

Analysis of In-vehicle Power Line Channel Response

A. B. Vallejo-Mora, J. J. Sánchez-Martínez, F. J. Cañete, J. A. Cortés and L. Díez

Abstract— Power Line Communications (PLC) technology in automobiles consists in using the power lines inside the vehicle as an information transmission medium. When the engine of a car is in operation, the alternator is the element that supplies the electric energy. The periodic movement of the rotor inside the alternator causes frequency of the generated AC signal and the impedance of the alternator to depend on the regime of the engine. This time variation of the impedance may lead to a periodically time-varying behavior of the channel response. The objective of this paper is to evaluate the magnitude of these periodical variations and to determine whether a linear time-invariant (LTI) channel model suffices or a linear periodically time-varying (LPTV) one is needed. The analysis has been accomplished on a set of measurements carried out at different access points inside a vehicle. □

Keywords— Channel response, linear time-invariant (LTI), periodically time-varying (LPTV), power line communication (PLC), vehicle.

I. INTRODUCCIÓN

LA TECNOLOGÍA PLC consiste en la transmisión de datos por la red eléctrica. Hasta ahora, su estudio se ha centrado en dos aplicaciones fundamentales: integrarla dentro de una red de área extensa como *última milla*, permitiendo la comunicación entre la subestación eléctrica y la red doméstica, y por otro lado, utilizarla para crear una red de área local (LAN, *Local Area Network*), usando la propia red eléctrica de la vivienda. Sin embargo, recientemente una nueva aplicación está siendo motivo de interés: el uso del cableado eléctrico en los vehículos para transmitir señales de comunicación.

Los coches de hoy en día están equipados con multitud de sistemas electrónicos (inyección, climatizadores, alumbrado automático, etc), que cuentan con sensores y actuadores que necesitan comunicarse entre sí y con un sistema de control central [1] [2]. Para ello, existen protocolos basados en estándares internacionales, como CAN (*Controller Area Network*) [2], LIN (*Local Interconnect Network*) y FlexRay que utilizan buses dedicados. La tecnología PLC supone por tanto un ahorro considerable al permitir utilizar los mismos cables de alimentación para transmitir datos, facilitando además la incorporación de nuevas funcionalidades. El hecho de reducir cableado implica un ahorro de material, de mano de obra para su instalación y de peso a bordo (el cableado que

actualmente llevan los automóviles supone el segundo componente en términos de coste y peso).

La utilización de la red de alimentación para comunicaciones se plantea en un principio como una red redundante, y con funciones asociadas al confort y no a la seguridad. Si en un futuro se demuestra su fiabilidad, podría reducirse el cableado dedicado e incluso eliminarse. Estas investigaciones han sido abordadas también en otros ámbitos como el aeroespacial, el ferroviario, el naval y el aeronáutico.

La aplicación de la tecnología PLC en vehículos tiene puntos en común con su uso como LAN (*Local Area Network*) en interiores. En ambos casos, la estructura de la red de cableado eléctrico tiene una topología arborescente y el papel que juega el cuadro de distribución en las redes domésticas es equivalente al de la batería en los coches. Además, en las dos redes existen desadaptaciones de impedancia en las uniones de los tramos de cables y en los nodos terminales donde se conectan los dispositivos. Esto provoca múltiples reflexiones de la señal, dando lugar a fenómenos de propagación multicamino, y por tanto a una respuesta en frecuencia con desvanecimientos profundos [3], [4], [5]. Como resultado de la investigación llevada a cabo en los últimos años existe un conocimiento detallado de las características del canal PLC en el interior de las viviendas y se han propuesto modelos que describen dichas características y que permiten obtener respuestas en frecuencia representativas [3], [6], [7]. En este artículo se analizan dos modelos de comportamiento de las respuestas de canal para las redes de alimentación de vehículos, un modelo lineal e invariante en el tiempo y otro lineal pero variante de forma periódica. Para ello se ha utilizado un conjunto de medidas de respuestas de canal llevadas a cabo para diferentes estados del motor: apagado, ralentí y a 2000 rpm.

