

Estudio Teórico Experimental para la Estimación de la Función de Transferencia de un Canal PLC

Gerardo A. Laguna, Ricardo Barrón

Instituto Politécnico Nacional
Av. Juan de Dios Batiz S/N, Unidad Profesional Adolfo López Mateos, 07738, Distrito Federal, México.
galagunab07@sagitario.cic.ipn.mx

RESUMEN

Cuando la línea de distribución de energía eléctrica se emplea como canal de comunicación (*Power Line Communication*, PLC), el resultado es un medio conveniente y barato para la transmisión de datos, sin embargo, se requiere un conocimiento completo del canal PLC a fin de optimizar el esquema de comunicación de alta velocidad, de ahí la importancia de modelar y estimar la función de transferencia del canal. A fin de verificar la exactitud de cualquier modelo que intente describir la función de transferencia, es necesario comparar la respuesta en frecuencia estimada respecto a la observada. Este artículo presenta los aspectos más importantes para la medición de la respuesta en frecuencia de un canal PLC doméstico, así como la estimación de la función de transferencia a partir de la respuesta del sistema a un impulso.

1. INTRODUCCIÓN

La línea eléctrica es una red prácticamente omnipresente, con enchufes disponibles virtualmente en cualquier lugar donde es posible la existencia de una terminal de comunicación (ya sea computadora o cualquier dispositivo alimentado por la línea de 127 V C. A.). Esa es la razón por la cual la tecnología PLC (*Power Line Communication*) es un área de investigación muy atractiva. No obstante, la tecnología PLC representa, especialmente para los ingenieros de comunicaciones, el reto formidable de transmitir datos a través de un medio de comunicación que fue originalmente diseñado para la distribución de energía eléctrica y no para la transmisión de datos.

A fin de optimizar el esquema de comunicación (por ejemplo, el esquema de modulación), es necesario contar con un modelo exacto del canal. Aunque muchos investigadores han propuesto diferentes modelos para el canal PLC, hasta ahora no existe un modelo universalmente aceptado [1]. El modelado del canal PLC no es una tarea fácil, los investigadores deben considerar algunas características de este medio que lo hacen en cierta forma un "canal horrible" [2] y, por ello, extremadamente difícil de modelar [3], a saber:

- Respuesta variante en el tiempo y en la frecuencia.
- Función de transferencia muy dependiente de la ubicación y la topología de la red, así como de las cargas conectadas.
- La presencia de diferentes tipos de ruido significativo.

Generalmente, el modelado del canal PLC considera tanto el estudio de la función de transferencia como del ruido aditivo, tal y como se muestra en la Fig. 1, [2, 4].

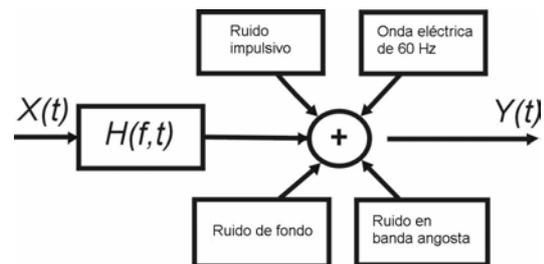


Fig. 1. Modelo general de un canal PLC.

Para su estudio, podemos clasificar los trabajos de la literatura sobre modelado de canal PLC en tres categorías:

- Modelado de Ruido.
- Modelado de la función de transferencia.
- Herramientas de simulación del canal.

Para tener un panorama general sobre los diferentes modelos que se proponen en la literatura reciente, tanto para el ruido como para la función de transferencia del canal PLC, el lector puede referirse a [5].

2. MODELO DE MULTI-TRAYECTORIA PARA LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN CANAL PLC

Los trabajos de Philipps [6], Zimmermann y Dostert [7], son los más citados en la literatura, en cuanto a

un modelo para el canal PLC. Este modelo se conoce ampliamente como de propagación multi-trayectoria y es esencialmente un modelo de eco. En un canal PLC, el fenómeno del eco aparece debido a que la red de distribución eléctrica se compone de muchas derivaciones, originadas en las uniones del cableado, las cuales resultan en múltiples trayectorias sobre las cuales se propagan las señales transmitidas. Debido a que la impedancia característica de cada derivación así como la impedancia de las cargas conectadas en el extremo de las mismas usualmente no se encuentran acopladas, una parte de la señal es reflejada en cada una de las uniones, cargas y circuitos abiertos. En el punto de recepción, la señal transmitida más los ecos arribados resulta en una señal compleja de amplitud atenuada debido a la propagación multi-trayectoria descrita. Más aún, debido a que la impedancia característica e impedancia de las cargas conectadas cambia con la frecuencia de la portadora, los coeficientes de transmisión y de reflexión en cada unión producen diferentes patrones multi-trayectoria, para cada frecuencia, lo cual resulta en un canal atenuante y selectivo en frecuencia.

