

# ACCESO MÚLTIPLE SOBRE CANALES ÓPTICOS NO GUIADOS BASADO EN CÓDIGOS ÓPTICOS ALEATORIOS

Oswaldo González<sup>(1)</sup>, Jesús A. Martín<sup>(2)</sup>, Enrique Poves<sup>(2)</sup>, Silvestre Rodríguez<sup>(1)</sup>, F.J. López-Hernández<sup>(2)</sup>

oghdez@ull.es, jesus.martin@tfo.upm.es, kike@tfo.upm.es, srdguezp@ull.es, dxtn@tfo.upm.es

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

<sup>(2)</sup>Dpto. Tecnología Fotónica, Universidad Politécnica de Madrid  
Av. Complutense, S/N, 28040 Madrid, Spain

**Abstract**—In this paper, an adaptive optical codes-based system is proposed for communications over the indoor wireless optical channel when large numbers of users access to the channel simultaneously. The designed system uses a code-division multiple access scheme based on the named random optical codes (ROCs). The characteristics of this kind of optical codes are described. Several results about its performance over noisy indoor wireless optical channels are also presented. Finally, a code-division multiple access system which is able to adapt its data rate to the number of users which are accessing simultaneously the channel in each moment is described. The obtained results show as the proposed system is able to maintain a target bit error rate adapting its data throughput when the number of users in the optical environment changes.

## I. INTRODUCCIÓN

En la última década, las comunicaciones ópticas no guiadas se han planteado como una alternativa atractiva a las comunicaciones mediante enlaces de radiofrecuencia (RF). Los trabajos pioneros en este campo se centraron en los llamados enlaces difusos [1], [2], [3], si bien es cierto que este tipo de canales presentan como principal desventaja frente a los enlaces RF sus elevadas pérdidas por multipropagación. A pesar de lo anterior, en los últimos años se han realizado grandes esfuerzos investigadores en aras de mejorar las prestaciones de los canales ópticos no guiados, sobre todo en lo que se refiere a las estructuras de emisores y receptores [4], [5], o el uso de esquemas de mayor eficiencia espectral como la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) [6].

Otro tema de gran interés actualmente es el relativo a las comunicaciones en entornos con múltiples usuarios. Para el caso de un número reducido de usuarios se han propuesto soluciones basadas en esquemas OFDM con acceso múltiple por división de espacio (SDMA) [7] o simplemente el uso de esquemas CDMA adaptados a pocos usuarios [8]. Los trabajos anteriores utilizan estructuras de receptores complejas para compensar las deficiencias del canal infrarrojo con el fin de alcanzar elevadas tasas de transferencia, pero son inviables cuando el número de usuarios se hace muy elevado. El acceso múltiple de numerosos usuarios ha sido tratado en profundidad en el caso de las comunicaciones por fibra óptica, donde la técnica CDMA mediante códigos ópticos ortogonales (OOC) se ha impuesto como una de las más simples y eficientes [9], [10], [11], en contraposición a esquemas TDMA o FDMA.

Los códigos OOC generalizados [11] presentan una serie de características que los hacen óptimos para el diseño de códigos de longitudes cortas, los cuales son adecuados para entornos con un número de usuarios reducido. Sin embargo, las restricciones impuestas por estos códigos incrementan prohibitamente su complejidad de generación cuando el número de usuarios crece, a la vez que su rendimiento deja de ser significativo frente a otro tipo de códigos ópticos. Recientemente, una nueva familia de códigos, denominados códigos ópticos aleatorios, ha sido propuesta como una alternativa más sencilla, y de prestaciones similares para códigos de longitudes grandes, a los códigos OOC [12], [13]. Basado en estos códigos, este trabajo se centra en el diseño de un sistema para entornos multiusuario densamente poblados, que es capaz de mantener la tasa de error del sistema en el valor previsto adaptando sus características al número de usuarios en cada momento.

