

Aplicación de un sistema con banco de filtros multiportadora de banda ancha con igualador ASCET en presencia de un canal PLC

Freddy Albert Pinto Benel, Francisco J. Reynoso, Fernando Cruz Roldán

freddy.pinto@uah.es, francisco.reynoso@edu.uah.es, fernando.cruz@uah.es.

Resumen. En el presente trabajo se presentan los resultados obtenidos tras probar un sistema transmultiplexador basado en la técnica de acceso al medio Wavelet-OFDM para comunicaciones de banda ancha en banda base, frente a un canal de Power Line Communication (PLC). Los bloques de transmisión y recepción se conforman con un banco de filtros coseno modulado (CMFB) de reconstrucción perfecta. La igualación se realiza siguiendo el criterio de minimización del error cuadrático medio, y basado en el igualador Adaptive SMFB/CMFB Equalizer for Transmultiplexers (ASCET). Los resultados muestran el comportamiento del sistema cuando se emplean igualadores de uno, tres o cinco coeficientes.

Palabras clave: Transmultiplexador, Power Line Communication (PLC), Cosine Modulate Filter Bank (CMFB), Adaptive SMFB/CMFB Equalizer for Transmultiplexers (ASCET), Wavelet-OFDM.

Abstract: In this work we show the results obtained when we test a transmultiplexer system based on the medium access technique Wavelet-OFDM for broadband communications in baseband, under the conditions of a Power Line Communication (PLC) channel. The transmission and reception blocks are a perfect reconstruction cosine modulated filter bank (CMFB). The equalization is made following the criterion of minimum mean square error and based on the Adaptive SMFB/CMFB Equalizer for Transmultiplexers (ASCET). The results show the system behavior when we use equalizers of one, three or five coefficients.

Keywords: Transmultiplexador, Power Line Communication (PLC), Cosine Modulate Filter Bank (CMFB), Adaptive SMFB/CMFB Equalizer for Transmultiplexers (ASCET), Wavelet-OFDM.

1. Introducción

En los últimos años, una tecnología que se ha ido abriendo paso es la comunicación a través de la red eléctrica (PLC, Power Line Communication). Si bien esta tecnología en sus orígenes tenía como finalidad enviar información para la protección de diferentes secciones del sistema de distribución de energía en caso de fallo, hoy se presenta como una solución atractiva a los problemas de “lastmile” y “lastinch” [Majumber2004].

La ventaja más atractiva de esta alternativa tecnológica es que las líneas de red eléctrica existen, con lo cual no haría falta una nueva instalación para proveer a zonas rurales de una conexión de banda ancha o para desarrollar una red de comunicación dentro de la casa.

Sin embargo, una clara desventaja que presenta la red de distribución eléctrica para las comunicaciones de banda ancha es el canal. Este canal es uno de los más hostiles que existe, debido a que no fue diseñado con la intención de transmitir información. Según lo expuesto en [Majumber2004], el ruido que sufre este canal es la combinación de cuatro tipos de ruido distintos: ruido coloreado, ruido de fondo de banda estrecha, y ruido impulsivo síncrono y asíncrono.

El IEEE propone, en su estándar IEEE 1901 [IEEE1901], que una de las técnicas de acceso al medio para la tecnología PLC se realice mediante un banco de filtros multiportadora (FBMC) denominado Wavelet-OFDM. La modulación por la que se opta en el estándar es la modulación coseno; en otras palabras, propone emplear

bancos de filtros coseno modulado (CMFB) [Vaidyanathan1993]. Se propone esta técnica debido a que presenta ventajas, tales como: simplicidad de diseño (filtro prototipo), simetría, ortogonalidad, implementación rápida, etc.

El presente trabajo hace uso del transmultiplexador presentado en [Pinto2014] y se prueba su comportamiento con un igualador ASCET de uno, tres y cinco coeficientes bajo un canal PLC.

El resto de este trabajo está organizado de la siguiente manera. La sección 2 describe de forma detallada los igualadores 1-ASCET y 2-ASCET. La sección 3 muestra las simulaciones del rendimiento del sistema con los diferentes igualadores frente a un canal PLC, y, finalmente, en la sección 4, se presentan las conclusiones del trabajo, así como las líneas futuras de investigación.

2. Igualación del canal

La técnica de igualación ASCET, descrita en [Alhava2001, Ihalainen2005, Izumi2007], está basada en lo siguiente: dado un transmultiplexador basado en CMFB, es posible compensar las distorsiones del canal simplemente añadiendo en el receptor un banco de filtros seno modulado (SMFB) y sumando las salidas de éste con las salidas del CMFB, previo escalado de ambas.