Con base en el análisis multi-trayectoria de una red y de sus ecos, la función de transferencia de la misma puede ser representada por la siguiente ecuación [7]:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (1)$$

donde, para N trayectorias relevantes (usualmente 9), g_i representa el factor de peso que cambia la amplitud debido a la reflexión y transmisión, $A(f, d_i)$ es el término de la atenuación variable con la frecuencia y la longitud de propagación, y $e^{-j2\pi f \tau_i}$ se refiere a la diferencia de fase debida a los retrasos de tiempo. A su vez, el tiempo de retraso τ_i , para una trayectoria i está definido por:

$$\tau_i = \frac{(d_i \sqrt{\epsilon_r})}{c_0} = \frac{d_i}{v_p}, \quad (2)$$

donde ϵ_r es la constante dieléctrica, c_0 es la velocidad de la luz en el vacío y d_i es la longitud de la trayectoria i . El lector podrá obtener una

descripción detallada del procedimiento de parametrización para el modelo de multi-trayectoria en [8].

3. IMPORTANCIA DE CONOCER LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CANAL

Hemos visto que el canal PLC presenta los problemas de un canal atenuado, multi-trayectoria, selectivo en frecuencia y variante en el tiempo, adicionado con gran cantidad de ruido de diversos tipos. Debido a todo esto, se requiere de una capa física (PHY) robusta que garantice una comunicación confiable y eficiente sobre las líneas de alimentación eléctrica. Recientemente, ha sido adoptado el multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) como la técnica de señalización básica para la tecnología PLC doméstica de alta velocidad. La aplicación de la modulación OFDM se aplica en conjunto con la técnica de asignación de bits conocida como esquema Multi-Tono Discreto (DMT). Las técnicas de asignación de bits del esquema DMT, estiman la relación señal a ruido (SNR) de cada canal, en una sesión inicial, y el número total de bits por transmitir es dividido en subcanales de acuerdo a la SNR de cada uno de estos, de tal manera que un subcanal con gran SNR conducirá más bits que uno con baja SNR. En resumen, en todo este proceso se asume un conocimiento perfecto del estado del canal PLC, es decir, la atenuación de la señal (la respuesta en frecuencia implícita en la función de transferencia) y la potencia del ruido de cada subcanal [9].

4. MEDICIÓN DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA Y ESTIMACIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN CANAL PLC

La función de transferencia de un canal determina la respuesta en frecuencia del mismo, entonces si podemos medir la respuesta en frecuencia de un canal en un cierto ancho de banda, tenemos también a su función de transferencia en ese mismo intervalo. Para medir la respuesta en frecuencia de un canal PLC consideraremos el ancho de banda usual en estos casos, es decir, de 0 MHz a 30 MHz.

En lo que resta de este artículo se describirá el procedimiento realizado en nuestro laboratorio para la medición de la respuesta en frecuencia de un canal PLC, así como la estimación de su función de transferencia con base a su respuesta a un impulso. Para ello se utilizó el arreglo mostrado en la Fig. 2 y el circuito de acoplamiento mostrado en la Fig. 3.

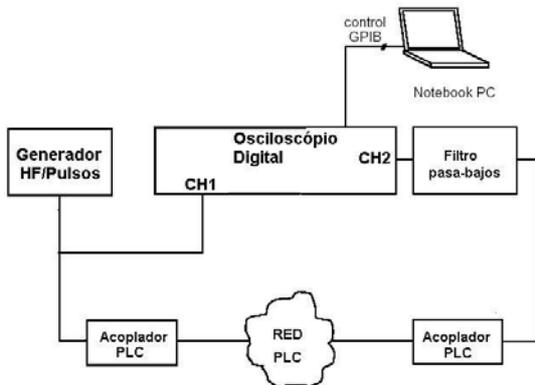


Fig. 2. Equipamiento para medición de respuesta en frecuencia y respuesta al impulso de un canal PLC.