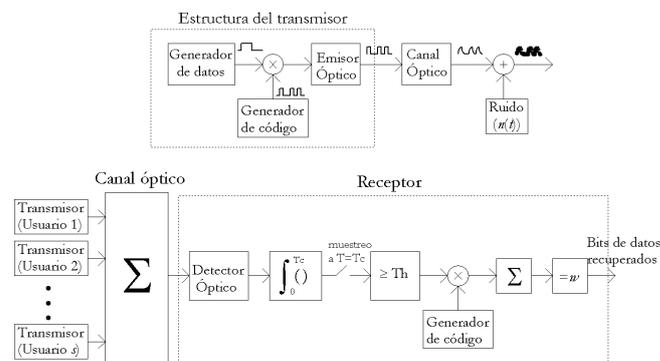


Fig. 1. Sistema CDMA óptico para múltiples usuarios

## II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema CDMA óptico propuesto. Para un número de usuarios  $s$  (pares transmisores/receptores), la señal transmitida por el usuario  $n$ -ésimo vendrá dada por

$$s_n(t) = P b_n(t) c_n(t), \quad 0 \leq t \leq T = L T_c \quad (1)$$

donde  $P$  es la potencia de transmisión,  $b_n(t)$  es la secuencia de datos (0, 1) del  $n$ -ésimo usuario,  $c_n(t)$  es el código

asignado a dicho usuario,  $T_c$  es el tiempo de *chip*,  $L$  es la longitud del código (número de *chips* o *slots*) y  $T = LT_c$  es la duración del código, la cual debe corresponderse con el tiempo de bit. La secuencia de código puede expresarse como

$$c_n(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_n(j)P_{T_c}(t - jT_c), \quad n = 1, 2, \dots, s \quad (2)$$

donde  $P_{T_c}$  es un pulso rectangular unitario de duración  $T_c$ ,  $c_n(j)$  es igual a 0 o 1, y además  $c_n(j) = c_n(j+L)$  para todo  $j$  y  $n$ , con lo que se tendrá una secuencia de código periódica dada por  $\mathbf{c}_n = (c_n(0), c_n(1), \dots, c_n(L-1))$ . La señal que llega al receptor 1 (véase la figura 1) será un compendio de las señales transmitidas (alteradas por la respuesta  $h_{n1}(t)$  del canal óptico existente entre el usuario  $n$ -ésimo y dicho receptor) más una componente de ruido  $n(t)$

$$r_1(t) = \sum_{n=1}^s h_{n1}(t) \otimes s_n(t) + n(t) \quad (3)$$

siendo  $s$  el número total de usuarios transmisores y  $\otimes$  denota convolución. En el receptor, la señal  $r_1(t)$  es integrada y muestreada a intervalos de tiempo  $T_c$  y pasada a través de un detector de umbral, de tal forma que a la salida del mismo se tendrá una versión digital (0s o 1s) de la señal de entrada al receptor, la cual es multiplicada por la señal de código correspondiente al usuario 1 (también es posible la implementación digital mediante una puerta AND). Por último, se comprueba si el número de pulsos recibidos coincide con el peso del código  $w$ , es decir, con el número de  $c_n(j)$  iguales a 1 del código. En caso afirmativo, se considera que se ha recibido un bit '1'. En otro caso, se considera que se ha recibido un bit '0'.

#### A. Códigos Ópticos Aleatorios

Los códigos ópticos aleatorios (ROC, *Random Optical Codes*) vienen caracterizados por dos parámetros que se han definido previamente: su longitud  $L$  y su peso  $w$ . En estos códigos, los  $w$  pulsos se distribuyen de manera aleatoria en  $L$ . Por otro lado, si el bit de datos a transmitir es un '1' se envía una secuencia de código. En caso contrario, es decir, cuando el bit a transmitir sea '0', no se envía nada.

Si consideramos que existe igual probabilidad de enviar un dato '1' o '0', esto es,  $P(0) = P(1) = 1/2$ , se llega a que la probabilidad de error (en ausencia de ruido y sobre canal ideal) de los códigos ROC ante un sistema con  $s$  usuarios transmisores viene dada por [12], [13]

$$P_e = \frac{1}{2^s} \sum_{i=0}^{s-1} \binom{s-1}{i} \left(1 - \left(1 - \frac{w}{L}\right)^i\right)^w \quad (4)$$