El artículo está organizado como se describe a continuación. En primer lugar, la sección II presenta las medidas de canal lineal e invariante en el tiempo (LTI, *Linear Time Invariant*) realizadas en un vehículo, así como su procedimiento de medida, los puntos y enlaces seleccionados, y los estados de motor evaluados. En la sección III se describe un canal lineal variante de forma periódica en el tiempo (LPTV, *Linear Periodically Time-Varying*), junto con las medidas y el procedimiento utilizado para llevarlas a cabo, indicando la señal de sincronismo empleada en el proceso. Por último, las conclusiones son expuestas en la sección IV.

II. ANÁLISIS SEGÚN HIPÓTESIS DE CANAL INVARIANTE

El modelo invariante en el tiempo (LTI) de un canal queda caracterizado por su respuesta impulsiva $h(t)$ o equivalentemente por su respuesta en frecuencia $H(f)$ (Fig. 1).

A. B. Vallejo-Mora, Universidad de Málaga, Málaga, España, abvm2006@hotmail.com

J. J. Sánchez-Martínez, Universidad de Málaga, Málaga, España, jjsm@ic.uma.es

F. J. Cañete, Universidad de Málaga, Málaga, España, francis@ic.uma.es

J. A. Cortés, Universidad de Málaga, Málaga, España, jaca@ic.uma.es

L. Díez, Universidad de Málaga, Málaga, España, diez@ic.uma.es

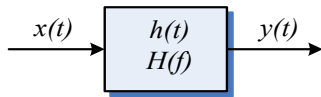


Figura 1. Modelo LTI de canal.

La respuesta al impulso $h(t)$ se corresponde con la transformada inversa de Fourier de la respuesta en frecuencia del canal $H(f)$, y determina la relación entrada-salida del sistema causal, dado por

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (1)$$

Este modelo de canal es válido para representar el comportamiento de la red de alimentación del vehículo para cierto estado de sus dispositivos. Cuando alguno de ellos es activado o desactivado, el canal experimenta una variación, siendo por tanto diferente la respuesta en frecuencia $H(f)$ que describe la nueva configuración.

Se ha llevado a cabo una campaña de medidas de la respuesta en frecuencia de diferentes canales en un vehículo Fiat Coupé para tres estados del motor (apagado, ralentí y a 2000 rpm), sin activar ningún dispositivo durante la realización de las mismas. Los parámetros de reflexión S_{11} y de transmisión S_{21} se han medido utilizando un analizador de redes vectorial, siendo el número de puntos en frecuencia 1601, distribuidos uniformemente en la banda comprendida entre 300 kHz y 100 MHz. El ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia es de 1 kHz (un valor pequeño reduce el suelo de ruido) y se ha seleccionado un factor de promediado de valor 16 (promedia 16 barridos). La función de transferencia del canal se calcula en base a los parámetros [S] de la forma [8]

$$H(f) = \frac{S_{21}(f)}{1 + S_{11}(f)} \quad (2)$$

siendo las impedancias de la fuente y de la carga de valor $50 \Omega (Z_0)$. Cada canal medido es el resultado de evaluar el enlace seleccionado en el vehículo junto con el efecto de dos cables BNC que se han incorporado en los puertos transmisor y receptor del analizador, así como los conectores insertados en sus extremos.

La elección de los nodos transmisor y receptor se basa en dos criterios. El primero, conseguir que los nodos estén distribuidos a lo largo de todo el vehículo, y el segundo, que haya puntos conectados directamente a la batería, con lo cual están siempre alimentados (como es el caso de la radio) y otros que únicamente reciben la alimentación cuando el motor está en funcionamiento. Los puntos seleccionados son: la batería, el encendedor, la alimentación e iluminación de la radio, dos fusibles (fusibles A y B), el intermitente delantero derecho, la luz de cruce izquierda, la luz de posición trasera izquierda y la luz de marcha atrás derecha (Fig. 2).

La Tabla I muestra los 12 enlaces establecidos entre los puntos seleccionados. Para ver el efecto del motor sobre la respuesta en frecuencia del canal se han evaluado los siguientes estados:

- 'Apagado': el motor está en reposo y sólo los dispositivos conectados directamente a la batería están alimentados.

