



L'ÉLECTROMAGNÉTISME, 150-1 UNE SCIENCE EN PLEINE ACTION !

Application du Retournement Temporel à la transmission par Courant Porteur en Ligne pour la réduction du rayonnement électromagnétique

Applying Time Reversal to Power Line Communications for the mitigation of electromagnetic radiation

*Pascal Pagani**, *Amilcar Mescco***, *Michel Ney**, *Ahmed Zeddami***

* *Telecom Bretagne, Département Micro-ondes, Technopôle Brest Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex 3, {pascal.pagani, michel.ney}@telecom-bretagne.eu*

** *Orange Labs Networks, 2 avenue Pierre Marzin, 22300 Lannion, {amilcar.mescco, ahmed.zeddami}@orange.com*

Mots-clefs : Courant Porteur en Ligne, Retournement Temporel, interférence électromagnétique, mitigation. Power Line Communications, Time Reversal, electromagnetic interference, mitigation.

Résumé

Les communications par Courant Porteur en Ligne (CPL) permettent de transmettre des données à haut débit sur le réseau électrique résidentiel. En raison du rayonnement électromagnétique parasite que cette technologie génère, une stricte réglementation s'applique sur les niveaux d'émission autorisés. Cet article propose d'utiliser la technique radio du Retournement Temporel (RT) pour réduire le niveau d'interférence des systèmes CPL. Les mérites de l'application de cette technique du domaine du sans-fil aux systèmes filaires sont d'abord détaillés d'un point de vue théorique, puis cette méthode est étudiée sur la base de mesures expérimentales réalisées dans des habitations en France et en Allemagne. Les résultats montrent que dans 60% des cas, les interférences électromagnétiques peuvent être diminuées de plus de 5 dB.

1. Introduction

La technologie CPL permet de transmettre des données à des débits de l'ordre de plusieurs dizaines de Mb/s en réutilisant l'infrastructure des câbles électriques [1]. Les systèmes actuels émettent dans la bande 2 MHz – 28 MHz et le réseau électrique n'a pas été initialement conçu pour transmettre des signaux à haute fréquence. Ainsi, les systèmes CPL génèrent un rayonnement électromagnétique indésirable, susceptible d'interférer avec d'autres systèmes de transmission, comme la radiodiffusion sur ondes courtes, ou les communications radio amateur, par exemple [2]. Pour cette raison, le niveau d'émission des systèmes CPL est réglementé par des normes précises, développées au sein d'organismes comme le CISPR ou le CENELEC. Afin de réduire les interférences dues au système CPL, les méthodes mises en œuvre doivent répondre à deux buts. D'une part, il conviendrait de focaliser l'énergie transmise au niveau du récepteur. Le gain en puissance reçue permettrait alors de réduire d'autant le niveau de signal à l'émission. D'autre part, les méthodes de mitigation doivent diminuer le niveau de signal reçu en tout point à l'exception du récepteur. Ces deux objectifs apparaissent comme des caractéristiques d'une technique de transmission déjà connue dans le domaine de la radio : le Retournement Temporel (RT) [3].

2. Adaptation du RT aux systèmes filaires

Le RT est une technique qui a été développée dans le domaine de la transmission d'ondes acoustiques [4]. Plus récemment, cette technique a été étendue aux communications radioélectriques [3]. Le milieu de propagation des ondes électromagnétiques par trajets multiples fournit en effet d'excellentes conditions pour l'application du RT, notamment pour les systèmes à Ultra Large Bande (ULB) [5]. La technique du RT consiste à mettre en forme le signal transmis en utilisant un filtre adapté au canal de transmission. Dans la suite, on suppose que l'émetteur est placé à l'origine de l'espace, et on note \mathbf{r}_0 la position du récepteur. En notant $H(f, \mathbf{r}_0)$ la fonction de transfert du canal, le filtre de mise en forme $G(f, \mathbf{r}_0)$ est proportionnel à $H(f, \mathbf{r}_0)^*$, où * représente le nombre complexe conjugué. Plus précisément, pour une

antenne placée à une position \mathbf{r} quelconque, la fonction de transfert perçue après application du RT, $H_{RT}(f, \mathbf{r})$, est donnée par :

$$(1) \quad H_{RT}(f, \mathbf{r}) = G(f, \mathbf{r}_0) \times H(f, \mathbf{r}) = \frac{H^*(f, \mathbf{r}_0)}{\sqrt{\int |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df}} \times H(f, \mathbf{r}).$$