La expresión anterior nos indica la tasa de error en el receptor, debido a la interferencia de los restantes  $s-1$  usuarios, al reconocer un bit '1' cuando realmente el usuario correspondiente ha enviado un bit '0'. Cuando el usuario deseado transmite un bit '1', los restantes usuarios, dada la naturaleza aditiva de los códigos ópticos, no pueden más que reforzar la señal recibida, por lo que la probabilidad de error en dicho caso siempre será cero. En la ecuación (4) no se ha tenido en cuenta el ruido en el receptor ni la distorsión

sufrida por las señales debida a la respuesta de los canales ópticos no guiados. Sin embargo, siempre y cuando el tiempo de *chip* sea suficientemente elevado con respecto al tiempo de coherencia de la respuesta del canal, o análogamente a su dispersión de retardo ( $T_c \geq 10D$ ), y la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) tenga un valor apropiadamente grande, se tendrá que ambos efectos son despreciables y que la probabilidad de error converge al valor dado por la ecuación anterior. La dispersión de retardo viene dada por [1]

$$D = \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \mu)h^2(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t)dt} \right]^{1/2} \quad (5)$$

donde el retardo medio  $\mu$  está dado por

$$\mu = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} th^2(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t)dt} \quad (6)$$

#### B. Estudio del Rendimiento del Sistema

En la figura 2 se muestra la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) del sistema sobre canal óptico no guiado en función de la relación señal a ruido pico, considerando ruido AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Dicha tasa de error se muestra para un código de longitud  $L = 900$  con diferentes pesos ( $w = 10, 20, 30$ ) y número de usuarios ( $s = 1, 50, 100$ ). Las características del recinto donde se establece la comunicación se encuentran en la tabla I con los emisores/receptores esparcidos uniformemente a lo largo del mismo. Las respuestas al impulso de los canales ópticos han sido obtenidas utilizando un algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo [14] (en la tabla,  $\rho$ ,  $r_d$  y  $m$  son el coeficiente de reflexión, la constante de reflexión difusa y la directividad del patrón de reflexión especular, respectivamente).

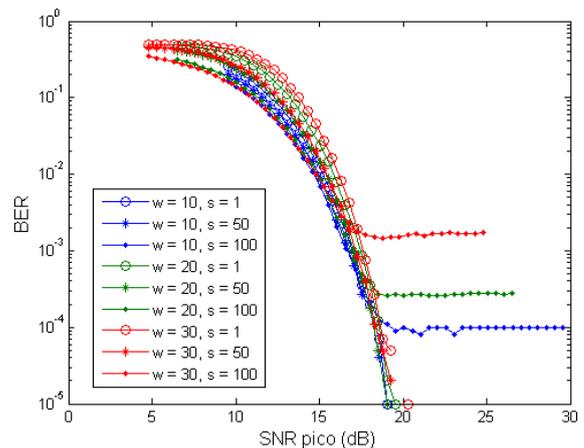


Fig. 2. Probabilidad de error del sistema sobre canal óptico con ruido AWGN

Las respuestas al impulso de los canales descritos en la tabla I presentan dispersiones de retardo  $D$  comprendidas entre 2 y 8 ns. Dado que las curvas de la figura 2 se obtuvieron para una tasa de bit  $R = 1$  kbps, se tiene que la tasa de chip es  $R_c = LR = 900$  kchips/s, esto es,  $T_c = R_c^{-1} \approx 1.1 \mu s$ , valor muy por encima del valor  $D_{max}$  para los canales estudiados. Observando la gráfica podemos comprobar cómo, independientemente del valor de  $w$ , todas las curvas decaen

TABLE I  
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Recinto de comunicación			
largo(x):	1,65 m		
ancho(y):	2,465 m		
alto(z):	1,615 m		
Materiales	$\rho$	$r_d$	$m$
Pintura blanca	0,76	0,886	7
Resolución ( $\Delta t$ ): 0,2 ns			
Tiempo de simulación ( $t_{max}$ ): 50 ns			
Número de rayos ( $N_R$ ): 1.000.000			

rápida y asintóticamente para valores de SNR pico de unos 20 dB, salvo en el caso de  $s = 100$ , en cuyo caso se tiende a un valor de BER constante dependiente de  $w$ . Dicho valor de BER coincide para dichas curvas con el predicho por la ecuación (4). De hecho, se tendrá que las curvas para  $s = 50$  también tenderán a un determinado valor dado por (4), lo que ocurre es que éstos se encuentran muy por debajo de  $10^{-5}$ . De esta forma, podemos concluir que, siempre que se cumplan las siguientes dos condiciones

