

# SISTEMA OFDM ADAPTATIVO PARA COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADAS DE MÚLTIPLES USUARIOS

Oswaldo B. González Hernández<sup>(1)</sup>, Silvestre Rodríguez Pérez<sup>(1)</sup>, Rafael Pérez Jiménez<sup>(2)</sup>,  
Beatriz Rodríguez Mendoza<sup>(1)</sup>, Alejandro J. Ayala Alfonso<sup>(1)</sup>  
oghdez@ull.es, srdguezp@ull.es, rperez@dsc.ulpgc.es, bmendoza@ull.es, aayala@ull.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de Física Fundamental y Experimental, Electrónica y Sistemas, Universidad de La Laguna,  
Av. Astrofísico Sánchez, S/N, 38203 La Laguna (Tenerife), Spain.

<sup>(2)</sup> Dpto. de Señales y Comunicaciones, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, Campus de Tafira,  
35017 Las Palmas de Gran Canaria, Spain.

**Abstract-** In this paper, an adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is proposed for multi-user communications over indoor wireless optical channels. The designed system uses multi-user least-squares (LS) detection techniques applied to SDMA-OFDM schemes, in conjunction with angle diversity reception. The system, which does not present an excessive complexity, supports high bit rates for multiple users, beyond one hundred megabits per second. It also mitigates the channel fluctuations induced when either the space distribution or the number of emitters and receivers varies. The performance of the new proposed scheme is compared with that of a non-adaptive multi-user system and an adaptive single-user system, both described in previous works. The obtained results show a significant improvement with respect to both the previous multi-user system and the adaptive single-user one, since the new scheme allows adaptively managing the system throughput on a multi-user environment.

## I. INTRODUCCIÓN

Actualmente, los sistemas de comunicación de datos no guiados han experimentado un enorme desarrollo orientado a reemplazar a los sistemas guiados en la etapa final de acceso al usuario, para permitir una mayor flexibilidad y dinamismo en la configuración de las redes de datos.

En este sentido, en los últimos años se han realizado numerosos estudios encaminados a ampliar las capacidades de la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) en los enlaces por radiofrecuencia (RF), utilizada por los estándares para redes de área local inalámbricas IEEE 802.11a,g (WiFi) e HiperLAN2 [1-3]. Simultáneamente, se han llevado a cabo grandes esfuerzos investigadores orientados a mejorar las prestaciones de los dispositivos utilizados en comunicaciones ópticas no guiadas. Esto ha permitido ampliar los campos de aplicación de las comunicaciones que hacen uso del canal infrarrojo (IR) a otros en los que, en principio, sólo parecía factible el uso de enlaces de RF. Por tanto, parece conveniente el estudio de nuevas alternativas a las técnicas de modulación utilizadas hasta la fecha, que permitan un mejor aprovechamiento de la capacidad espectral del canal infrarrojo.

En anteriores trabajos se ha presentado un sistema OFDM óptico para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios transmisores y uno o varios receptores [4]. En este trabajo, basándonos en otros trabajos previos sobre sistemas

adaptativos con un único usuario transmisor [5–7], se ha desarrollado un sistema adaptativo que permite adecuar la tasa de transmisión a las características actuales del canal además de utilizar técnicas de recepción que permiten la coexistencia de múltiples usuarios. El receptor utiliza la técnica de detección multiusuario conocida como acceso múltiple por división de espacio (SDMA), en concreto la técnica de detección lineal LS (*least-squares*) [8], en conjunción con técnicas de recepción en diversidad angular. Los resultados obtenidos muestran una mejora importante con respecto a los sistemas presentados previamente, dado que el nuevo sistema es capaz de adaptar la tasa de transmisión a las características que presenta en todo momento el canal, haciéndolo además en un entorno donde coexisten múltiples usuarios transmitiendo simultáneamente.

