

Evaluación de las prestaciones de un sistema OFDM sobre la red de alimentación de un vehículo

Juan José Sánchez-Martínez, Ana Belén Vallejo-Mora, José Antonio Cortés, Francisco Javier Cañete y Luis Díez
 Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones,
 Universidad de Málaga.
 Campus de Teatinos s/n, 29071.
 jjsm@ic.uma.es

Resumen—Este artículo analiza las prestaciones de las líneas de alimentación de los vehículos como medio de transmisión de información. La aplicación de la tecnología PLC (*Power Line Communication*) a vehículos presenta como ventajas la posibilidad de reducir el peso, los costes de fabricación de los automóviles, el consumo y por tanto la contaminación, así como introducir nuevas funciones sin necesidad de incorporar cables adicionales. En este contexto, el artículo evalúa la capacidad de las líneas de alimentación con un sistema OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), utilizando para la elección de sus parámetros el nuevo estándar de la Unión Internacional de Telecomunicaciones, G.hn (definido para las redes de distribución de la red eléctrica en el interior de las viviendas). Finalmente, se analiza la mejora en cuanto a régimen binario conseguido por usar una ventana no rectangular en recepción (*windowing*).

I. INTRODUCCIÓN

La utilización de la red eléctrica como medio para transmitir información (PLC, *Power Line Communications*) se remonta a principios del siglo XX. El uso de las líneas eléctricas internas de los edificios como potencial medio de transmisión ha sido tradicionalmente desestimado por considerarse ruidoso y de características impredecibles. En nuestros días, el interés por el estudio de las redes de distribución de energía eléctrica como canal de comunicación está creciendo a un ritmo considerable. El motivo más inmediato reside en la ventaja económica que supone la ubicuidad de estas redes, ya instaladas en todo el mundo desarrollado. En la actualidad, con la tecnología existente, la red eléctrica ofrece una alternativa a la banda ancha utilizando una infraestructura ya desplegada, donde basta un simple enchufe para estar conectado. Inicialmente surgió un gran interés en la utilización de las líneas de media y baja tensión como la parte de acceso a redes de telecomunicación de área extensa (WAN, *Wide Area Network*), constituyendo lo que se ha denominado la última milla. Esta idea ha ido perdiendo fuerza frente a otras alternativas como ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), VDSL (*Very High Speed Digital Subscriber Line*) y servicios de cable, tecnologías ya consolidadas en los países desarrollados. Esta alternativa posee grandes perspectivas de futuro para países en vías de desarrollo. Sin embargo, su aplicación para la creación de redes inteligentes (*Powerline Smart Grid*) que permitan una gestión eficiente de los recursos de la red eléctrica, la minimización de las pérdidas, ofrecer al cliente una mayor seguridad de suministro y la posibilidad de un mayor control del consumo es de actual interés. Recientemente, un consorcio de varias compañías españolas del sector eléctrico y de las telecomunicaciones, Endesa [1], Indra [2] y Ds2 [3], junto con dos universidades y compañías extranjeras han iniciado un proyecto europeo denominado INTEGRIS (*INTElligent Electrical GRID Sensor communications*) cuyo punto clave es desarrollar una infraestructura de bajo coste de despliegue que use como medio de transmisión el cable eléctrico ya existente utilizando información en tiempo real. Una segunda aplicación de la red eléctrica es la utilización de la misma para la configuración de redes de área local (LAN, *Local Area Network*) en el interior de los edificios, tanto en domicilios como en pequeñas oficinas. El gran interés asociado a las redes eléctricas de interior no sólo está condicionado por la facilidad de interconexión de ordenadores sino que el ámbito de actuación se extiende también a la transmisión de vídeo y de voz. Hoy día, son los propios servicios prestados por las operadoras de telecomunicación, el llamado triple play service (telefonía, vídeo e Internet), los que están favoreciendo el desarrollo de la tecnología PLC como sistema de comunicación de banda ancha.