En [Pinto2014], se describe cómo se implementa el igualador ASCET de un sólo coeficiente, denominado 0-ASCET. Este tipo de igualador es suficiente cuando la respuesta en frecuencia del canal no tiene variaciones

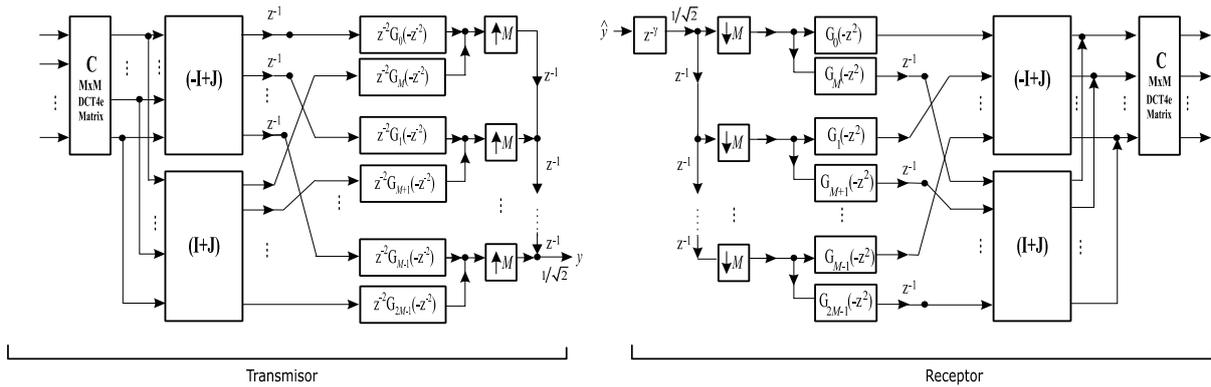


Figura 1. Sistema multiportadora con bancos de filtros para el caso de 512 subcanales y longitud del prototipo $L = 2048$

rápidas dentro del ancho de banda del subcanal. Pero, en canales más hostiles, como es el canal PLC, el igualador 0-ASCET puede no ser suficiente. Por ello es necesario diseñar otros tipos de igualadores que mejoren el rendimiento del sistema sin incrementar demasiado el coste computacional del mismo. Este tipo de igualadores reciben el nombre de igualadores de orden L (L-ASCET), representado en la figura 2.

Estos igualadores sustituyen las multiplicaciones del igualador 0-ASCET por filtros FIR de orden dos veces L, como veremos a continuación. Normalmente, se diseñan y emplean filtros FIR de orden par.

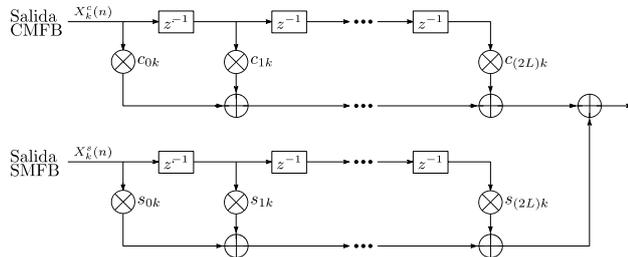


Figura 2. Igualador L-ASCET.

2.1. Igualador 1-ASCET

Siguiendo el desarrollo presentado en [Yang2007], un filtro FIR de 3 etapas puede ser definido como se muestra en (1). En la práctica, se implementa en su forma causal.

$$E(z) = e_0z + e_1 + e_2z^{-1}. \quad (1)$$

Para poder obtener el valor de cada uno de los coeficientes del filtro FIR definido en (1), es necesario definir y desarrollar un sistema de 3 ecuaciones con 3 incógnitas. Siguiendo los pasos de [Yang2007, Ihalainen2007, Izumi2007], se seleccionan los puntos de frecuencia $\omega = 0, \frac{\pi}{2}, \pi$ para las subbandas pares y $\omega = -\pi, -\frac{\pi}{2}, 0$ para las subbandas impares.