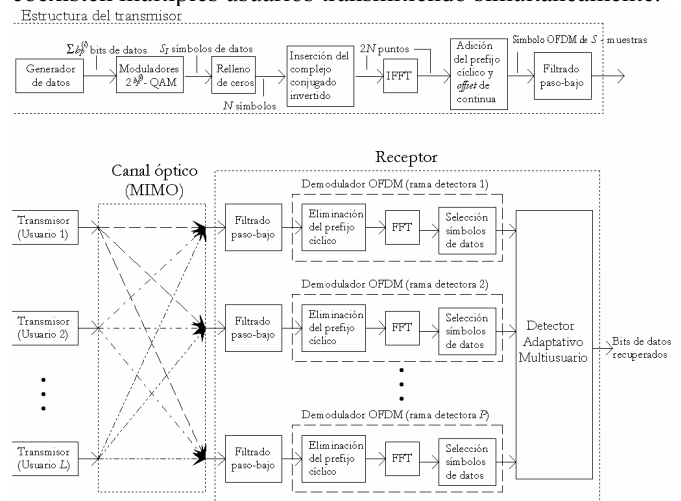


Fig. 1. Sistema OFDM óptico adaptativo para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios

## II. SISTEMA OFDM ÓPTICO ADAPTATIVO PARA ENTORNOS CON MÚLTIPLES USUARIOS

En la figura 1 se muestra el esquema de bloques del sistema OFDM óptico adaptativo propuesto para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios. La estructura de los  $L$  transmisores se corresponde con la utilizada por el sistema OFDM óptico adaptativo propuesto anteriormente para comunicaciones de un único usuario

transmisor [5-7], y se repite aquí. En cuanto al receptor, la estructura es algo más compleja y está basada en la utilizada por el sistema OFDM óptico no adaptativo para entornos con múltiples usuarios [4], aunque se le han añadido ciertos bloques que permiten adaptar la tasa de transferencia del sistema a las características del canal (ver en la figura 2 la estructura del detector). Obsérvese que el receptor en diversidad angular dispone de  $P$  ramas detectoras, cada una de las cuales tiene asociado un bloque demodulador OFDM propio. Posteriormente, el bloque detector se encarga de combinar las señales recibidas por las distintas ramas detectoras, correspondientes a los distintos usuarios, y reducir tanto las componentes de ruido como las interferencias debidas al resto de usuarios transmisores, así como determinar la tasa de transferencia más adecuada para las características que presenta en ese momento el canal.

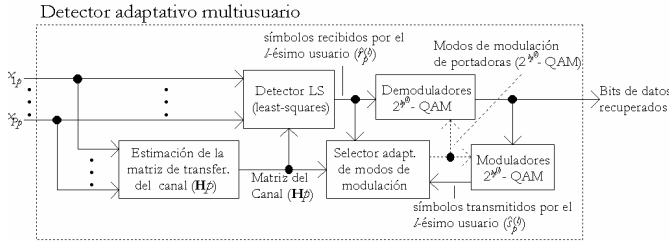


Fig. 2. Detector adaptativo multiusuario

El vector de señales complejas  $\mathbf{x}_{p,n}$  recibido por el array de detectores de  $P$  ramas, correspondiente a la subportadora  $p$ -ésima para el símbolo OFDM  $n$ -ésimo, está constituido por la superposición de las señales distorsionadas asociadas a los  $L$  usuarios que comparten el mismo medio de transmisión. Asimismo, la señal está afectada por ruido gaussiano en cada una de las ramas detectoras. A partir de ahora, el índice  $n$  se omitirá en la notación para hacer la discusión más clara, con lo que se tiene que:

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{H}_p \mathbf{s}_p + \mathbf{n}_p \quad (1)$$

donde el vector de las señales recibidas  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ , el vector de las señales transmitidas  $\mathbf{s}_p \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  y el vector de ruido  $\mathbf{n}_p \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ , vienen dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= (x_{1p}, x_{2p}, \dots, x_{pp})^T \\ \mathbf{s}_p &= (s_p^{(1)}, s_p^{(2)}, \dots, s_p^{(L)})^T \\ \mathbf{n}_p &= (n_{1p}, n_{2p}, \dots, n_{pp})^T \end{aligned} \quad (2)$$

La matriz que contiene los factores de transferencia del canal en el dominio de la frecuencia  $\mathbf{H}_p \in \mathbb{C}^{P \times L}$  está constituida por el conjunto de vectores de factores de transferencia del canal  $\mathbf{H}_p^{(l)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ ,  $l = 1, \dots, L$ , para cada uno de los  $L$  usuarios:

$$\mathbf{H}_p = (\mathbf{H}_p^{(1)}, \mathbf{H}_p^{(2)}, \dots, \mathbf{H}_p^{(L)}) \quad (3)$$

cada uno de los cuales contiene los factores de transferencia en el dominio de la frecuencia entre cada emisor asociado a un usuario particular  $l$  y las diferentes ramas detectoras  $j = 1, \dots, P$ :

$$\mathbf{H}_p^{(l)} = (H_{1p}^{(l)}, H_{2p}^{(l)}, \dots, H_{pp}^{(l)})^T \quad (4)$$