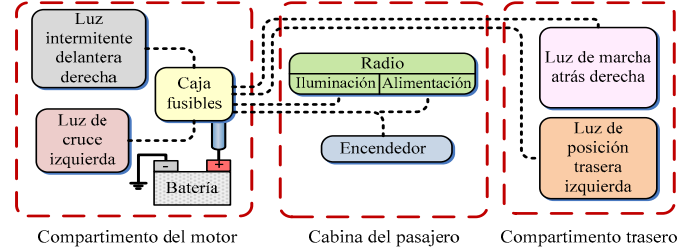


Figura 2. Topología del cableado eléctrico del vehículo y puntos de acceso.

- 'Ralentí': el motor está a 750 revoluciones por minuto (rpm) aproximadamente, y todos los dispositivos están alimentados.
- '2000 rpm': el motor está a 2000 rpm en punto muerto y todos los dispositivos están alimentados.

TABLA I
CANALES MEDIDOS

Transmisor	Receptor
Batería	Encendedor, luz marcha atrás
Encendedor	Batería
Intermitente	Alimentación radio, luz de cruce
Alimentación radio	Intermitente, encendedor
Luz marcha atrás	Fusible B
Luz de posición	Fusible A, luz marcha atrás
Luz de cruce	Iluminación radio
Fusible B	Batería

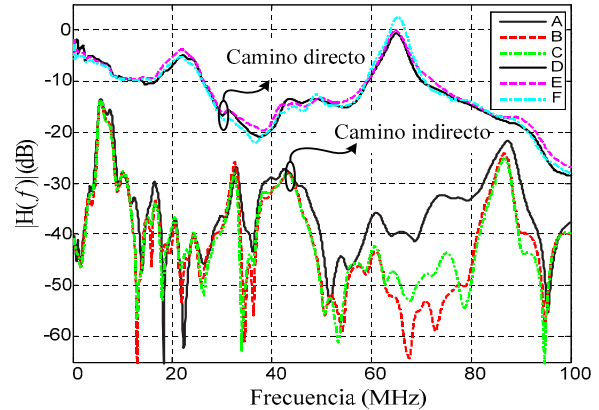


Figura 3. Medidas de respuestas en frecuencia de dos canales: Luz de cruce–Iluminación radio (A) Apagado, (B) Ralentí, (C) 2000 rpm; Alimentación radio–Encendedor (D) Apagado, (E) Ralentí, (F) 2000 rpm.

A partir de las medidas LTI obtenidas es posible evaluar el comportamiento en frecuencia de los canales. Se distinguen dos tipos de respuesta en frecuencia correspondientes a dos tipos de enlaces [9]: conexión 'directa' es aquella cuyo camino más corto entre los puntos de acceso transmisor y receptor, no pasa a través de la batería, e 'indirecta' es el resto de los casos. De los 12 canales medidos, sólo uno es de tipo directo (correspondiente al enlace entre la alimentación de la radio y el encendedor), siendo todos los demás, indirectos. La Fig. 3 representa la respuesta en frecuencia del enlace directo y de

uno de los enlaces indirectos (luz de cruce e iluminación de la radio) para los tres estados de motor evaluados. Se observa que el camino indirecto presenta una mayor atenuación que el directo, y los desvanecimientos existentes son mucho más profundos. Estos desvanecimientos son debidos a las múltiples reflexiones de la señal en las diferentes ramas encontradas a su paso, fenómeno que ocurre en mayor medida en los caminos indirectos. Además, el factor limitante para la atenuación no es la distancia, sino el paso o no por la batería (puede haber caminos más cortos con mayor atenuación que caminos de mayor longitud). En los canales indirectos aparecen desvanecimientos de hasta 25 dB. Estos efectos son equivalentes a los que se encuentran en los canales PLC en interiores de viviendas [3]. Respecto a la dependencia de la respuesta en frecuencia del canal con la velocidad del motor, se aprecian diferencias en el módulo de unos 2 dB para el camino directo, y de hasta 25 dB en los indirectos. Una descripción más detallada de estas medidas puede encontrarse en [10].