El sistema de ecuaciones es el siguiente:

- Subbandas pares:

$$E_k(e^{j\omega}) = \begin{cases} e_0k + e_1k + e_2k = \eta_{0k}, & \omega = 0, \\ je_0k + e_1k - je_2k = \eta_{1k}, & \omega = \frac{\pi}{2}, \\ -e_0k + e_1k - e_2k = \eta_{2k}, & \omega = \pi, \end{cases} \quad (2)$$

- Subbandas impares:

$$E_k(e^{j\omega}) = \begin{cases} -e_0k + e_1k - e_2k = \eta_{0k}, & \omega = -\pi, \\ -je_0k + e_1k + je_2k = \eta_{1k}, & \omega = -\frac{\pi}{2}, \\ e_0k + e_1k + e_2k = \eta_{2k}, & \omega = 0, \end{cases} \quad (3)$$

donde k es el subíndice del subcanal y

$$\eta_{ik} = \frac{H_{ch}^*(e^{j\frac{\pi}{2M}(2k+i)})}{|H_{ch}(e^{j\frac{\pi}{2M}(2k+i)})|^2 + \frac{1}{SNR}}, \quad i = 0, 1, 2, \quad (4)$$

siendo $H_{ch}(\Omega)$ la respuesta en frecuencia del canal y SNR la relación señal a ruido.

Resolviendo el sistema de ecuaciones planteado en (2) y (3) se obtiene:

$$e_{0k} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\eta_{0k} - \eta_{2k}}{2} - j \left(\eta_{1k} - \frac{\eta_{0k} + \eta_{2k}}{2} \right) \right), \quad (5)$$

$$e_{1k} = \frac{\eta_{0k} + \eta_{2k}}{2}, \quad (6)$$

$$e_{2k} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\eta_{0k} - \eta_{2k}}{2} + j \left(\eta_{1k} - \frac{\eta_{0k} + \eta_{2k}}{2} \right) \right), \quad (7)$$

donde el signo positivo es para las subbandas pares y el signo negativo para las subbandas impares.

e_{0k}, e_{1k} y e_{2k} son los coeficientes del igualador $E_k(z)$ y puesto que es complejo puede ser expresado como la suma de su parte real e imaginaria

$$E_k(z) = c_k + j \cdot (-s_k), \quad (8)$$

siendo c_k y s_k los coeficientes de los filtros FIR a la salida del subcanal k-ésimo del CMFB y SMFB de recepción respectivamente.

2.2. Igualador 2-ASCET

Realizando un desarrollo similar al del apartado anterior, un filtro FIR de 5 etapas puede ser definido de la siguiente forma,

$$E(z) = e_0z^2 + e_1z + e_2 + e_3z^{-1} + e_4z^{-2}. \quad (9)$$

Por lo tanto, para obtener los coeficientes del filtro FIR definido en (9) se debe desarrollar el sistema presentado

en (10) y (11). Se seleccionan los puntos de frecuencia $\omega = 0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{4}, \pi$ para las subbandas pares y $\omega = -\pi, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}, 0$ para las subbandas impares.

- Subbandas pares:

$$E_k(e^{j\omega}) = \begin{cases} e_{0k} + e_{1k} + e_{2k} + e_{3k} + e_{4k} = \eta_{0k}, & \omega = 0, \\ je_{0k} + \alpha e_{1k} + e_{2k} + \beta e_{3k} - je_{4k} = \eta_{1k}, & \omega = \frac{\pi}{4}, \\ -e_{0k} + je_{1k} + e_{2k} - je_{3k} - e_{4k} = \eta_{2k}, & \omega = \frac{\pi}{2}, \\ -je_{0k} - \beta e_{1k} + e_{2k} - \alpha e_{3k} + je_{4k} = \eta_{3k}, & \omega = \frac{3\pi}{4}, \\ e_{0k} - e_{1k} + e_{2k} - e_{3k} + e_{4k} = \eta_{4k}, & \omega = \pi. \end{cases} \quad (10)$$

- Subbandas impares:

$$E_k(e^{j\omega}) = \begin{cases} e_{0k} - e_{1k} + e_{2k} - e_{3k} + e_{4k} = \eta_{0k}, & \omega = -\pi, \\ je_{0k} - \alpha e_{1k} + e_{2k} - \beta e_{3k} - je_{4k} = \eta_{1k}, & \omega = -\frac{3\pi}{4}, \\ -e_{0k} - je_{1k} + e_{2k} + je_{3k} - e_{4k} = \eta_{2k}, & \omega = -\frac{\pi}{2}, \\ -je_{0k} + \beta e_{1k} + e_{2k} + \alpha e_{3k} + je_{4k} = \eta_{3k}, & \omega = -\frac{\pi}{4}, \\ e_{0k} + e_{1k} + e_{2k} + e_{3k} + e_{4k} = \eta_{4k}, & \omega = 0. \end{cases} \quad (11)$$