On notera que le filtre de mise en forme est normalisé à une puissance unitaire. Plusieurs études ont montré que cette technique permet à la fois une focalisation du signal transmis autour de l'antenne de réception, et une réduction de la puissance reçue en tout autre point de l'espace [5], [6], [7]. En effet, au niveau du récepteur situé à la position \mathbf{r}_0 , l'équation (1) devient :

$$(2) \quad H_{RT}(f, \mathbf{r}_0) = \frac{1}{\sqrt{\int |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df}} \times |H(f, \mathbf{r}_0)|^2.$$

La fonction de transfert perçue après application du RT est donc proportionnelle au carré de l'amplitude de la fonction de transfert effective. Ceci permet un gain en puissance reçue par une meilleure exploitation du canal sélectif en fréquence. Des gains en puissance totale reçue de l'ordre de 5 dB ont été reportés dans [5] pour des signaux ULB. Par ailleurs, pour toute position \mathbf{r} différente de \mathbf{r}_0 , l'application du RT provoque une désadaptation entre le filtre de mise en forme et le canal. La fonction de transfert perçue $H_{RT}(f, \mathbf{r})$ correspond au produit de deux fonctions de transfert indépendantes, $H(f, \mathbf{r}_0)^*$ et $H(f, \mathbf{r})$, qui présentent des évanouissements fréquentiels indépendants. En conséquence, pour les positions de réception \mathbf{r} différentes de \mathbf{r}_0 , la puissance totale reçue est diminuée. Cet effet est appelé focalisation spatiale dans le domaine de la transmission sans fil.

L'application du RT à la transmission filaire a été présentée pour la première fois dans [8]. En référence à la figure 1, nous considérons un modem CPL émetteur placé à l'origine et un modem CPL récepteur placé en une position \mathbf{r}_0 . En filtrant le signal transmis à l'aide de la fonction $H(f, \mathbf{r}_0)^*$, on peut montrer un gain au niveau du récepteur situé en \mathbf{r}_0 , tandis que le signal reçu au niveau d'autres prises électriques (\mathbf{r}_1 et \mathbf{r}_2) sera atténué. De manière plus intéressante, le filtrage adapté affectera également le signal rayonné par les câbles et reçu en un point arbitraire de l'espace \mathbf{r}_3 .

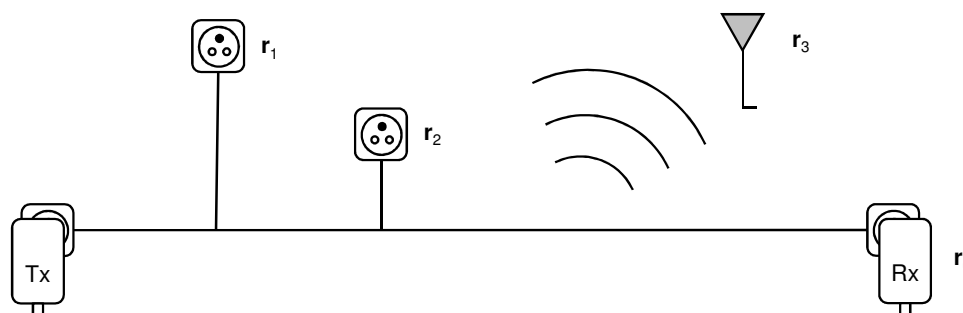


Figure 1. Principe d'application du RT à une transmission filaire.