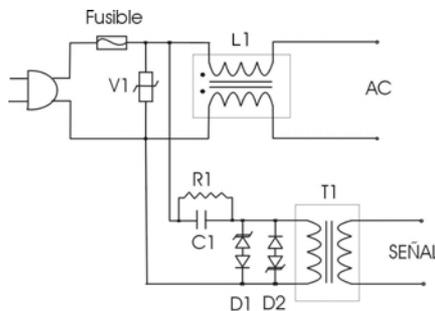


Fig. 3. Circuito de acoplamiento PLC genérico.

La principal función del circuito de acoplamiento es la conexión del sistema de comunicaciones a la red eléctrica, procurando una transferencia eficiente de la potencia de la señal de comunicación. En el caso de una red PLC, la impedancia de la red eléctrica cambia drásticamente a lo largo del día [10], no obstante, el circuito de acoplamiento debe ofrecer una impedancia conocida al circuito de entrada/salida de la terminal de comunicación PLC. Respecto a este punto, el transformador de aislamiento galvánico del circuito de acoplamiento (T1 en la Fig. 3) tiene un papel muy importante. Siendo un transformador con un núcleo muy pequeño y una relación de transformación 1:1, la relación de transformación de impedancias es también de 1, y se puede decir que el transformador es prácticamente transparente para propósitos de transformación de impedancia [12]. El lector puede remitirse a [13], y a la bibliografía del mismo, para conocer más detalles de cómo diseñar un circuito de acoplamiento.

Por otro lado, la red de pruebas PLC de nuestro laboratorio se compone de cable viakon 14 AWG, tendido en una trayectoria más o menos aleatoria,

que simula una instalación eléctrica doméstica mínima. En particular, se conectaron tres segmentos de cable en la topología denominada como “T”, tal y como se muestra en la Fig.4.

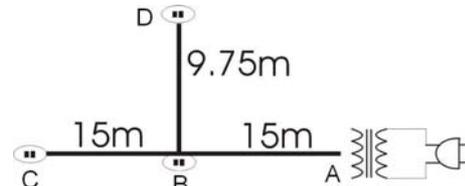


Fig. 4 Red PLC de pruebas en el laboratorio.

Una vez que se cuenta con el equipo y los acopladores descritos, se puede realizar la medición y la estimación de la función de transferencia del canal PLC entre dos puntos de la red (en este caso, ver Fig. 4, el punto A como entrada y C como salida). La función de transferencia se puede calcular directamente si se aplica impulso que se aproxime a la delta de Dirac ideal y, luego, aplicando la transformada rápida de Fourier (FFT) a la respuesta del canal a ese impulso. Sin embargo, como en la práctica no es fácil obtener un impulso de Dirac ideal, recurriremos a un procedimiento alternativo, para el cálculo indirecto de la función de transferencia $\hat{H}(f)$, tal y como se indica en el diagrama de la Fig. 5.

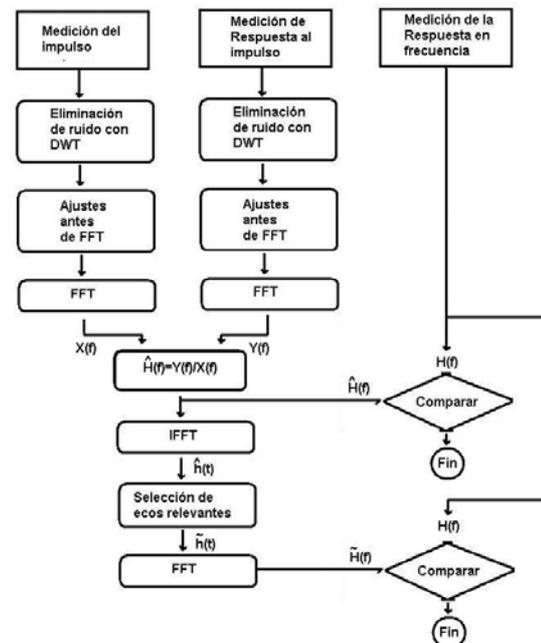


Fig. 5. Procedimiento para estimación de la función de transferencia del canal PLC.