III. ANÁLISIS SEGÚN HIPÓTESIS DE CANAL VARIANTE

En un vehículo, la batería proporciona la alimentación necesaria cuando éste se encuentra apagado, sin embargo, cuando el motor está en funcionamiento, la alimentación procede del alternador. En el alternador se genera una señal de alterna con ayuda de un rotor (elemento giratorio que recibe el movimiento mecánico del motor), la cual se transforma en la tensión de continua que alimenta a todos los dispositivos del automóvil tras pasar por un rectificador. Dependiendo de la velocidad a la que se encuentre el motor, el alternador puede variar su impedancia, lo cual se traduciría en una alteración de la respuesta del canal. Por este motivo, cabría esperar una variación de las características en frecuencia de los canales medidos en función de la velocidad del motor. Además, para una misma velocidad del motor, debido a las variaciones de tensión de la señal de alterna, pueden producirse también cambios en la impedancia del alternador. Estos cambios, al ser dependientes de la señal en alterna serían periódicos con dicha señal y por consiguiente, con las revoluciones del motor. Para medir estas posibles variaciones periódicas es preciso disponer de señales que permitan una correcta sincronización del equipo de medida. Sin embargo, como la señal de alterna no es accesible, se han evaluado otras señales cuyos periodos están también relacionados con la velocidad del motor. Estas señales se explican a continuación, y se describe el modelo LPTV y las medidas realizadas.

A. Señales de sincronismo

La fase de inyección es aquella donde el combustible entra en los cilindros del motor. Existen dos señales de interés relacionadas con esta fase: la señal del cuentarrevoluciones y la señal de fase. La señal del cuentarrevoluciones indica las revoluciones por minuto a las que se encuentra el motor en cada instante, y la señal de fase permite el sincronismo con los cuatro cilindros existentes en el motor. Por medio de estas señales, la unidad de control electrónico (microprocesador que opera en función de las señales que recibe de los diferentes sensores distribuidos en el coche) controla el comienzo de la

inyección de combustible y su duración. La Fig. 4(a) muestra una captura de la señal del cuentarrevoluciones estando el motor al ralentí. Durante un ciclo del motor ocurren ocho periodos de esta señal, de manera que dos periodos corresponden a la inyección de un cilindro y a media vuelta del cigüeñal. Un ciclo del motor por tanto, equivale a dos vueltas de cigüeñal y su duración es menor cuando el motor está más revolucionado. En el caso de la señal de fase (Fig. 4(b)), se observa que en un ciclo del motor sólo ocurre un periodo de la misma. No obstante, ambas señales (señal de cuentarrevoluciones y fase) tienen un periodo múltiplo entero del periodo del motor con picos impulsivos de gran nivel. Cualquiera de estas dos señales resulta de interés para establecer el sincronismo en el proceso de medida de los canales LPTV.

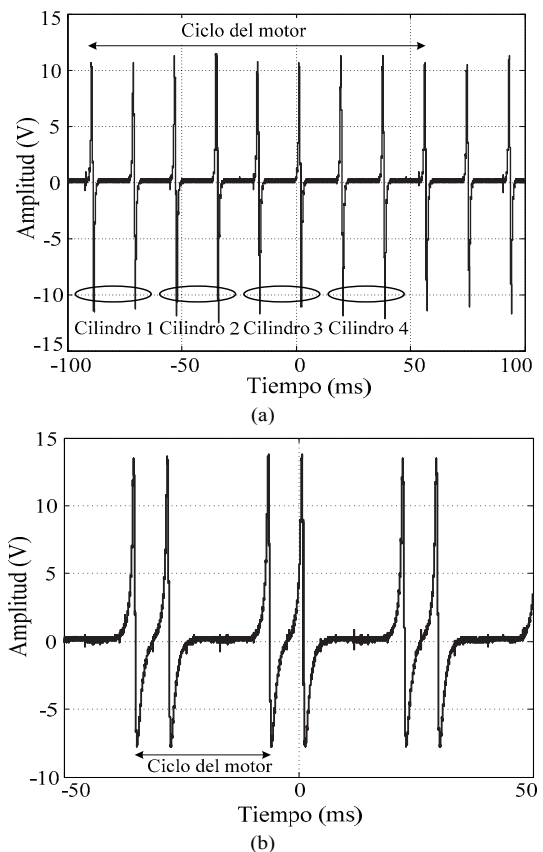


Figura 4. (a) Señal del cuentarrevoluciones. Estado: 'Ralentí'. (b) Señal de fase. Estado: '2000 rpm'.