Una estimación  $\hat{\mathbf{s}}_p \in \mathbb{C}^{L \times 1}$  del vector  $\mathbf{s}_p$  de las señales transmitidas por los  $L$  usuarios es generada mediante la combinación lineal de las señales recibidas por los  $P$

elementos detectores del receptor, con la ayuda de una matriz de pesos  $\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{P \times L}$ , resultando en:

$$\hat{\mathbf{s}}_p = \mathbf{W}_p^H \mathbf{x}_p \quad (5)$$

donde  $\mathbf{W}_p^H$  representa la matriz adjunta o transpuesta conjugada de la matriz  $\mathbf{W}_p$ . Para el detector LS, la matriz de pesos viene dada por [9]:

$$\mathbf{W}_{p,LS} = \mathbf{H}_p (\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p)^{-1} \quad (6)$$

Obsérvese que se requiere el conocimiento de las funciones de transferencia del canal  $\mathbf{H}_p$ . La componente asociada al usuario  $l$ -ésimo del vector de estimación de las señales transmitidas viene dada por:

$$\hat{s}_{p,LS}^{(l)} = \mathbf{w}_{p,LS}^{(l)H} \mathbf{x}_p \quad (7)$$

La señal anterior es una estimación del símbolo transmitido por el usuario  $l$ -ésimo, durante la transmisión del símbolo  $n$ -ésimo y utilizando la portadora  $p$ -ésima. Por tanto, puede compararse, mediante un demodulador  $2^{b_p^{(l)}}$ -QAM adecuado al modo de modulación utilizado por el transmisor en la portadora  $p$ -ésima, con cada uno de los símbolos de la constelación, seleccionando como símbolo más probable de haber sido transmitido aquél cuya distancia euclídea sea mínima con respecto a la estimación.

En el receptor, la *relación señal a ruido (SNR) efectiva en el demodulador* puede determinarse (ver figura 2), mediante los símbolos recibidos  $r_p^{(l)}$  y una estimación de los símbolos transmitidos  $s_p^{(l)}$  obtenida a partir de los bits de datos recibidos suponiendo transmisión libre de errores:

$$\overline{SNR}_{eff}^{(l)} \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\overline{|s_p^{(l)}|^2}}{\overline{|r_p^{(l)} - s_p^{(l)}|^2}} \quad (8)$$

La relación señal a ruido existente en cada sub-banda ( $SNR_p^{(l)}$ ) para el usuario  $l$ -ésimo, puede obtenerse a partir de esta relación señal a ruido efectiva, así como la estimación de la respuesta efectiva del canal debida al detector LS:

$$SNR_p^{(l)} = \frac{\sigma_l^2}{\text{MSE}_{p,LS}^{(l)}} = \frac{\overline{((\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p)^{-1})_{[l,l]}}}{\overline{((\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p)^{-1})_{[l,l]}}} \overline{SNR}_{eff}^{(l)} \quad (9)$$

donde  $\sigma_l^2$  es la potencia de transmisión del usuario  $l$ -ésimo y  $\text{MSE}_{p,LS}^{(l)}$  es el error cuadrático medio durante la detección. Los subíndices  $(\ )_{[l,l]}$  indican el  $l$ -ésimo elemento de la diagonal de la matriz que se encuentra entre paréntesis.

El valor de la SNR en la sub-banda puede ser utilizado por el receptor para determinar el modo de modulación más adecuado a utilizar por el usuario  $l$ -ésimo en dicha sub-banda, de tal forma que no se supere una determinada tasa de error (BER) prefijada, en base a unos determinados niveles de selección. Sin embargo, es posible incrementar la tasa de símbolo total del sistema, si lo que se hace es intentar mantener la tasa de error promedio, no la tasa instantánea como en el caso anterior, por debajo de dicho umbral. Sea  $b_p^{(l)}$  el número de bits transmitidos por la portadora  $p$ -ésima, y  $P_p^{(l)}$  la probabilidad de tasa de error de dicha portadora cuando utilizamos el modo de modulación  $2^{b_p^{(l)}}$ , la probabilidad de tasa de error promedio viene dada por:

$$P_{avg}^{(l)} = \frac{1}{B^{(l)}} \sum_{p=1}^{S_l} b_p^{(l)} P_p^{(l)}(b_p^{(l)}, SNR_p^{(l)}) \quad (10)$$

donde  $B^{(l)}$  es la tasa total adaptativa del usuario  $l$ -ésimo:

$$B^{(l)} = \sum_{p=1}^{S_l} b_p^{(l)} \quad (11)$$

Con la idea de seleccionar las portadoras más adecuadas para incrementar su tasa de símbolo se puede utilizar el siguiente criterio que busca maximizar el incremento en la tasa total de bits dada por (11), con el mínimo incremento en la probabilidad de error promedio dada por (10):

$$\theta_{p,\Delta B}^{(l)} = (b_{p,\Delta B}^{(l)} P_{p,\Delta B}^{(l)} - b_p^{(l)} P_p^{(l)}) / (b_{p,\Delta B}^{(l)} - b_p^{(l)}) \quad (12)$$