El fundamento es que si aplicamos a la entrada cualquier señal con una componente diferente de cero en el ancho de banda de nuestro interés, entonces la función de transferencia se puede obtener mediante la razón del espectro de frecuencia de la señal de salida entre el espectro de frecuencia de la señal de entrada, lo cual resulta en el espectro de la respuesta al impulso, que no es otra cosa más que la función de transferencia. El procedimiento es el siguiente:

1. Se aplica un pulso cualquiera a la entrada y se registra la respuesta del sistema.
2. Se pasan las mediciones de ambas señales, tanto la de entrada como la de salida, al dominio de la frecuencia mediante la FFT.
3. En el dominio de la frecuencia, se calcula la razón de la respuesta del sistema entre la señal aplicada a la entrada, para calcular la función de transferencia del sistema $\hat{H}(f)$. Luego, se compara la respuesta en frecuencia calculada $\hat{H}(f)$, con respecto a la medida $H(f)$.
4. Para comparar la exactitud de los modelos de eco que consideran únicamente las trayectorias más relevantes (típicamente las nueve más significativas), como es el caso del modelo de multi-trayectoria, se le aplica la transformada de Fourier inversa (IFFT) a la función de transferencia $\hat{H}(f)$ y se obtiene la respuesta al impulso en el tiempo, $\hat{h}(t)$, de la cual se seleccionan las 9 componentes más significativas a fin de obtener la estimación $\tilde{h}(t)$. A esta aproximación de la respuesta al impulso en el dominio del tiempo se le regresa al dominio en frecuencia, mediante una FFT, obteniendo así una estimación de la función de transferencia $\tilde{H}(f)$. Finalmente, comparamos la respuesta en frecuencia estimada $\tilde{H}(f)$, con respecto a la medida $H(f)$.

Para medir la respuesta en frecuencia simplemente se aplicó una señal, a intervalos de 50 KHz, de 0 MHz a 30 MHz, y se registró en cada caso la relación del voltaje de salida con respecto al de entrada, obteniendo la secuencia que denotaremos simplemente como $H(f)$.

5. RESULTADOS

La señal que se aplicó como entrada al sistema se puede observar en la Fig. 6. Se trata de un impulso

con un ancho máximo de 200 ns y un registro de hasta 2 μ s. El tiempo de muestreo de las señales es en todos los casos de 2 ns, lo que permite manejar una frecuencia máxima de 0,5 ns = 0,5 GHz. Además, se tiene ruido de alta frecuencia inducido de manera natural por el medio. Para poder aplicar la FFT a la señal de entrada es necesario eliminar el ruido de alta frecuencia y, luego, garantizar que ésta empieza y termina con el mismo nivel. En este caso se empleó la descomposición multi-nivel, mediante la transformada de ondeleta discreta (*discrete wavelet transform*, DWT), la base Daubechies 3 (db3) y una aproximación a nivel 3 de las señales medidas, para limpiar el ruido de alta frecuencia. Una vez que la señal está limpia de ruido, se ajusta para permitir la correcta aplicación de la FFT, lo que se hace nivelando los valores de inicio y fin de la señal, forzando a cero los registros anteriores al primer cruce por cero, así como posteriores al último cruce por cero.

Se eligió la ondeleta db3 y la escala 3, por haber resultado la mejor combinación para eliminar el ruido aditivo en la red de nuestro laboratorio con la menor distorsión posible de la señal útil, pero se debe remarcar que se requiere gran cuidado al hacer esta elección, ya que el cálculo de la función de transferencia es muy sensible a la técnica de filtrado utilizada, debido a que el filtraje puede eliminar detalles de la señal que pasan por ruido.

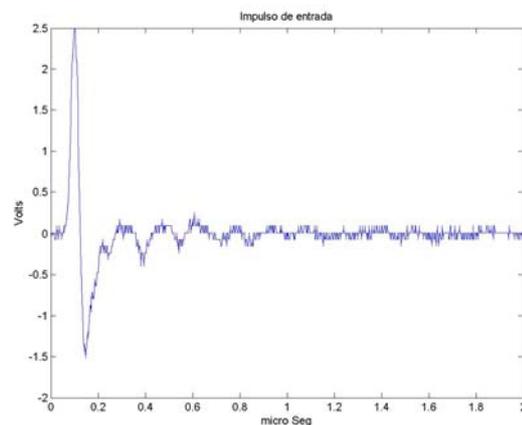


Fig. 6. Señal, $x(t)$, aplicada a la entrada.

Por otro lado, para la señal de salida también se realizaron registros de hasta 2 μ s y se empleó un tiempo de muestreo de 2 ns. Así mismo, la señal muestra ruido aditivo de alta frecuencia como se puede observar en la Fig. 7. Se eligió un intervalo para registro de 2 μ s, después de observar que en este periodo se contenían los niveles más

significativos de señal de salida en nuestra red pero, esto depende de la topología de cada red.

