenamiento fue de 10, y el BER impuesto fue de 10^{-6} . Simultáneamente, los

valores de SNR requeridos para no superar el límite impuesto de BER en un sistema con modo de modulación fijo para todas las portadoras han sido representados con asteriscos. Comparado con el sistema fijo, las ganancias en SNR del sistema adaptativo son de 4.7 dB y 1.2 dB, respectivamente. Por el contrario, se puede observar que el sistema adaptativo no logra alcanzar el valor máximo posible de tasa de símbolo, debido a utilizar un nivel de selección constante a lo largo de todo el rango de valores SNR. Sin embargo, en la figura 5 (simulación para $BER = 10^{-2}$) puede observarse que la tasa de error media cae bruscamente a altos valores de SNR, lo que nos lleva a la conclusión de que la tasa de símbolo puede aún ser incrementada en gran medida mediante el uso de niveles de selección más óptimos.

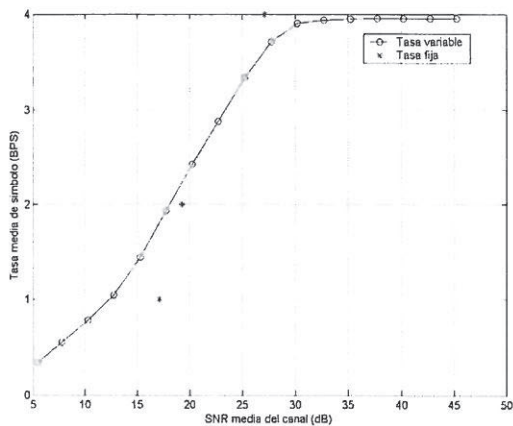


Fig. 4. Tasa media de símbolo usando un esquema OFDM adaptativo

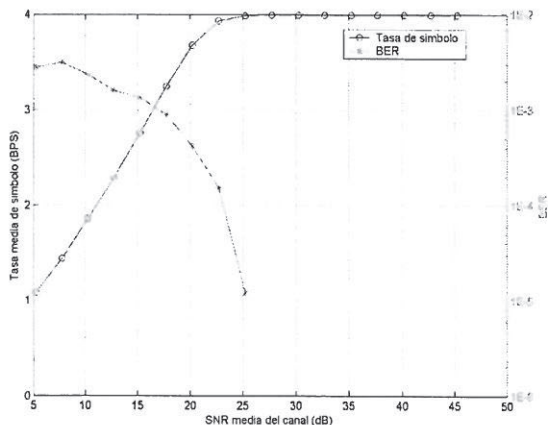


Fig. 5. Probabilidad de error media del sistema OFDM adaptativo

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto un sistema OFDM adaptativo para canales ópticos no guiados en interiores el cual es capaz de combatir la dispersión por multipropagación, siendo además más eficiente espectralmente que los sistemas propuestos hasta la fecha. El uso de la equalización del canal mediante el envío inicial de secuencias de entrenamiento con la idea de estimar la

respuesta en frecuencia del canal se vislumbra como un método muy eficaz para combatir las fluctuaciones de calidad de las diferentes subbandas, debido a la naturaleza casi estacionaria de los sistemas ópticos no guiados. Por otro lado, se ha observado que el sistema adaptativo propuesto puede mejorar en una buena proporción el rendimiento cuando se trabaja con canales ópticos de baja relación señal a ruido, frente a los esquemas que utilizan un modo de modulación fijo para todas las portadoras. Además, los resultados de las simulaciones han mostrado que el rendimiento del sistema puede ser mejorado todavía en gran medida, lo que será objeto de estudio en el futuro por parte de los autores.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el CICYT (TIC2003-07005) y el Gobierno de Canarias (PI2001/109).

REFERENCIAS

- [1] J.M. Kahn and J.R. Barry, "Wireless infrared communication", *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 2, pp 265-298, Feb. 1997.
- [2] G.W. Marsh and J.M. Kahn, "Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 11, pp. 1496-1504, Nov. 1996.
- [3] M.D. Audeh and J.M. Kahn, "Performance evaluation of baseband OOK for wireless indoor infrared LAN's operation at 100 Mb/s", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 6, pp. 2085-2094, June 1995.
- [4] R. Vento, J. Rabadán, R. Pérez-Jiménez, A. Santamaría and F.J. López-Hernández, "Experimental characterization of a direct sequence spread spectrum system for in-house wireless infrared communications", *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 45, no 4, pp. 1038-1045, Nov. 1999.
- [5] K.K. Wong, T. O'Farrell and M. Kiatweerasakul, "Infrared wireless communications using spread spectrum techniques", *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 147, no. 4, pp. 308-314, Aug. 2000.
- [6] F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán, M.A. Bacallado, and F.J. López-Hernández, "Experimental characterization of a low-cost fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless in-house optical communications", *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 48, no. 1, pp. 10-16, Feb. 2002.
- [7] J.B. Carruthers and J.M. Kahn, "Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 538-546, April 1996.
- [8] J.M. Kahn, W.J. Krause, and J.B. Carruthers, "Experimental characterization of nondirected indoor infrared channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1613-1623, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [9] I. Kalet, "The multitone channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 119-124, Feb. 1989.
- [10] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2003.
- [11] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, and A. Santamaría, "Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR-wireless indoor channels", *Opt. Eng.*, vol. 39, no. 10, pp. 1510-1512, 2000.
- [12] S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, F.J. López-Hernández, O. González, and A. Ayala, "Reflection model for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 4, pp. 296-300, 2002.
- [13] C.R. Lomba, R.T. Valadas, and A.M. Oliveira-Duarte, "Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces", *IEE Proc-Optoelectron.*, vol. 145, no. 3, pp. 191-197, 1998.
- [14] W.T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 7, pp. 2223-2230, 1995.