B. Modelo de aproximación de variación lenta del canal

Un sistema lineal variante en el tiempo periódicamente (LPTV) se describe mediante la relación entrada-salida (Fig. 5(a))

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,u)x(u)du \tag{3}$$

siendo $h(t,u)$ la respuesta impulsiva del sistema en el instante t obtenida a partir del impulso aplicado en el instante u .

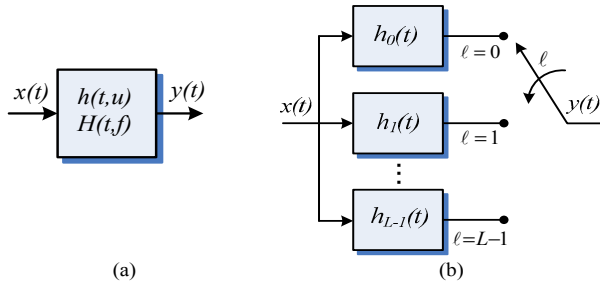


Figura 5. (a) Modelo lineal cíclico de la respuesta de canal. (b) Aproximación de variación lenta del modelo LPTV.

Además, como la respuesta en frecuencia del canal presenta un comportamiento cíclico con periodo T_0 , se cumple que

$$h(t, t - \tau) = h(t - nT_0, t - nT_0 - \tau) \quad (4)$$

La respuesta en frecuencia es una función periódica en t , calculada como la transformada de Fourier de la respuesta impulsiva en la variable τ , y expresada de la forma

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, t - \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (5)$$

Una aproximación de este modelo se basa en la idea de variación lenta del canal [11], donde se pueden considerar intervalos de invarianza dentro de un periodo en los que la respuesta del canal no cambia. De esta forma, un canal LPTV queda determinado por un conjunto de sistemas LTI de respuestas al impulso $h_\ell(t)$ que representan la respuesta del canal en cada instante ℓ , siendo ℓ un intervalo de invarianza (Fig. 5(b)). La duración de los intervalos de invarianza, considerando estos equiespaciados, es $T_\ell = T_0/L$, siendo L el número de intervalos de invarianza. Por tanto, las respuestas de los sistemas LTI están relacionadas con la respuesta al impulso del sistema LPTV $h(t, u)$ mediante la expresión,

$$h_\ell(t) = h(\ell \cdot T_\ell + t, \ell \cdot T_\ell) \quad (6)$$

C. Procedimiento de medida

El objetivo de las medidas LPTV es determinar la posible variación periódica de la respuesta del canal. Para realizar estas medidas se ha utilizado el mismo analizador de redes empleado en las medidas LTI junto con un osciloscopio digital. El osciloscopio digital es usado como mecanismo de disparo del barrido del analizador, el cual, permite generar a partir de la señal de fase una señal de referencia que sirve como sincronismo. A priori, existen dos posibles fuentes de sincronismo, la señal del cuentarrevoluciones y la señal de fase. Se ha optado por la segunda porque presenta un menor grado de incertidumbre en el inicio de la medida, con sólo dos posibles puntos dentro del ciclo de motor, mientras que la señal del cuentarrevoluciones presenta ocho. La ambigüedad de los dos posibles puntos de disparo de la señal de fase se elimina visualizando en la pantalla del osciloscopio dicha señal y eligiendo siempre el mismo pico para activar el *trigger*.

De los tres posibles estados del motor únicamente se han hecho medidas al ralentí, pues en apagado no existe señal de fase y a 2000 rpm el periodo de la señal no es estable (la activación del electroventilador altera el periodo de la señal de

fase). La banda medida se extiende entre 300 kHz y 100.3 MHz haciendo 10 medidas consecutivas de $B=10$ MHz. Cada una de estas medidas contiene $N=1601$ puntos en frecuencia y se ajusta el tiempo de barrido a un número entero de periodos o ciclos de la señal de fase, siendo el periodo al ralentí de $T_0=145.6$ ms. El tiempo de barrido elegido ha sido de $T_b=14.56$ s, es decir, $C=100$ ciclos de la señal de fase, lo que determina que el analizador en un tiempo igual a un periodo mide $L=16$ puntos en frecuencia (Fig. 6(a)). De manera analítica los puntos en frecuencia pueden calcularse como