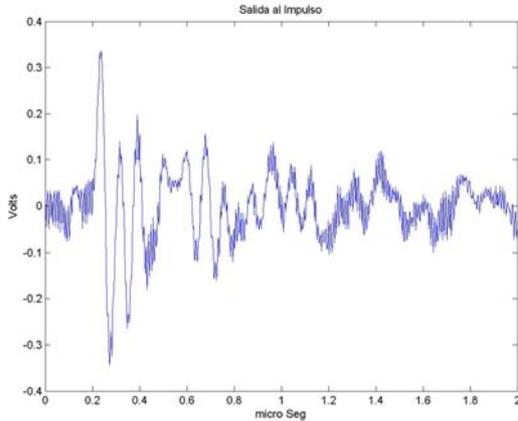


Fig. 7. Señal de respuesta, $y(t)$, medida a la salida.

Después de aplicar la FFT a cada una de las señales procesadas anteriormente, se realiza el cálculo de la función de transferencia dividiendo ambos espectros de frecuencia. La respuesta en frecuencia calculada correspondiente se puede observar en la Fig. 8, conjuntamente con la respuesta en frecuencia medida.

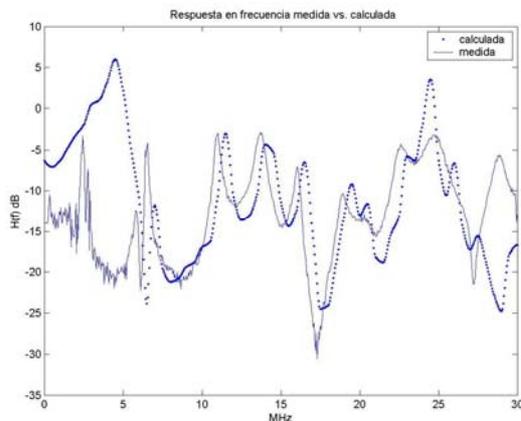


Fig. 8. Respuesta en frecuencia medida vs la calculada correspondiente a $\hat{H}(f)$.

Finalmente, a la función de transferencia calculada, $\hat{H}(f)$, le aplicamos la IFFT y obtenemos la respuesta al impulso en el dominio temporal, $\tilde{h}(t)$. Tomando la secuencia resultante, se procesa para extraer los nueve ecos más significativos y, así, obtenemos una estimación muy compacta de la respuesta al impulso $\tilde{h}(t)$, Fig. 9.

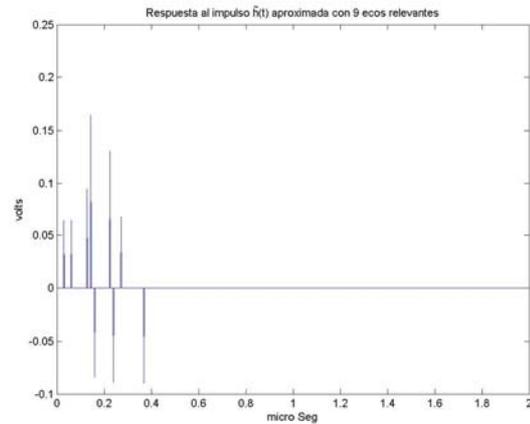


Fig. 9. Respuesta al impulso estimada $\tilde{h}(t)$.

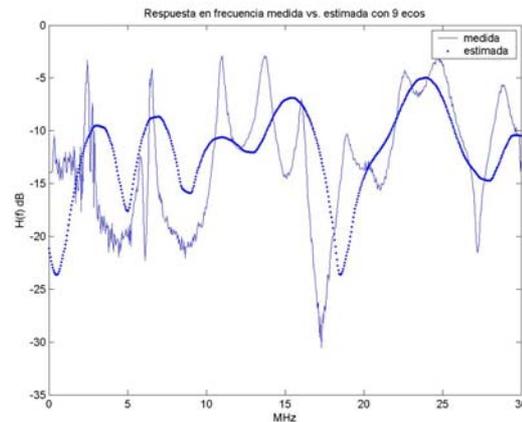


Fig. 10. Respuesta en frecuencia medida vs. la estimada correspondiente a $\hat{H}(f)$.

Para saber qué tan exacta resulta la función de transferencia estimada, $\hat{H}(f)$, con base a la respuesta al impulso compacta, $\tilde{h}(t)$, simplemente aplicamos la FFT a la señal de la Fig. 9. La respuesta en frecuencia estimada correspondiente se puede observar en la Fig. 10, conjuntamente con la respuesta en frecuencia medida.