Aquí, los valores indicados con el subíndice  $\Delta B$  se refieren a los nuevos valores que toman  $b_p^{(l)}$  y  $P_p^{(l)}$  cuando se utiliza el siguiente modo de modulación posible.

### III. RESULTADOS

Para evaluar el rendimiento del sistema OFDM adaptativo propuesto para comunicaciones ópticas no guiadas en entornos con múltiples usuarios, se han realizado diferentes simulaciones sobre una configuración de laboratorio amueblado, cuya respuesta al impulso ha sido determinada para las diferentes posiciones de los transmisores y del receptor mediante un algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo [10]. Las posiciones relativas en el laboratorio de los seis transmisores considerados y el receptor se esquematizan en la figura 2, donde igualmente se muestran las configuraciones de los emisores y el detector de infrarrojos, el cual hace uso de diversidad angular en recepción ( $P = 6$ ). Las características más importantes de los distintos elementos se indican en la tabla 1.

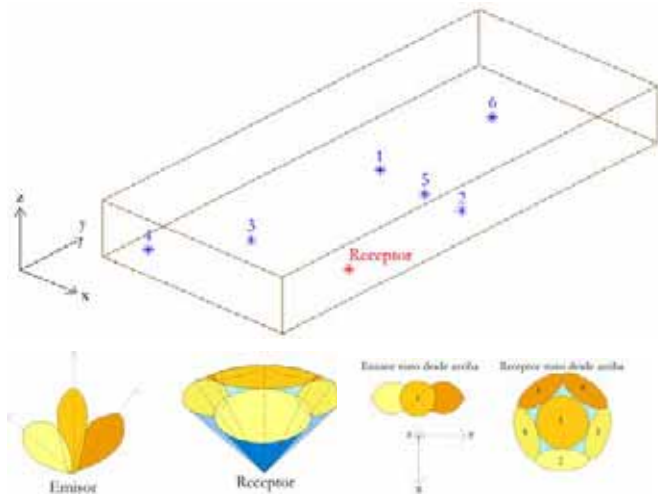


Fig. 3. Ubicación de los transmisores y del receptor en el laboratorio, así como sus estructuras.

Tabla 1. Configuraciones de emisores y receptor

Emisores		Receptor
Posiciones: (x y z) [m]	Diagramas de radiación	Posición (x y z) [m]: (5,2 3,0 0,75)
Emisor 1: (2,9 6,6 1,6)	Modo (n): 2	Área: 1 cm <sup>2</sup>
Emisor 2: (5,2 7,0 0,75)	Nº de lóbulos: 3	FOV: 40º
Emisor 3: (2,5 2,5 0,75)	Orientación (elevación, acimut):	Orientación de las ramas detectoras (elevación, acimut):
Emisor 4: (1,0 0,5 0,75)	(45º -90º), (0º 0º), (45º 90º)	(0º, 0º), (45º, 0º), (45º, 72º),
Emisor 5: (4,0 7,0 0,75)		(45º, 144º), (45º, 216º), (45º, 288º)
Emisor 6: (2,5 11,0 0,75)		

Se han realizado múltiples simulaciones suponiendo una tasa de datos de 1 Msímbolo/s. Los transmisores disponen de  $N = 64$  portadoras, de las que únicamente  $S_j = 52$  transportan realmente información, mientras que las restantes (entre ellas la correspondiente al nivel de continua) transmiten símbolos nulos. Se ha utilizado un amplificador de salida con un *back-off* de 9 dB, lo que permite amplificar por cinco las amplitudes de las secuencias de entrenamiento, utilizadas durante la estimación de las respuestas del canal [6,7], tratadas por el método de Rudin-Shapiro sin que se produzca saturación [6]. En todas las simulaciones se han utilizado  $TS=10$  secuencias de entrenamiento para estimar la respuesta del canal entre los distintos usuarios transmisores y las ramas del receptor. La duración del prefijo cíclico es de 32 muestras y la longitud de la FFT/IFFT es de 128 puntos, lo que produce una tasa de muestreo de 160 Mmuestras/s para la tasa de símbolo OFDM utilizada (1 Msímbolo/s). El ancho de banda de los filtros de salida de los transmisores y de entrada al receptor es de 80 MHz, lo suficiente para permitir el paso de la señal OFDM transmitida. La tasa máxima alcanzable por un transmisor es de 208 Mbits/s, cuando utiliza 16-QAM en todas sus portadoras (4 bits por símbolo, 52 portadoras).