$$\text{SNR}_{\text{pico}} \geq 25 \text{ dB} \quad (7)$$

$$T_c \geq 10D_{max}$$

la probabilidad de error del sistema podrá obtenerse a partir de (4) en función del número de usuarios  $s$ , la longitud del código  $L$  y su peso  $w$ . La relación  $\text{SNR}_{\text{pico}}$  se refiere al cociente entre la potencia eléctrica pico de la señal recibida debida al usuario 1 y la potencia de ruido  $P_N$

$$\text{SNR}_{\text{pico}} = \frac{2L}{w} \text{SNR}_{\text{media}} = \frac{2LP^2 H_{11}^2(0)}{wP_N} \quad (8)$$

donde

$$H_{11}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{11}(t) dt \quad (9)$$

Partiendo de la expresión (4), es posible obtener una representación gráfica de valores óptimos de  $L$  y  $w$  para probabilidades de error  $P_e$  fijas (véanse las figuras 3 y 4). En primer lugar, se obtendría, utilizando la figura 3, el valor mínimo de  $L$  ( $L_{min}$ ) requerido para obtener la probabilidad de error  $P_e$  buscada, y a continuación haríamos uso de la figura 4 para determinar el valor óptimo de  $w$  ( $w_{opt}$ ). En las figuras se esquematiza un caso en el que se busca  $P_e = 10^{-2}$  para  $s = 51$  usuarios. Si no se tiene suficiente precisión en las curvas, es posible obtener los valores buscados por extrapolación. En este caso, se obtendría que los parámetros óptimos para el código serían  $L = 212$  y  $w = 5$ .

### III. RESULTADOS

El sistema CDMA óptico adaptativo propuesto ha sido probado para la configuración del recinto descrita en la tabla I, para diferente número de usuarios ( $s$ ) y probabilidades de error ( $P_e$ ) buscadas. Para obtener los resultados de la figura 5 se han cumplido las condiciones (7), concretamente se ha tomado  $T_c = 11D_{max}$  y  $\text{SNR}_{\text{pico}} \approx 30$  dB. Podemos observar la buena coincidencia entre los valores de  $P_e$  buscados y la tasa de error (BER) obtenida por el sistema. Por otro lado, en la figura 6 se puede comprobar cómo la tasa de error

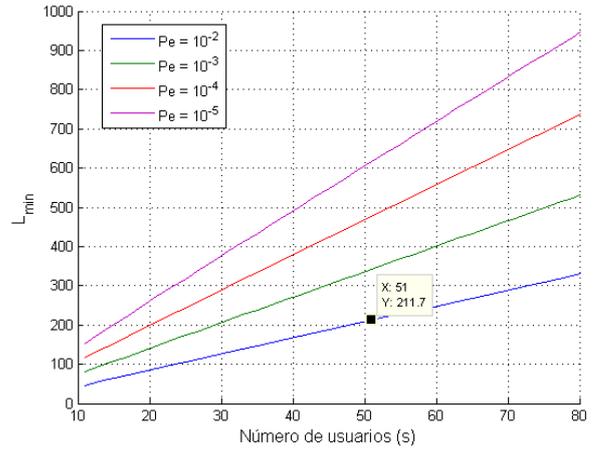


Fig. 3. Obtención de  $L_{min}$  dado  $s$  y la probabilidad de error  $P_e$

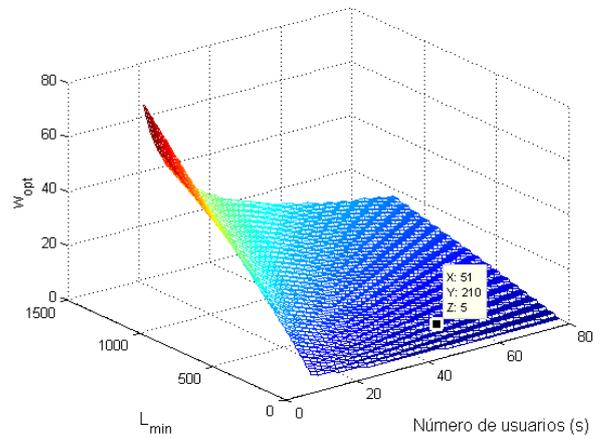


Fig. 4. Obtención de  $w_{opt}$  dado  $L_{min}$  y  $s$

de bit tiende al valor buscado a medida que el valor de la  $\text{SNR}_{\text{pico}}$  se aproxima al valor establecido por la condición (7). Por tanto, sólo en el caso de cumplirse dicha condición previa, podremos obtener valores de tasa de error controlados.