El principal inconveniente que ralentiza la penetración en el mercado de la tecnología PLC de interior es la disponibilidad de un estándar técnico internacional. Sin embargo, la reciente aprobación del estándar G.hn bajo el amparo de la ITU (*International Telecommunication Union*), común al medio coaxial, línea telefónica y líneas eléctricas, va a propiciar un incipiente crecimiento en el interés de esta nueva tecnología. Dicho estándar establece como objetivo el proporcionar una capacidad de hasta 1Gbps. El uso de la red eléctrica de interior como medio de comunicación ha sido ampliamente estudiado, con artículos que analizan las características del canal como [4], [5], [6], [7] y otros que han evaluado la aplicación del estándar G.hn [8].

En los últimos años está surgiendo una nueva aplicación de las PLC en las redes de alimentación de los vehículos [9], [10], [11]. El objetivo consiste en permitir la comunicación entre dispositivos electrónicos integrados en los vehículos como sensores, elementos de seguridad, ordenador de a bordo, etc., así como para servicios multimedia. Esta alternativa supondrá reducir el peso de los vehículos considerablemente, pues todas estas transmisiones requieren de un cableado cuya longitud se extiende hasta varios kilómetros (el cableado supone el segundo elemento más pesado y costoso de un vehículo). Además, su implementación simplificará enormemente la incorporación de nuevos dispositivos al automóvil una vez puesto en circulación. Empresas como Toyota (con estaciones de precarga para vehículos híbridos) [12] o Yamar (DC-Bus)[13] utilizan las líneas

de alimentación para transmitir información. En los vehículos, la respuesta en frecuencia de los canales, de forma análoga al comportamiento en las viviendas, presenta severos desvanecimientos como consecuencia de la propagación multicamino. Las modulaciones multiportadora (MC, *Multicarrier Modulation*) son técnicas apropiadas para combatir esta selectividad en frecuencia ajustando la tasa binaria por portadora según las condiciones del canal. Recientes artículos [14], [15] han analizado las prestaciones de OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) utilizando como parámetros de diseño los definidos en estándares para las redes de distribución de la red eléctrica de viviendas HomePlug y HD-PLC. En este artículo, se pretende evaluar un sistema OFDM cuyos parámetros se ajustan a la especificación de la capa física definida en el recientemente aprobado estándar G.hn. El estudio de prestaciones realizado es importante dado el creciente interés de la tecnología PLC al sector del automóvil así como a otros ámbitos como el aeroespacial, el ferroviario, el naval y el aeronáutico.

El artículo está organizado como se especifica a continuación. Las secciones II y III describen los modelos de canal y de sistema OFDM, respectivamente. La sección IV presenta los resultados de evaluar el estándar G.hn usando un conjunto de medidas realizadas en diferentes puntos de la red eléctrica de un vehículo. Finalmente, las conclusiones se exponen en la sección V.

II. MODELO DE CANAL

El modelo de canal usado en este artículo se compone de un filtro lineal e invariante en el tiempo (LTI, *Linear and time-invariant*) y un ruido coloreado estacionario. Las respuestas en frecuencia del filtro LTI así como las densidades espectrales de potencia de ruido se han estimado a partir de medidas realizadas sobre un automóvil Fiat Coupé [16]. El número total de canales usados en las simulaciones asciende a 72, con 36 respuestas en frecuencia de canal que se han combinado con 2 DEP de ruido. Las medidas de canal se han llevado a cabo para diferentes estados del motor: apagado, a ralentí y a 2000 revoluciones por minuto (rpm). En la Fig. 1(a) se ha representado la amplitud en dB de la respuesta en frecuencia de los dos canales con mejor (-12.36 dB) y peor (-46.29 dB) amplitud media, calculada ésta como

$$\bar{H}(dB) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N 20 \log_{10} |H(k)|, \quad (1)$$

siendo $H(k)$ la respuesta en frecuencia del canal, k el índice de frecuencia discreta y N el número de puntos en frecuencia. La Fig. 1(b) muestra una de las dos DEP de ruido seleccionadas como representativas, en las cuales, el suelo del ruido de fondo está comprendido entre -115 dBm/kHz y -120 dBm/kHz. Una descripción detallada de estas medidas puede encontrarse en [16].