La figura 4 muestra la tasa media de símbolo en bits por símbolo (BPS) y la tasa de error (BER) frente a la SNR promedio en las ramas detectoras del usuario 1, obtenida por un sistema con cuatro modos de modulación posibles (“no transmisión”, BPSK, QPSK y 16-QAM), ante la coexistencia de  $L$  usuarios transmisores. La tasa de error impuesta fue de  $10^{-2}$ . Podemos observar que, en todos los casos, el sistema adaptativo mantiene una tasa de error prácticamente constante y cercana al valor impuesto, durante un amplio rango de valores de SNR. Una vez se alcanza la máxima tasa de transmisión posible (4 BPS), se observa un rápido decaimiento del BER del sistema debido al incremento de la SNR del canal.

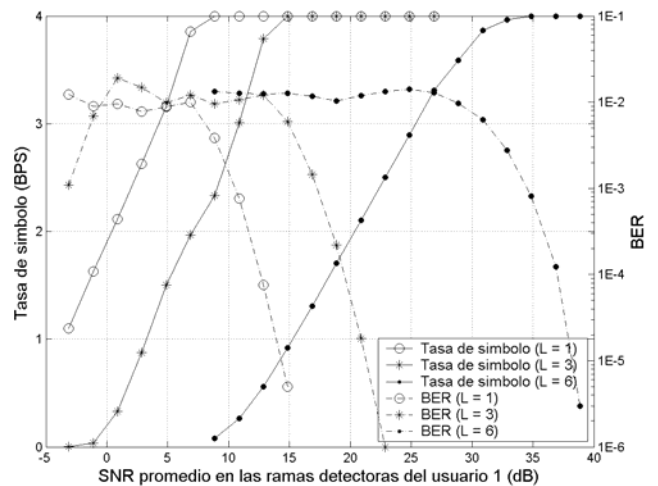


Fig. 4. Tasa promedio de bits por símbolo y tasa de error del usuario 1 en función del número  $L$  de usuarios transmisores que comparten el canal.

En la figura 5, se comparan las tasas promedio de símbolo obtenidas por los dos sistemas multiusuario, el propuesto en este trabajo y el sistema presentado en [4] que utiliza el mismo modo de modulación en todas las subportadoras (tasa fija), cuando se consideran diferentes números  $L$  de usuarios transmisores. En los resultados no se

aprecia una ganancia realmente significativa de la SNR del canal, lo que es debido a la respuesta en frecuencia “efectiva” prácticamente plana obtenida con el detector LS para los canales infrarrojos en estudio, lo que impide que se puedan conseguir aumentos significativos de la tasa de transferencia. Sin embargo, hemos de tener en cuenta que el nuevo sistema es capaz de adaptarse a las características del canal para controlar que no se supere una tasa de error prefijada, cosa que no puede hacer el esquema propuesto previamente en [4].

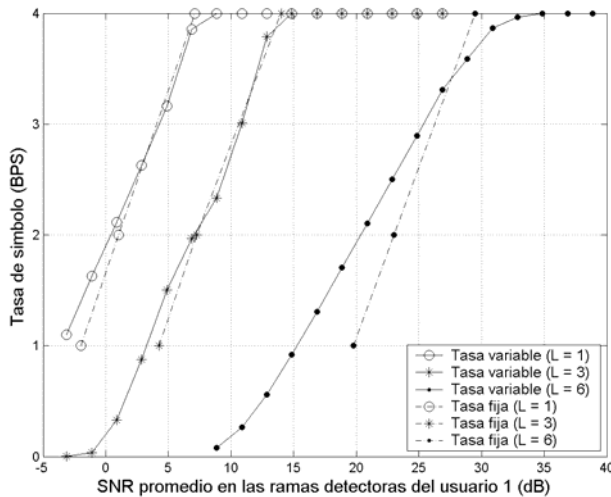


Fig. 5. Comparación de la tasa de símbolo del sistema adaptativo y del sistema multiusuario no adaptativo