$$f_i^c = f_{m_i} + (c-1)L \cdot \Delta f + i \cdot \Delta f, \quad c = 1..C, \quad i = 0..L-1, \quad (7)$$

donde f_{m_i} es la frecuencia inicial de la banda a medir ([0.3, 10.3, 20.3...90.3] MHz), el superíndice c identifica el ciclo de la señal de fase o equivalentemente del motor, el subíndice i representa el intervalo de invarianza dentro de cada ciclo, $C = T_b/T_0$, $L = (N-1)/C$ y $\Delta f = B/(N-1)$. De los 1601 puntos en frecuencia el último se descarta, pues corresponde al primero de la siguiente sub-banda. Los valores en frecuencia medidos en los mismos instantes de tiempo dentro de cada ciclo, es decir, aquellos con igual subíndice i (Fig. 6(b)) se agrupan. Así pues, para cada sub-banda de 10 MHz se tienen 16 grupos de 100 puntos cada uno, siendo la separación en frecuencia de estos puntos de $\Delta f' = f_i^{c+1} - f_i^c = 100$ kHz. La resolución espectral del analizador es de $\Delta f = 6.25$ kHz, donde cada $\Delta t = T_b/(N-1) = 9.1$ ms se calcula un nuevo punto en frecuencia.

Sin embargo, para poder evaluar si existe una variación periódica del canal es necesario hacer un proceso de interpolación lineal para que los 100 valores medidos de cada grupo de invarianza correspondan a las mismas frecuencias, ver Fig. 6(b) (en la figura el símbolo \wedge indica que se trata de un valor interpolado y no medido). Esto supone trasladar las frecuencias de cada vector de la forma

$$[f_i^1 f_i^2 \dots f_i^C]_{i=1..L-1} \rightarrow [f_0^1 f_0^2 \dots f_0^C] = [\hat{f}_i^1 \hat{f}_i^2 \dots \hat{f}_i^C]_{i=1..L-1} \quad (8)$$

donde lo que se está haciendo es calcular nuevos puntos en frecuencia separados una distancia $\Delta f_i = f_i - f_0 = i \cdot \Delta f$ de los originales. Este proceso se repite para cada una de las 10 medidas realizadas, obteniendo finalmente una matriz de dimensiones 16×1000 que representa la respuesta en frecuencia cíclica del canal $H(t, f)$, siendo 16 los instantes equiespaciados dentro del ciclo de red o intervalos de invarianza, y 1000 los puntos en frecuencia calculados para cada uno de esos instantes. El primer punto en frecuencia es 300 kHz y el último $100.3 \text{ MHz} \cdot L \cdot \Delta f = 100.2$ MHz. El hecho de interpolar en lugar de repetir las medidas para las mismas frecuencias pero en distintos instantes del ciclo del motor, se debe a dos motivos. En primer lugar, habría que hacer tantas medidas como número de intervalos de invarianza (en este caso, 16), por lo que el tiempo de medida sería mayor y por tanto, la probabilidad de que las características del canal varíen durante la medida. En segundo lugar, determinar los diferentes intervalos de invarianza dentro de un periodo de la señal de referencia es un proceso complejo y poco preciso.