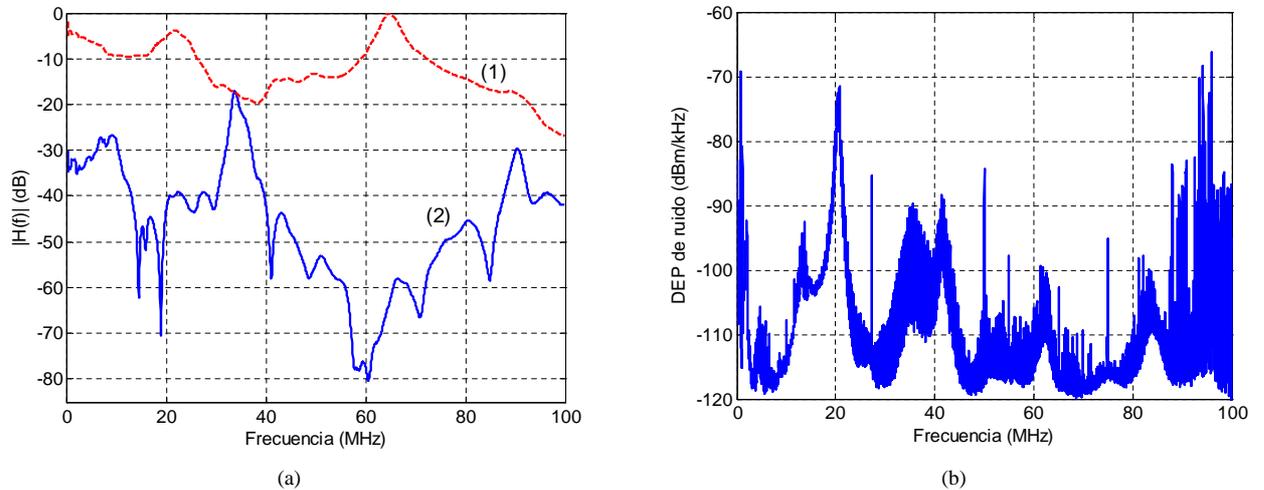


Figura 1. (a) Amplitud de las respuestas en frecuencia con (1) mayor y (2) menor respuesta de amplitud media. (b) DEP de ruido estimada utilizando la batería como punto de acceso.

III. MODELO DE SISTEMA

Un sistema OFDM convencional basado en la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) utiliza pulsos rectangulares tanto en el transmisor como en el receptor. La señal transmitida en el dominio del tiempo discreto de un sistema OFDM convencional puede expresarse como

$$x(n) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} x_{\ell}(n - \ell L) w_L(n - \ell L), \quad (2)$$

con

$$x_\ell(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{\ell,k} e^{j \frac{2\pi k}{N} (n-cp)}, \quad n = 0 \dots L-1. \quad (3)$$

$X_{\ell,k}$ son los valores complejos que modulan cada una de las portadoras del sistema OFDM, donde $k=0, 1, \dots, N-1$ representa el índice de portadora, N es el número de portadoras, ℓ es el número de secuencia de los símbolos OFDM transmitidos, cp la longitud del prefijo cíclico, $L=N+cp$ y w_L es la ventana rectangular definida como

$$w_L(n) = \begin{cases} 1 & \text{para } n = 0 \dots L-1 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}. \quad (4)$$

El estándar G.hn, en su recomendación G.9960, establece un conjunto de parámetros diferentes atendiendo al medio sobre el que se aplica: línea telefónica, coaxial, líneas de alimentación de los edificios o cableado de red. Es un sistema basado en la modulación OFDM convencional incluyendo conformación del pulso usado en el transmisor. En este trabajo se va a utilizar la especificación de la capa física para la red eléctrica en el interior de las viviendas.

Para la red PLC de viviendas la recomendación G.9960 define tres planes de frecuencia, dos paso bajo y uno paso banda, siendo el número de portadoras variable en función de la banda de operación [17]. En la Fig. 2(a) se representan los distintos planes de frecuencia, los dos paso bajo, de 0 a 50 MHz y de 0 a 100 MHz, y el paso banda, de 100 a 200 MHz, empleando en cada caso 2048, 4096 y 1024 portadoras respectivamente. El número de portadoras está directamente relacionado con las características de dispersión temporal de los canales en cada una de las bandas, lo que se traduce en un ancho de banda de coherencia determinado. Así pues, se aprecia como en los planes paso bajo se mantiene una separación entre portadoras de 24.41 kHz mientras que en el paso banda esta separación es de 97.66 kHz, siendo cuatro veces superior. Esto indica que los canales PLC en bajas frecuencias tienen una mayor selectividad en frecuencia o equivalentemente, mayor dispersión temporal, lo que está directamente relacionado con la longitud de prefijo cíclico que permite maximizar las prestaciones de un sistema OFDM [8]. En este artículo se evalúa la banda de [0-100] MHz, usando la máscara de densidad espectral de potencia (DEP) de transmisión definida en el estándar para la banda paso bajo (Fig. 2(b)).