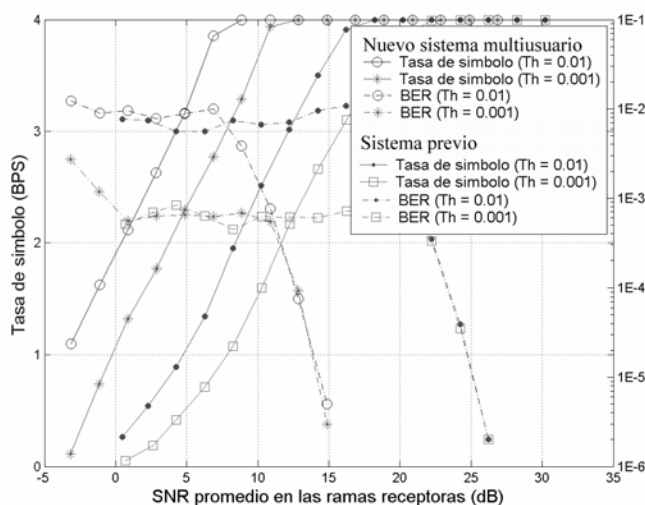


Fig. 6. Comparación de las prestaciones del nuevo sistema adaptativo con respecto al presentado en [7], cuando se afronta una comunicación con un único usuario transmisor.

Finalmente, en a figura 6 se comparan las tasas de símbolo alcanzadas con el nuevo sistema multiusuario y el esquema adaptativo presentado en [7], cuando se afronta una comunicación donde sólo interviene un único usuario transmisor ( $L = 1$ ). Se pueden observar ganancias en la SNR superiores a los diez decibelios con el nuevo esquema propuesto, lo que es debido evidentemente a la mayor complejidad de la estructura del receptor en diversidad angular (seis ramas demoduladoras).

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha presentado un sistema SDMA-OFDM adaptativo para comunicaciones ópticas no guiadas que permite alcanzar elevadas tasas de transmisión en entornos con múltiples usuarios. El sistema propuesto emplea conjuntamente el uso de la técnica de detección LS con la recepción en diversidad angular. El sistema ofrece un incremento importante de prestaciones con respecto a un sistema no adaptativo multiusuario y otros sistemas adaptativos pensados para comunicaciones en entornos con un único usuario transmisor, que han sido presentados en trabajos previos. El sistema, a pesar de su relativa sencillez, es capaz de ofrecer elevadas tasas de transferencia a la vez que se adapta a la respuesta que presenta el canal en ese momento, haciéndolo además en un entorno donde coexisten múltiples usuarios transmisores. En futuros trabajos, se considerará el estudio de estructuras más complejas de transmisores y receptores, tales como las que utilizan técnicas de holografía óptica [11], con la idea de alcanzar incluso mayores tasas de transferencia.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el plan nacional del Ministerio de Ciencia y Tecnología (TIC2003-07005).

#### REFERENCIAS

- [1] IEEE 802.11a, "High Speed Physical Layer in the 5 GHz band", 1999.
- [2] ETSI TS 101 475 v1.3.1, "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer", 2001.
- [3] IEEE 802.11g, "Further higher data rate extension in the 2.4 GHz band", 2003.
- [4] O. González, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, B.R. Mendoza, A. Ayala, "OFDM sobre canales ópticos no guiados en entornos con múltiples usuarios", URSI 2005, XX *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sep. 2005.
- [5] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, "Sistema OFDM adaptativo sobre el canal óptico no guiado en interiores", URSI 2004, XIX *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sep. 2004.
- [6] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, "OFDM over indoor wireless optical channel", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 152, no. 4, pp. 199-204, Aug. 2005.
- [7] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, "Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, OPT-2005-0081, aceptado para publicación, Enero 2006.
- [8] S. Thoen, L. Deneire, L. Van der Perre, M. Engels, H. De Man, "Constrained least squares detector for OFDM/SDMA-based wireless networks", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 1, pp. 129-140, Jan. 2003.
- [9] 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.
- [10] O. González, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, B.R. Mendoza, A. Ayala, "Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a Monte Carlo based ray tracing algorithm", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 124-130, Jan. 2005.
- [11] M. Kavehrad, S. Jivkova, "Indoor broadband optical wireless communications: optical subsystems designs and their impact on channel characteristics", *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, no. 2, pp. 30-35, April 2003.