donde

$$\eta_{ik} = \frac{H_{ch}^*(e^{j\frac{\pi}{4M}(4k+i)})}{|H_{ch}(e^{j\frac{\pi}{4M}(4k+i)})|^2 + \frac{1}{SNR}}, \quad i = 0, 1, 2, 3, 4, \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}}{2}(1+j) \quad (13)$$

$$\beta = \frac{\sqrt{2}}{2}(1-j) \quad (14)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones planteado en (10) y (11) se obtiene

$$e_{0k} = \frac{1}{4} \left[(\eta_{1k} - 2\eta_{2k} + \eta_{3k}) + \frac{\sqrt{2}}{2}(-\eta_{0k} + 2\eta_{1k} - 2\eta_{2k} + 2\eta_{3k} - \eta_{4k}) + j \left(-\eta_{1k} + \eta_{3k} + \frac{\sqrt{2}}{2}(\eta_{0k} - \eta_{4k}) \right) \right], \quad (15)$$

$$e_{1k} = \pm \frac{1}{4} \left[\eta_{0k} - \eta_{4k} - j \left((\eta_{0k} - 2\eta_{1k} + 2\eta_{2k} - 2\eta_{3k} + \eta_{4k}) \cdot (1 + \sqrt{2}) \right) \right], \quad (16)$$

$$e_{2k} = \frac{1}{2} \left[(\eta_{0k} - \eta_{1k} + 2\eta_{2k} - \eta_{3k} + \eta_{4k}) + \frac{\sqrt{2}}{2}(\eta_{0k} - 2\eta_{1k} + 2\eta_{2k} - 2\eta_{3k} + \eta_{4k}) \right], \quad (17)$$

$$e_{3k} = \pm \frac{1}{4} \left[\eta_{0k} - \eta_{4k} + j \left((\eta_{0k} - 2\eta_{1k} + 2\eta_{2k} - 2\eta_{3k} + \eta_{4k}) \cdot (1 + \sqrt{2}) \right) \right], \quad (18)$$

$$e_{4k} = \frac{1}{4} \left[(\eta_{1k} - 2\eta_{2k} + \eta_{3k}) + \frac{\sqrt{2}}{2}(-\eta_{0k} + 2\eta_{1k} - 2\eta_{2k} + 2\eta_{3k} - \eta_{4k}) - j \left(-\eta_{1k} + \eta_{3k} + \frac{\sqrt{2}}{2}(\eta_{0k} - \eta_{4k}) \right) \right]. \quad (19)$$

Las expresiones dadas de (15) a (19) definen los coeficientes del filtro FIR de igualación para el subcanal k -ésimo, y al igual que en el caso anterior, dicho filtro es, complejo por lo que su parte real y parte imaginaria, cambiada de signo, serán los coeficientes de los filtros FIR a la salida del subcanal k -ésimo del CMFB y SMFB de recepción respectivamente.

3. Simulación

En este apartado, se presentan los resultados obtenidos al probar el sistema completo, con el igualador 0-ASCET, 1-ASCET y 2-ASCET, para el caso de 512 subcanales, empleando las modulaciones BPSK y 4PAM descritas en la página 1186 de [IEEE1901].

El canal PLC se simula mediante la aproximación dada por Tonello en [Pagani2009]. Dicha aproximación da como resultado la respuesta en frecuencia del canal con un número finito de componentes multicamino siguiendo la expresión:

$$G_{CH}(f) = A \sum_{i=0}^{N_p} g_i e^{-(a_0 + a_1 f^K) d_i} e^{-j2\pi f(d_i/v_p)}, \quad 0 \leq f \leq B \quad (20)$$

El canal simulado tiene las siguientes características [D'Alessandro2012]:

- Frecuencia inicial: 0 Hz.
- Frecuencia final: 37.5 MHz.
- Parámetros de atenuación dependientes de la frecuencia: $K = 1$, $a_0 = 0.3 \cdot 10^{-2}$ y $a_1 = 4 \cdot 10^{-10}$.
- Cada componente multicamino sigue un proceso Poissoniano con una tasa media de camino por unidad de longitud de $\Lambda = 0.2 \text{ m}^{-1}$.
- La longitud máxima de un camino es de 800 m.
- Se considera que los factores de reflexión siguen una distribución uniforme entre $[-1, 1]$.
- La velocidad de propagación es igual a $v_p = 2 \cdot 10^8$.