Figura 2. (a) Planes de frecuencia del estándar G.hn para los cables de distribución de la red eléctrica en el interior de edificios. (b) Máscara de DEP de transmisión.

En un sistema OFDM convencional las últimas cp muestras son colocadas al inicio de cada símbolo OFDM como una extensión periódica del mismo, a modo de prefijo cíclico. Esta extensión permite absorber la dispersión temporal del canal y su longitud suele diseñarse atendiendo al valor RMS-DS (*root mean square delay spread*) alcanzado en el 99% de los canales. Sin embargo, resulta posible conseguir una mejora en las prestaciones del sistema de manera sencilla utilizando pulsos no rectangulares, tal y como indica el nuevo estándar. Utilizar una forma de onda con pendientes suaves en los extremos permite reducir la amplitud de los lóbulos secundarios del espectro de la ventana, lo que supone mejorar el confinamiento espectral (Fig. 3). Este comportamiento tiene una implicación directa tanto en el transmisor como en el receptor. En el transmisor, un mayor confinamiento es útil para cumplir, cuando es necesario, con una máscara de DEP con transiciones abruptas (como la especificada para la banda paso bajo con un salto de 30 dB en 30 MHz), así como reducir la interferencia entre portadoras (ICI, *InterCarrier Interference*). En el receptor, el uso de pulsos con mayor confinamiento en frecuencia reduce el efecto del ruido coloreado así como la interferencia entre portadoras. Ambas técnicas son conocidas como *pulse-shaping*, en el transmisor, y *windowing* en el receptor.

Cuando se realiza *pulse-shaping* en el transmisor, dos partes adicionales son incorporadas al principio y al final de cada símbolo OFDM de longitud α muestras, que son multiplicadas por una forma de onda no rectangular y parcialmente solapadas, como se representa en la Fig. 4(a). Los valores de N , cp y α utilizados son 4096, 512 y 512 muestras respectivamente, usando como ventana de transmisión la de coseno alzado definida por

$$w_{TX}(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi(n-\alpha)}{\alpha+1} \right) \right] & 0 \leq n \leq \alpha-1 \\ 1 & \alpha \leq n \leq L+\alpha-1 \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi(n-L+\alpha+1)}{\alpha+1} \right) \right] & L+\alpha \leq n \leq L+2\alpha-1. \end{cases} \quad (5)$$

La utilización de una ventana no rectangular permite usar un mayor número de portadoras con máxima potencia de transmisión (-20 dBm/kHz) en torno a 30 MHz, como muestra la Fig. 4(b) para diferentes valores de α . Esta figura representa la última portadora que puede utilizarse a máxima potencia para cumplir con la máscara de DEP de la Fig. 2(b). Para $\alpha=512$ es posible