3. Etude expérimentale

3.1. Campagne de mesure

Afin de valider le gain de la technique de RT en termes de mitigation du rayonnement CPL, nous avons collecté des données mesurées dans 9 maisons et appartements situés en France et en Allemagne. Ces données ont été mesurées dans le cadre de la mission ETSI STF 410 [9]. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et consistent en des fonctions de transfert correspondant à des mesures du paramètre S21. En utilisant deux coupleurs passifs connectés sur les prises d'émission et de réception, nous avons d'abord mesuré la fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)$ entre l'émetteur et le récepteur. Dans un second temps, la fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_3)$ a été mesurée entre le coupleur émetteur et une antenne réceptrice située à une position arbitraire \mathbf{r}_3 dans l'environnement du réseau électrique. L'antenne biconique utilisée (Schwarzbeck EFS 9218) présente une petite taille, ce qui a permis de réaliser rapidement des mesures à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments où le signal était injecté. Au total, 114 couples de fonctions de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)$ et $H(f, \mathbf{r}_3)$ forment la base de notre étude statistique. Dans la suite de l'étude, ces mesures sont exploitées sur la bande de fréquence 2 MHz – 28 MHz, qui correspond à la bande utilisée par la majorité des modems CPL actuels.

3.2. Traitement des données

Les notations suivantes ont été introduites dans [8] et sont rappelées ici par souci d'exhaustivité. A partir d'une mesure de la fonction de transfert du canal CPL $H(f, \mathbf{r}_0)$, nous définissons l'atténuation moyenne du canal avant application du RT de la manière suivante :

$$(3) \quad \overline{H(\mathbf{r}_0)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\min} - f_{\max}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df \right)$$

où $f_{\min} = 2$ MHz et $f_{\max} = 28$ MHz représentent les fréquences minimale et maximale de l'étude. L'atténuation moyenne du canal peut être considérée comme l'atténuation perçue par un récepteur capable d'utiliser toute la puissance disponible dans la bande de fréquence de travail.

De la même manière, en utilisant la fonction de transfert perçue par le système après application du RT, définie dans l'équation (2), on peut calculer l'atténuation moyenne du canal après application du RT :

$$(4) \quad \overline{H_{RT}(\mathbf{r}_0)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\min} - f_{\max}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H_{RT}(f, \mathbf{r}_0)|^2 df \right)$$

A partir des équations (3) et (4), il est possible pour chaque mesure de définir le gain de canal G_{RT} , qui correspond pour le récepteur au gain en puissance totale reçue par l'application du RT. Notons que la puissance totale émise n'est pas modifiée par l'application du RT.

$$(5) \quad G_{RT} = \overline{H(\mathbf{r}_0)} - \overline{H_{RT}(\mathbf{r}_0)}$$

Afin d'étudier l'effet du RT sur l'interférence électromagnétique indésirable (en anglais *Electromagnetic Interference*, EMI), nous supposons qu'un modem CPL injecte un signal de densité de puissance $P_{\text{in}} = -55$ dBm/Hz sur la ligne électrique. Il est alors possible de calculer la densité de puissance du champ électrique à la position \mathbf{r}_3 , $E(f, \mathbf{r}_3)$ en dB μ V/m, à partir de la fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_3)$ de la manière suivante [10] :

$$(6) \quad E(f, \mathbf{r}_3) = P_{\text{in}} + 20 \log_{10}(|H(f, \mathbf{r}_3)|) + 107 + AF(f)$$

où $AF(f)$ représente le facteur d'antenne, et 107 représente le facteur de conversion de dBm en dB μ V.

La densité de puissance rayonnée moyenne sur l'ensemble de la bande considérée est alors donnée en dB(W/m²) par :

$$(7) \quad \overline{S(\mathbf{r}_3)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\min} - f_{\max}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{1}{120\pi} |E(f, \mathbf{r}_3)|^2 df \right)$$

où $E(f, \mathbf{r}_3)$ est exprimé en V/m, et le terme 120π représente l'impédance de l'espace libre en Ω .

Les quantités $E(f, \mathbf{r}_3)$ et $\overline{S(\mathbf{r}_3)}$ peuvent également être calculées après application du RT, à partir de la fonction de transfert $H_{RT}(f, \mathbf{r}_3)$ donnée par l'équation (1), de la manière suivante :

$$(8) \quad E_{RT}(f, \mathbf{r}_3) = P_{\text{in}} + 20 \log_{10}(|H_{RT}(f, \mathbf{r}_3)|) + 107 + AF(f)$$

$$(9) \quad \overline{S_{RT}(\mathbf{r}_3)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\min} - f_{\max}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{1}{120\pi} |E_{RT}(f, \mathbf{r}_3)|^2 df \right)$$