6. DISCUSION DE RESULTADOS

En las Figs. 8 y 10, podemos observar que en el intervalo de 5 MHz a 25 MHz (que es el ancho de banda para la operación de los circuitos de acoplamiento empleados), la respuesta en frecuencia calculada, correspondiente a $\hat{H}(f)$, sigue con más detalle la forma de la respuesta en

frecuencia real medida, infortunadamente aparece desfasada por aproximadamente 1 MHz, lo que repercute en una menor correlación de las secuencias y en un valor relativamente alto para el error promedio (el promedio de la raíz del error cuadrático), que en este caso es de 0,24 V. Por otro lado, se observa que la respuesta en frecuencia estimada con tan sólo 9 ecos, correspondiente a $\hat{H}(f)$ en el mismo intervalo, produce un perfil que se aproxima solo en forma general a la respuesta en frecuencia medida. Con todo, debido a su mejor correlación, la respuesta en frecuencia estimada muestra un error promedio relativamente bajo, que en este caso es de 0,14 V.

7. CONCLUSIONES

La optimización del esquema de comunicación requiere de una estimación de la función de transferencia que permita reproducir con detalle el perfil de la respuesta en frecuencia real, ya que de ello depende que se pueda operar la transmisión de datos cerca de la capacidad del canal. Así, el hecho de aproximar la función de transferencia con escasas componentes de eco puede no ser siempre muy adecuado. Por otro lado, nuestros experimentos en laboratorio muestran que el ruido aditivo es el principal problema en la estimación de la función de transferencia, ya que en el proceso de filtrado del ruido se puede perder información útil de la respuesta del sistema, con consecuencias de consideración para el cálculo exacto de la función de transferencia, tal y como ocurrió en los resultados del experimento mostrado en la Fig. 8. Finalmente, debemos recalcar que es muy importante tomar en cuenta el efecto de los acopladores empleados en las mediciones.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado con el apoyo del Instituto Politécnico Nacional (SIP-20082921) y del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (210397).

REFERENCIAS

[1] Wei, X., Liu, J. and Li, Y., *Simulation and Analysis of Power Transmission Line Model*, IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications ISPLC '06, 2006, pp. 256—260.

- [2] Biglieri, E., *Coding and Modulation for a Horrible Channel*, IEEE Communications Magazine, Vol. 41, May, 2003, pp. 92—98.
- [3] Banwell, T. C. and Galli, S., *A novel Approach to the Modeling of the Indoor Power Line Channel--Part I: Circuit analysis and companion model*, IEEE Trans. Power Del., Vol. 20, No. 2, April, 2005, pp. 655—666.
- [4] Pavlidou, N. and et al., *Power Line Communications: State of the Art and Future Trends*, IEEE Communications Magazine, Vol. 41, April, 2003, pp. 34—40.
- [5] Laguna, G. and Barrón, R., *Survey on Indoor Power Line Communication Channel Modeling*, submitted to IEEE Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference 2008, CERMA 08.
- [6] Philipps, H., *Modelling of Powerline Communication Channels*, IEEE ISPLC '99, 1999, pp. 14—21.
- [7] Zimmermann, M. and Dostert, K., *A Multipath Model for the Powerline Channel*, IEEE Trans. on Communications, Vol. 50, No. 4, April, 2002, pp. 553—559.
- [8] Babic, M. and et al., *D4: Theoretical postulation of PLC channel model*, Disponible en <http://www.ist-opera.org/opera1/downloads/D4/D4_Theoretical_Post.pdf>, Open PLC European Research Alliance, 30.03.2005
- [9] Baig, S., *A discrete multitone transceiver at the heart of the PHY layer of an in-home power line communication local area network*, IEEE Communication Magazine, Vol.41, pp.48-53, Apr. 2003.
- [10] Cañete, F. J. and et al., *Modeling and Evaluation of the Indoor Power Line Transmission Medium*, IEEE Communications Magazine, Vol. 41, April, 2003, pp. 41—47.
- [12] Philipps, H., *Performance measurements of powerline channels at high frequencies*, IEEE ISPLC '98, 1998, pp. 229—237.
- [13] Laguna, G. y Barrón, R., *Circuito de acoplamiento para la comunicación por la línea eléctrica doméstica*, en memorias del 9º Congreso de Ingeniería Eléctrica y Electrónica Aplicada, CIEEA 2008, Instituto Tecnológico de Durango, Marzo, 2008, pp. 1—4.