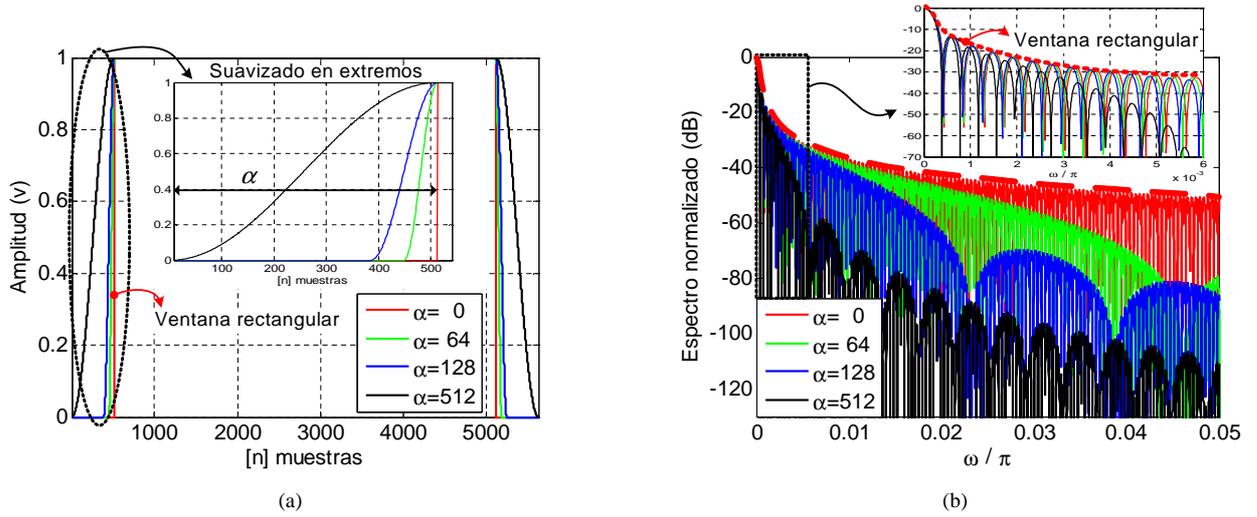


Figura 3. Forma de onda (a) y espectro normalizado (b) de la ventana usada en transmisión.

utilizar como última portadora la ubicada en 29.76 MHz, mientras que para el caso de ventana rectangular esta frecuencia se reduce a 27.78 MHz. A partir de estas frecuencias la potencia de transmisión se reduce a -50 dBm/kHz.

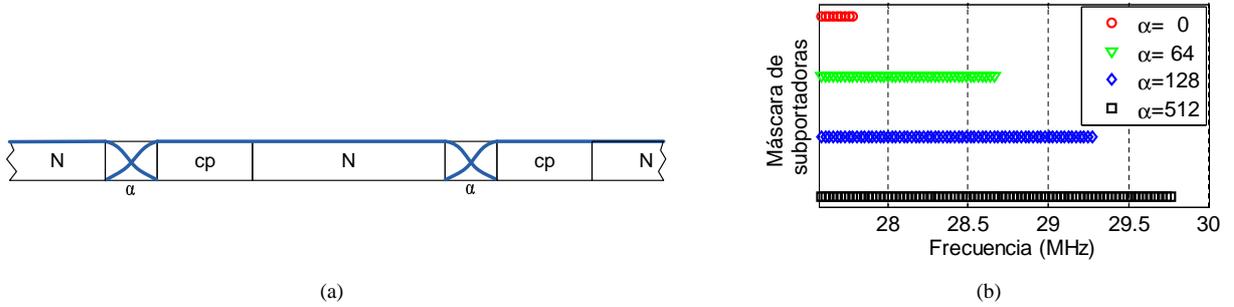


Figura 4. (a) Estructura de símbolo para un sistema OFDM con *pulse-shaping*. (b) Portadoras transmitidas con DEP máxima (-20 dBm/kHz) próximas a la transición para conseguir una DEP de -50 dBm/kHz en 30 MHz.

El método de *windowing* consiste en usar parte del prefijo cíclico antes de eliminarlo en recepción. Asumiendo que las últimas β muestras del prefijo cíclico no están afectadas por interferencia entre símbolos (ISI, *InterSymbol Interference*), las primeras $cp - \beta$ muestras son descartadas. Entonces, las restantes $N + \beta$ muestras son multiplicadas por una ventana no rectangular $w_{RX}(n)$ (Fig. 5(a)) y solapadas según se representa en la Fig. 5(b). La ventana temporal $w_{RX}(n)$ debe cumplir



Figura 5. Método de *windowing* en el receptor. (a) Conformación del símbolo OFDM recibido. (b) Solapamiento temporal del símbolo OFDM antes de calcular la DFT.

la condición de Nyquist

$$\sum_{r=-\infty}^{\infty} w_{RX}(n - rN) = \text{constante} \quad (6)$$

para garantizar la ortogonalidad entre portadoras. En tal caso, siendo $y(n)$ la señal recibida e $y_\ell(n)$

$$y_\ell(n) = y(n + \ell(N + cp + \alpha) + \alpha + cp - \beta/2)w_{RX}(n), \quad -\beta/2 \leq n \leq N + \beta/2 - 1, \quad (7)$$

los valores de $X_{\ell,k}$ pueden obtenerse evaluando la transformada N-DFT de la señal solapada en el tiempo $\tilde{y}_\ell(n)$ en el intervalo $0 \leq n \leq N - 1$ con

$$\tilde{y}_\ell(n) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} y_\ell(n - rN). \quad (8)$$