Como se indica en [Pagani2009] la respuesta al impulso del canal PLC es muy larga, y por lo tanto, no es aplicable para ser usada en simulaciones. Debido a ello es necesario encontrar alguna forma de limitar dicha respuesta al impulso. Una de las posibles alternativas y la que presenta Tonello en su aproximación es el uso de una ventana, que selecciona aquellas muestras de la respuesta al impulso

que contengan la mayor cantidad de la energía. Estas muestras, finalmente, forman la respuesta al impulso del canal para la simulación. En este trabajo, se emplea una ventana de longitud igual a $5.6\mu s$ [D'Alessandro2012].

En todos los casos, se emplea, como filtro prototipo, el descrito en el estándar IEEE1901 [IEEE1901] para el caso de un factor de "overlapping" igual a 2.

La figura 3 muestra la SNR por subcanal resultante de enfrentar el sistema completo, usando cada uno de los igualadores, con el canal PLC en ausencia de ruido. Como se puede apreciar, debido a la naturaleza hostil del canal PLC, el igualador 0-ASCET no es capaz de compensar las distorsiones que provoca éste en la señal transmitida. Los igualadores 1-ASCET y 2-ASCET sí cumplen con su objetivo y sobrepasan al primer igualador en una media de 15dB y 17dB respectivamente. No obstante, de esta primera simulación se puede ir deduciendo, que bajo las condiciones de simulación, incrementar el coste computacional del sistema completo al emplear un igualador de 5 coeficientes (2-ASCET) no supone una mejoría en exceso frente al igualador de 3 coeficientes (1-ASCET).

Se procede a realizar una simulación de Monte Carlo del sistema completo con cada uno de los igualadores en presencia del mismo canal PLC y suponiendo ruido blanco Gausiando aditivo (AWGN).

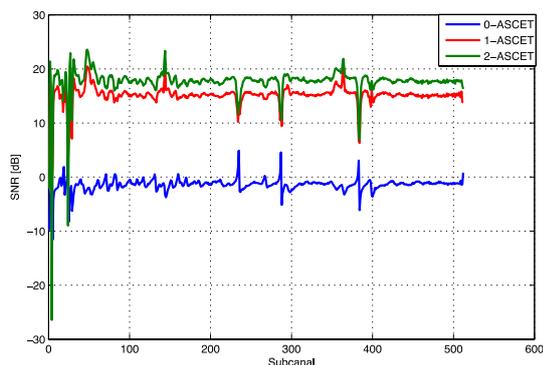


Figura 3. Relación señal a ruido medio por subcanal.

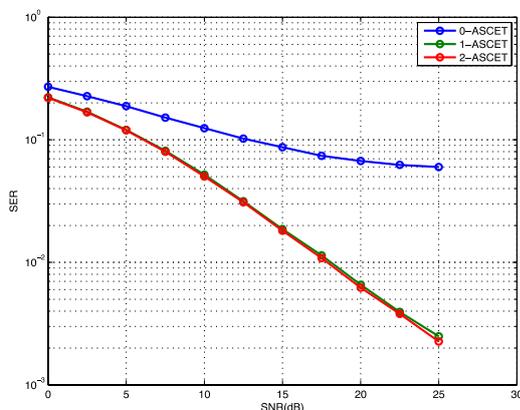


Figura 4. Tasa de error de símbolo (Symbol Error Rate, SER) frente a la SNR para una modulación BPSK.

Como se puede apreciar en la figura 4, para la modulación BPSK, con los igualadores 1-ASCET y 2-ASCET se

consigue notable mejoría en el rendimiento del sistema con respecto al caso de emplear el igualador 0-ASCET.

En la figura 5, se contempla que para el caso de la modulación 4PAM, el rendimiento del sistema es mejor con los igualadores 1-ASCET y 2-ASCET. A diferencia del caso anterior, donde el comportamiento del sistema con un igualador 1-ASCET o 2-ASCET es prácticamente el mismo, emplear un igualador 2-ASCET repercute en una mejora del sistema que en algunos casos alcanza los 2.5dB.

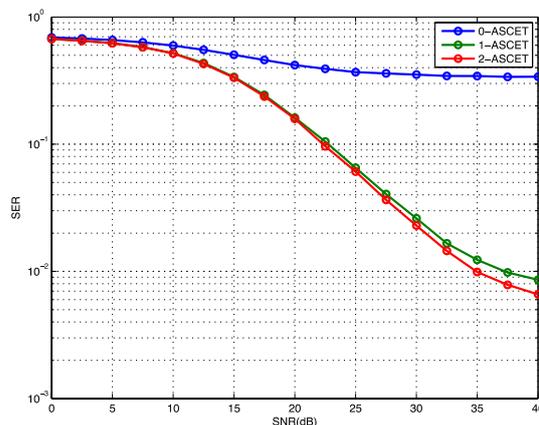


Figura 5. Tasa de error de símbolo (Symbol Error Rate, SER) frente a la SNR para una modulación 4PAM.