En cuanto a la tasa de transferencia  $R$  del sistema (véase la figura 5), evidentemente ésta depende tanto de  $L$  como de  $T_c$ . El valor mínimo de  $L$  lo obtenemos de las especificaciones del número de usuarios y tasa de error buscada, pero  $T_c$  depende claramente de las características del canal infrarrojo. Como podemos observar, para una probabilidad de error de  $P_e = 10^{-2}$ , la tasa de datos varía entre un máximo de algo más de 250 kbps para  $s = 10$  usuarios y un mínimo de unos 35 kbps para  $s = 80$  usuarios transmisores. Estos valores se han obtenido considerando  $T_c = 11D_{max}$ , aunque se podrían obtener tasas de transferencia  $R$  de al menos el doble de valor aplicando un criterio menos estricto, teniendo en cuenta que en promedio  $D$  es inferior a 4 ns, en contraposición al valor de  $D_{max}$  (8 ns). Sin embargo, hemos de tener en cuenta que, a medida que comencemos a alejarnos de la condición impuesta por (7), el sistema será cada vez más incontrolable obteniéndose tasas de error superiores a la buscada, de forma similar a como ocurre en el caso de la  $\text{SNR}_{\text{pico}}$  del canal (figura 6).

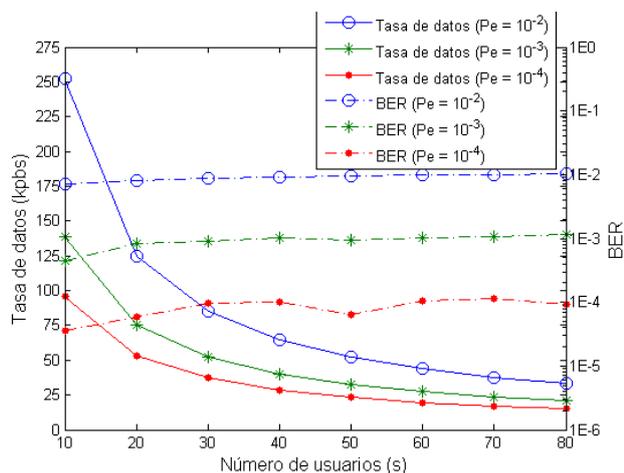


Fig. 5. Tasa de datos del sistema en función de  $s$  y  $P_e$

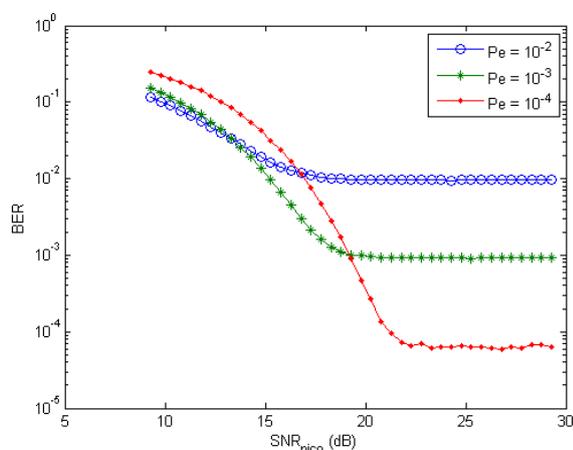


Fig. 6. BER del sistema en función de la  $SNR_{pico}$  para  $s = 50$  usuarios

En las simulaciones anteriores, también se ha considerado que los transmisores tienen sincronismo de *chip* en transmisión, es decir, el inicio de un nuevo *chip* está sincronizado en todos los transmisores, lo que puede conseguirse utilizando algún sistema maestro de reloj de referencia suministrado por algún dispositivo de la red. Este dispositivo maestro debería igualmente informar en todo momento del número de usuarios “activos” de forma que los transmisores puedan adaptar sus códigos a las nuevas características de la red. Si esto no es así, el sistema podría adaptarse mediante el estudio de la tasa de error para bits de prueba enviados a intervalos concretos, pero esto complicaría la estructura de los receptores y los resultados obtenidos en principio no serían tan óptimos como en el caso de conocer exactamente la configuración de la red. En todo caso, para sistemas asíncronos se han observado diferencias en la tasa de error del sistema de apenas dos o tres veces el valor buscado. Además, los resultados anteriores se obtienen para la red con todos los usuarios transmitiendo simultáneamente, lo que en una aplicación real rara vez se da.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha presentado un sistema CDMA óptico para comunicaciones ópticas no guiadas en entornos densamente poblados adaptable a las características del canal en

cuanto al número de usuarios que transmiten simultáneamente y la probabilidad de error buscada. El esquema propuesto, de gran sencillez, es capaz de ofrecer tasas de transferencia de valores razonablemente grandes teniendo en cuenta el gran número de usuarios que comparten el medio, exigiendo valores de SNR relativamente bajos ( $SNR_{pico} \approx 25$  dB  $\Rightarrow SNR_{medio} \approx 5$  dB). Estos esquemas sencillos podrían plantearse en redes de sensores y actuadores donde la tasa de transferencia no es realmente una prioridad y sí el número total de dispositivos “activos”. Actualmente, el esquema propuesto se está utilizando en el diseño de una red de estas características para recintos cerrados en el interior de satélites [15].