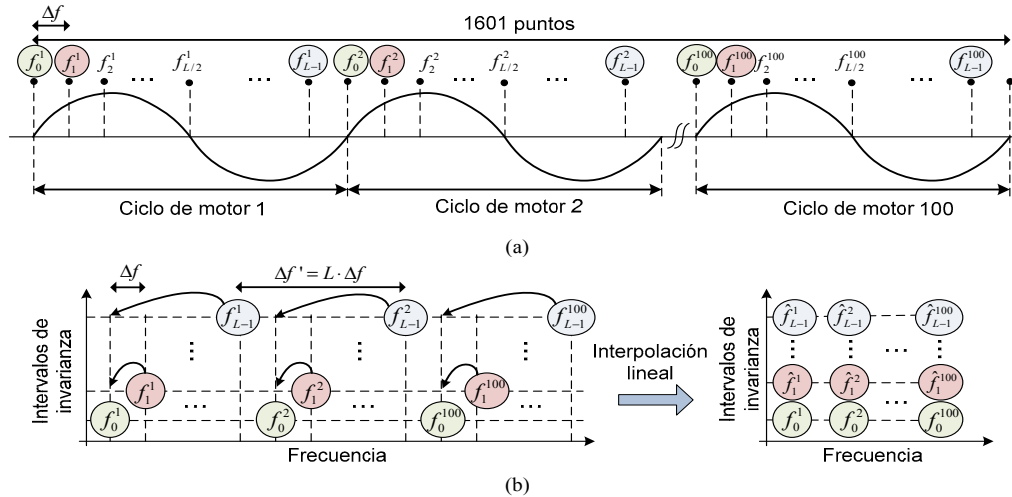


Figura 6. Procedimiento de medida de un canal LPTV. (a) Puntos en frecuencia f_i^c obtenidos dentro de la banda seleccionada. Los valores f_i^c se miden de forma equiespaciada en el tiempo y en frecuencia. (b) Selección de los puntos en frecuencia medidos en los mismos instantes de tiempo dentro de un ciclo del motor, correspondientes a los intervalos de invarianza.

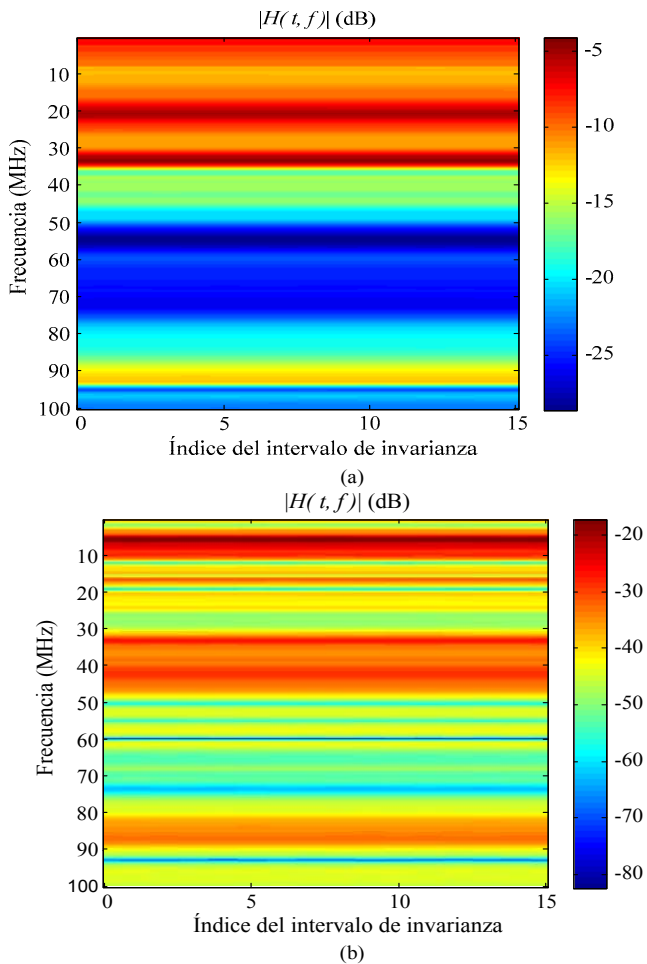


Figura 7. Amplitud de la respuesta en frecuencia $H(t, f)$ medida de un canal directo (a) e indirecto (b).

La Fig. 7 representa la amplitud de la respuesta en frecuencia $H(t, f)$ de dos canales medidos, uno directo y otro indirecto. Se aprecia cómo el indirecto presenta una mayor atenuación en frecuencia, pero a diferencia de lo que sucede para las redes eléctricas de las viviendas, donde pueden encontrarse variaciones cíclicas que superan los 10 dB [11], la variación que experimenta la respuesta del canal en ambas medidas puede considerarse irrelevante.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se han evaluado dos modelos de comportamiento para la respuesta de canal de las líneas de alimentación de vehículos: un modelo lineal e invariante en el tiempo (LTI) y otro lineal pero variante de forma periódica (LPTV). Para ello, se ha llevado a cabo una campaña de medidas realizadas sobre diferentes enlaces de la red de alimentación de un automóvil.