4. Conclusiones y trabajos futuros

En este trabajo, se presenta el análisis de un FBMC basado en la DCT-IVe, en el cual se pueden utilizar tanto sistemas de reconstrucción perfecta como de reconstrucción casi perfecta en presencia de un canal PLC y AWGN.

A la vista de los resultados obtenidos se puede apreciar que el comportamiento del sistema es aceptable cuando se emplea un igualador ASCET de orden mayor a cero. Además, se puede concluir que si bien emplear un igualador 2-ASCET conlleva una mejor respuesta del sistema, dicha mejora no es significativa comparada con la obtenida al emplear el igualador 1-ASCET.

Por todo lo expuesto anteriormente, se deduce que bajo las condiciones de estudio la alternativa que presenta el mejor compromiso entre coste computacional y rendimiento es el igualador 1-ASCET.

Finalmente, se puede concluir que el sistema presentado, con un igualador ASCET de orden mayor a cero, presenta un buen comportamiento.

Como líneas futuras de investigación, se abordará la simulación del sistema completo en presencia del canal PLC con las fuentes del ruido propias del mismo.

5. Agradecimientos

Esta investigación ha sido financiada en parte por el Ministerio de Economía y Competitividad a través del proyecto TEC2012-38058-C03-01.

Referencias bibliográficas

- [Pinto2014] F. Pinto Benel, F. J. Reynoso, J. Sáez Landetey F. Cruz Roldán, "Implementación de un sistema multiportadora con bancos de filtros para PLC de banda ancha". *XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*. Valencia, España, Sep. 2014.
- [Majumber2004] A. Majumber y J. J. Caffery, "Power line communications: An overview". *IEEE Potentials Magazine*. vol. 23, no. 4, pag. 4-8, Oct. 2004.
- [IEEE1901] 1901-2010 - IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications. Dic. 2010.
- [Vaidyanathan1993] P.P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*. Prentice Hall. 1993.
- [Viholainen2004] A. Viholainen, *Modulated Filter Bank Design for Communication Signal Processing*. Tampere University of Technology. 2004.
- [Pagani2009] P. Pagani, M. Tlich, A. Zeddani, A. Tonello, F. Pecile, S. D'Alessandro, G. Mijic, y K. Kriznar. "PLC channel transfer function models for the OMEGA ICT project". en *ICT-Mobile Summit 2009 Conference Proceedings*, Santander, España, Junio 2009.
- [Alhava2001] J. Alhava y M. Renfors. "Adaptive sine-modulated/cosine-modulated filter bank equalizer for transmultiplexers". en *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design*, Espoo, Finland, Ago. 2001, pag. 337-340.
- [Ihalainen2005] T. Ihalainen, T. H. Stitz, y M. Renfors "Efficient per-carrier channel equalizer for filter bank based multicarrier systems", en *Proc. Int. Symp. on Circuits and Systems. IEEE*, May 2005, Kobe, Japan, pag. 3175 -3178.
- [Izumi2007] K. Izumi, D. Umeharay S. Denno, "Performance evaluation of wavelet OFDM using ASCET". en *Proc. 17th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Pisa, Italia, Mar. 2007, pag. 246-251.
- [Yang2007] Y. Yang, Tero Ihalainen, M. Rinne, y Markku Renfors, "Frequency-domain equalization in single-carrier transmission: filter bank approach". *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2007.
- [Ihalainen2007] T. Ihalainen, T. Hidalgo Stitz, M. Rinne y M. Renfors, "Channel equalization in filter bank based multicarrier modulation for wireless communications". *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2007.
- [D'Alessandro2012] S. D'Alessandro, A. M. Tonello y L. Lampe, "Adaptive pulse-shaped OFDM with application to in-home power line communications". *Telecommunication Systems*. Sep. 2012, Vol. 51, Issue 1, pag. 3-13.
- [Pinto2013] F. Pinto Benel. *Transformada Discreta del Coseno Tipo-IV Par: Estudio, Implementación, y Aplicación en Comunicaciones de Banda Ancha*. Universidad de Alcalá. 2013.