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el plan nacional del Ministerio de Educación y Ciencia (TEC2006-13887-C05-01 y TEC2006-13887-C05-05).

#### REFERENCES

- [1] J.M. Kahn, J.R. Barry, “Wireless infrared communication”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Febrero 1997.
- [2] C.R. Lomba, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, “Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 1998, vol. 145, no. 3, pp. 191-197, Junio 1998.
- [3] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, 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. 2775-2780, Oct. 2000.
- [4] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, “High-speed power-efficient indoor wireless infrared communication using code combining - Part I”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1098-1109, Julio 2002.
- [5] B.R. Mendoza, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, O. González, E. Poves, “Considerations on the design of sectored receivers for wireless optical channels using a Monte-Carlo-based ray-tracing algorithm”, *IET Optoelectronics*, vol. 1, no. 5, pp. 226-232, Oct. 2007.
- [6] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, “OFDM over the indoor wireless optical channel”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 152, no. 4, pp. 199-204, Agosto 2005.
- [7] O. González, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, F. Delgado, A. Ayala, “Multi-user adaptive orthogonal frequency-division multiplexing system for indoor wireless optical communications”, *IET Optoelectronics*, vol. 1, no. 2, pp. 68-76, Abril 2007.
- [8] U.N. Griner, S. Arnon, “Multi-user diffuse indoor wireless infrared communication using equalized synchronous CDMA”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 9, pp. 1654-1662, Sept. 2006.
- [9] J.A. Salehi, “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part I: Fundamental principles”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 8, pp. 824-833, Agosto 1989.
- [10] H.M. Kwon, “Optical orthogonal code-division multiple-access system-Part I: APD noise and thermal noise”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 7, pp. 2470-2479, Julio 1994.
- [11] S. Mashhadi, J.A. Salehi, “Code-division multiple-access techniques in optical fiber networks-Part III: Systems performance analysis”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 8, pp. 1457-1468, Agosto 2006.
- [12] J.A. Martín-González, E. Poves, F.J. López-Hernández, “Probability of error analysis of random optical codes for optical code-division multiple-access”, *URSI 2007, XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sept. 2007.
- [13] J.A. Martín-González, E. Poves, F.J. López-Hernández, “Random optical codes in an intra-satellite optical wireless network”, *IEEE ICTON Mediterranean Winter Conference*, 2007.
- [14] 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, Enero 2005.
- [15] E. Poves, J.A. Martín-González, F.J. López-Hernández, “Use of optical orthogonal codes for intra-spacecraft communications”, *IEEE ICTON Mediterranean Winter Conference*, 2007.