En realidad los símbolos $X_{\ell,k}$ experimentan una rotación circular por el desfase $\beta/2$ introducido, que puede compensarse fácilmente incluyendo este efecto en el FEQ (*Frequency Equalizer*). La recomendación G.9960 especifica el uso de *pulse-shaping* dejando libertad desde el punto de vista del receptor para la realización o no de *windowing*. En este artículo se ha utilizado la ventana coseno alzado definida por

$$w_{RX}(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi(n-\beta/2)}{\beta+1} \right) \right] & -\beta/2 \leq n \leq \beta/2 - 1 \\ 1 & \beta/2 \leq n \leq N-\beta/2 - 1 \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi(n-N+\beta/2+1)}{\beta+1} \right) \right] & N-\beta/2 \leq n \leq N + \beta/2 - 1. \end{cases}, \quad (9)$$

evaluando el beneficio de aplicar dicha ventana en recepción, en cuanto a la mejora de regímenes binarios conseguidos.

IV. ANÁLISIS DE PRESTACIONES

El plan de frecuencias analizado corresponde a la banda [0-100] MHz con 4096 portadoras, según se especifica en el estándar G.hn. Se han realizado simulaciones utilizando constelaciones BPSK (Binary Phase Shift Keing) y QAM (Quadrature Amplitude Modulation) con un número máximo de bits por símbolo de 12 y una restricción de BER (Bit Error Rate) de 10^{-3} . En la Fig. 6 se muestra un ejemplo del beneficio de aplicar la técnica de *windowing*, representando para un escenario particular, la relación señal a ruido más distorsión (SNDR, *Signal to Noise plus Distortion Ratio*) con una ventana rectangular ($\beta = 0$) y una ventana coseno alzado con $\beta = 40$, así como el número de bits por portadora para dicha relación SNDR, calculada como

$$b(k) = \left\lfloor \log_2 \left(1 + \frac{SNDR(k)}{\Gamma} \right) \right\rfloor, \quad (10)$$

donde Γ es un factor de pérdida de capacidad por el hecho de usar una constelación discreta [18] y $\lfloor x \rfloor$ denota la parte entera de x . Claramente se observan bandas de frecuencia en las que se consigue una mejora de la SNDR y que por tanto, según la magnitud de mejora, permiten incrementar el número de bits por portadora. Sin embargo, el efecto más claro se aprecia en aquellas bandas en las que con ventana rectangular no existe ninguna portadora útil para transmitir, como por ejemplo, a partir de 90 MHz.