Se ha comprobado que las respuestas de canal no presentan una variación cíclica significativa y que por tanto, el modelo LPTV no es necesario, ajustándose el comportamiento de la red a un modelo LTI.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Proyecto de Excelencia TIC-03007 de la Junta de Andalucía. Los autores agradecen la colaboración de Fiat Málaga.

REFERENCIAS

- [1] Y. Maryanka, "Wiring reduction by battery power line communication", in *Proc. Passenger Car Electrical Architecture IEE Seminar*, vol. 21, pp. 8/1-8/4, June 2000.
- [2] H. Beikirch and M. Voss, "Can-transceiver for field bus power line communication," in *Power Line Communications and Its Applications, 2000.ISPLC'00. IEEE International Symposium on*, pp. 257-264, April 2000.
- [3] F. J. Cañete, L. Díez, J. A. Cortés, and J. T. Entrambasaguas, "Broadband modelling of indoor power-line channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pp. 175-183, Feb 2002.

- [4] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon, and P. Laly, "Impulsive noise characterization of in-vehicle power line," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no. 4, pp. 861–868, November 2008.
- [5] 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, pp. 73–78, April 2009.
- [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] S. Galli and T. C. Banwell, "A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function," *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1304–1316, July 2006.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [9] M. Lienard, M. Carrion, V. Degardin, and P. Degauque, "Modeling and analysis of in-vehicle power line communication channels," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 2, pp. 670–679, March 2008.
- [10] 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.
- [11] 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.



Ana Belén Vallejo Mora received the B.S. and the M.S. degrees in telecommunication engineering, both from the University of Málaga, Málaga, Spain. In 2008, she joined the Communications Engineering Department, University of Málaga. In 2010, she received the Master's of Research in Telecommunication Technologies from the University of Málaga, Málaga, Spain. Her research interests are focused on signal processing for digital communications.



Juan José Sánchez Martínez received the B.S. and the M.S. degrees in telecommunication engineering in 2003 and 2006, respectively, both from the University of Málaga, Málaga, Spain. In 2006, he joined the Communications Engineering Department, University of Málaga. His research interests are focused on signal processing for digital communications and on real-time implementation of signal processing algorithms on field-programmable gate array. Currently, his interests include all fields of theoretical and technological electromagnetic engineering, including metamaterial structures, devices and system.



Francisco Javier Cañete Corripio received the M.S. and Ph.D. degrees in telecommunication engineering in 1996 and 2004, respectively, from the University of Málaga (Spain). In 1996, he worked for the Instrument and Control department at the Empresa Nacional de Ingeniería y Tecnología (INITEC) in the design of power plants. In 1997, he worked for Alcatel España R&D department in the design of wireless local loop systems. Since 1998 he works for the Communication Engineering Department, at the University of Málaga, currently as an Associate Professor. From 2000 to 2001, he also collaborated with the Nokia System Competence Team in Málaga in radio resource management. His research activity is focused on digital signal processing for digital communications and his interests include channel modeling and transmission techniques for power-line communications and wireless systems. He is member of the IEEE.



José Antonio Cortés Arrabal received the M.S. and Ph.D. degrees in telecommunication engineering in 1998 and 2007, respectively, from the University of Málaga (Spain). In 1998 he received a fellowship from Alcatel Citesa. In 1999 he worked for Alcatel España R&D. This same year he joined the Communication Engineering Department of the University of Málaga, where he is currently working as an associate professor. From 2000 to 2002 he collaborated with the Nokia System Competence Team in Málaga. His research interests include digital signal processing for communications, mainly focused on synchronization and transmission techniques for high-speed power line communications.



Luis Díez del Río received the M.S. and Ph.D. degrees from the Polytechnic University of Madrid, Spain, in 1989 and 1995, respectively, both in telecommunication engineering. In 1984, he joined Fujitsu-España R&D center. From 1987 to 1997, he was with the Department of Signals, Systems and Radiocommunication, Polytechnic University of Madrid. Since 1997, he has been with the Communication Engineering Department, University of Málaga, where he is currently working as an associate professor. He has great experience in technical aspects of digital communication, e.g., synchronization, adaptive signal processing, modulation, coding and multiple access.