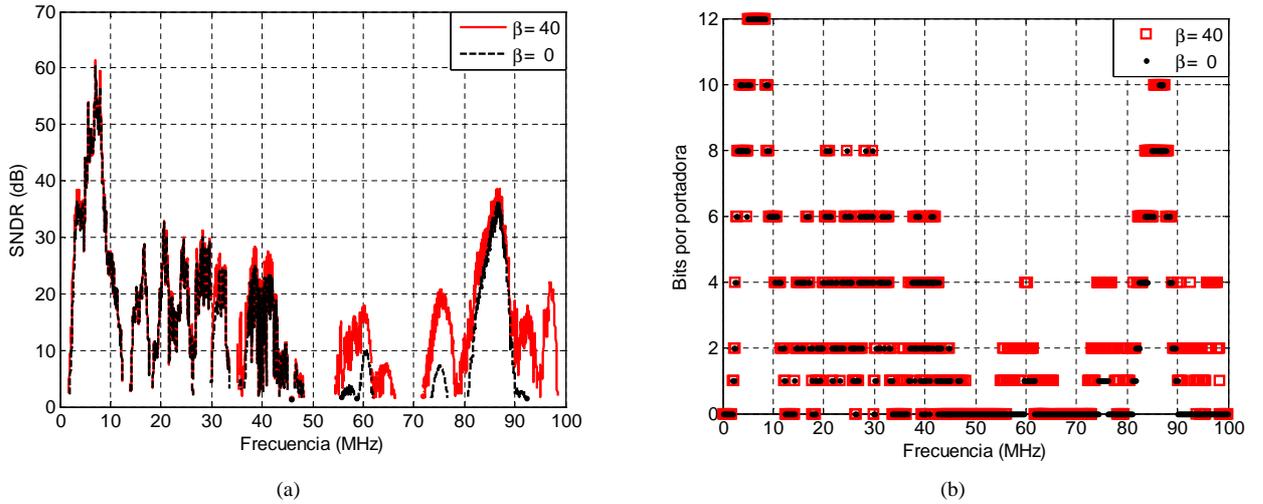


Figura 6. Efecto de utilizar una ventana rectangular ($\beta = 0$) o una coseno alzado ($\beta = 40$) en el receptor de un sistema OFDM basado en el estándar G.hn en cuanto a SNDR (a) y bits por portadora (b).

La Fig. 7(a) representa la curva acumulativa de distribución (CDF, *Cumulative Distribution Function*) del régimen binario medio conseguido por canal, calculado éste como

$$R_m(N, cp, \alpha) = \frac{f_s}{N + cp + \alpha} \sum_{k=0}^{N-1} b_m(k), \quad (11)$$

siendo f_s (200 MHz) la frecuencia de muestreo y m el m -ésimo canal con $m=1..32$, cuando se utiliza un valor de $\alpha = 512$ en transmisión y $\beta = 0$ en recepción. Considerando sólo *pulse-shaping* en el transmisor la tasa binaria media es superior a 315 Mbps en el 50% de los canales analizados. En la Fig. 7(b) se muestran las curvas de CDF de ganancia de régimen binario en porcentaje cuando se utiliza *windowing* en el receptor para diferentes valores de β . Se aprecia como el uso de la técnica de *windowing*, sin apenas coste computacional y sin necesidad de modificar el transmisor, permite obtener mejoras superiores al 2.5% en el 50% de los canales con un tamaño de $\beta = 2$ y de un 6% para $\beta = 100$. En el 10% de los canales estas ganancias son superiores al 7% para $\beta = 2$ y del 16% para $\beta = 100$.

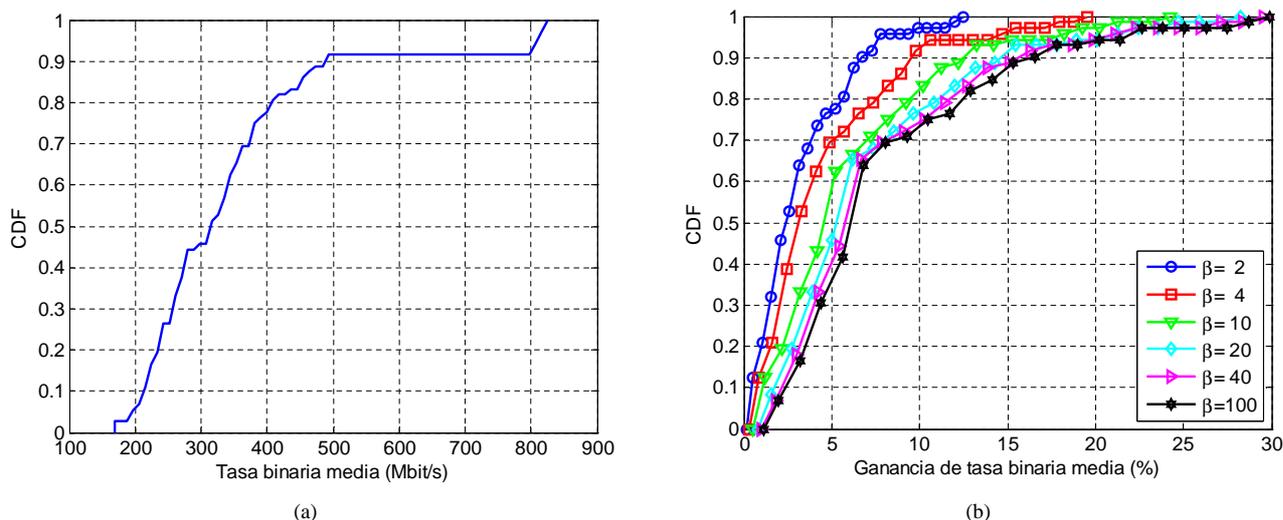


Figura 7. (a) CDF del régimen binario medio conseguido en la banda de frecuencia [0-100] MHz con 4096 portadoras, $\alpha = 512$ y no *windowing*. (b) CDF de la ganancia de régimen binario medio en porcentaje (%) conseguido cuando se aplica *windowing* en recepción para diferentes valores de $\beta = 2, 4, 10, 20, 40, 60, 100$.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha estudiado la viabilidad de la tecnología PLC en automóviles, evaluando las prestaciones de un sistema OFDM en la banda de [0-100] MHz. Para ello, se han utilizado un conjunto de medidas llevadas a cabo sobre diferentes enlaces de la red eléctrica de un vehículo. Los parámetros del sistema OFDM (número de portadoras y longitud del prefijo cíclico), basados en el nuevo estándar G.hn recientemente aprobado por la ITU, garantizan una correcta adecuación a las características de dispersión temporal de los canales medidos. Los resultados presentados indican cómo es posible conseguir regímenes binarios superiores a 300 Mbps en el 50% de los enlaces evaluados y cómo el hecho de utilizar una ventana no rectangular en recepción permite obtener, sin demasiada complejidad computacional, ganancias de tasa binaria significativas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido subvencionado por la Junta de Andalucía bajo el proyecto nº TIC-03007. Los autores agradecen la colaboración de Fiat Málaga.

REFERENCIAS

- [1] [Online]. Available: <http://www.endesa.es>
- [2] [Online]. Available: <http://www.indracompany.com>
- [3] Design of Systems on Silicon (DS2). [Online]. Available: www.ds2.es.
- [4] H. Philipps, "Performance measurements of power-line channels at high frequencies," in *Proceedings of the International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, 1998, pp. 229–237.
- [5] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddani, F. Gauthier, and P. Degauque, "Classification and characterization of impulsive noise on indoor power line used for data communications," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 913–918, November 2002.
- [6] T. Esmailian, F. R. Kschischang, and P. G. Gulak, "In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble," *International Journal of Communications*, vol. 16, pp. 381–400, June 2003.
- [7] F. J. Cañete, J. A. Cortés, L. Díez, and J. T. Entrambasaguas, "Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1327–1338, July 2006.
- [8] J. J. Sánchez-Martínez, J. A. Cortés, L. Díez, F. Cañete, and L. M. Torres, "Performance analysis of ofdm modulation on indoor plc channels in the frequency band up to 210 mhz," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, March 2010, pp. 38–43.
- [9] M. Carrion, M. Lienard, and P. Degauque, "Communication over vehicular dc lines: Propagation channel characteristics," in *Power Line Communications and Its Applications, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006.
- [10] M. Lienard, M. O. Carrion, V. Degardin, and P. Degauque, "Modeling and analysis of in-vehicle power line communication channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 670–679, March 2008.
- [11] M. Mohammadi, L. Lampe, M. Lok, S. Mirabbasi, M. Mirvakili, R. Rosales, and P. van Veen, "Measurement study and transmission for in-vehicle power line communication," in *Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on*, april 2009, pp. 73–78.
- [12] [Online]. Available: www.toyota.es
- [13] [Online]. Available: <http://www.yamar.com>
- [14] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, and P. Laly, "Performances of the homeplug phy layer in the context of in-vehicle powerline communications," in *Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07. IEEE International Symposium on*, march 2007, pp. 93–97.
- [15] P. Tanguy, F. Nouvel, and P. Maziearo, "Power line communication standards for in-vehicule networks," in *Intelligent Transport Systems Telecommunications (ITST), 2009 9th International Conference on*, october 2009.
- [16] A. B. Vallejo-Mora, J. J. Sánchez-Martínez, F. J. Cañete, J. A. Cortés, and L. Díez, "Characterization and evaluation of in-vehicle power line channels," in *Proceedings of the 53th Annual IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 2010.
- [17] V. Oksman and S. Galli, "G.hn: The new itu-t home networking standard," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, pp. 138–145, October 2009.
- [18] E. Lee and D. Messerschmitt, *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, 1994.