Dès lors, il est possible de calculer un coefficient de réduction du rayonnement indésirable, R_{RT} en dB, correspondant à la diminution de la densité de puissance rayonnée moyenne par application du RT :

$$(10) \quad R_{RT} = \overline{S(\mathbf{r}_3)} - \overline{S_{RT}(\mathbf{r}_3)}$$

4. Résultats

4.1. Exemple de mesure

La figure 2 (a) donne un exemple de fonction de transfert (FT) $H(f, r_0)$ mesurée à la position r_0 . La forte variabilité en fréquence de la mesure (courbe rouge) traduit l'effet des trajets de propagation multiples. Après application du filtre de RT (courbe noire), on observe que les fréquences les moins atténuées bénéficient d'une augmentation de puissance, au détriment des fréquences subissant des évanouissements. En particulier, pour toutes les fréquences pour lesquelles l'atténuation du canal $H(f, r_0)$ est plus faible que l'atténuation moyenne $\overline{H(r_0)}$, la fonction de transfert perçue après RT $H_{RT}(f, r_0)$ présente un gain de canal. Ceci est visible, par exemple, entre les fréquences 5.5 MHz et 8 MHz. En intégrant le gain de canal sur le signal total reçu, l'application du RT permet ici un gain en puissance totale reçue de $G_{RT} = 5$ dB.

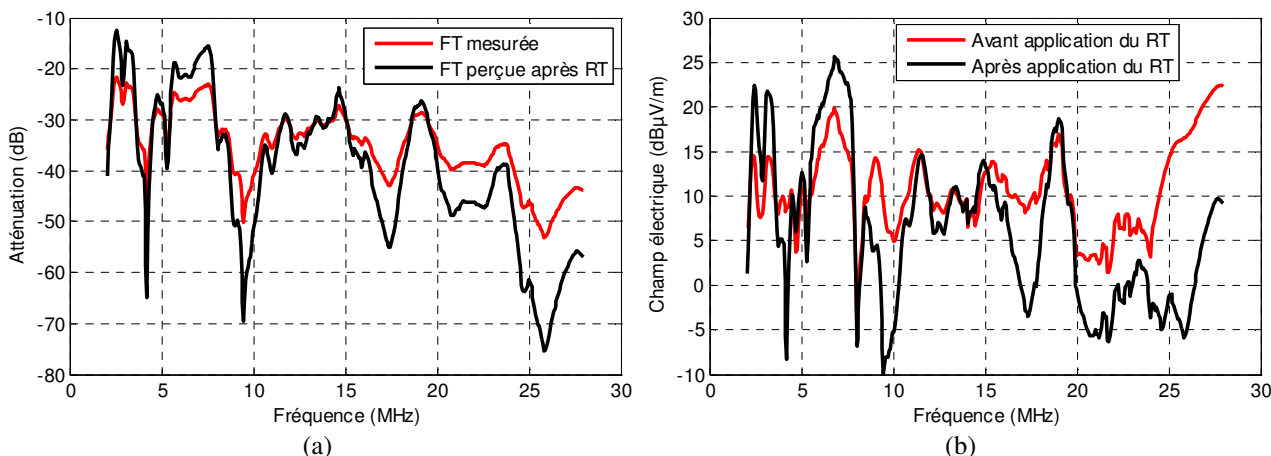


Figure 2. Effet du RT pour une mesure particulière : (a) fonction de transfert du canal avant et après RT, (b) champ électrique mesuré avant et après application du RT

La figure 2 (b) présente the champ électrique $E(f, r_3)$ mesuré à la position de l'antenne r_3 . Avant application du RT (courbe rouge), le champ électrique est variable entre 0 dBµV/m et 20 dBµV/m sur la bande de 2 MHz à 28 MHz. L'application du filtre de RT génère une baisse visible du rayonnement à certaines fréquences, notamment au-delà de 15 MHz. Dans cet exemple, la densité de puissance rayonnée moyenne sur l'ensemble de la bande considérée a été réduite d'un facteur $R_{RT} = 0.8$ dB.

4.2. Analyse statistique

Nous rappelons que des mesures ont été réalisées dans 9 habitations situées en France et en Allemagne, permettant une analyse sur 114 couples de mesure de canal $H(f, r_0)$ et de mesure de rayonnement électromagnétique $H(f, r_3)$.

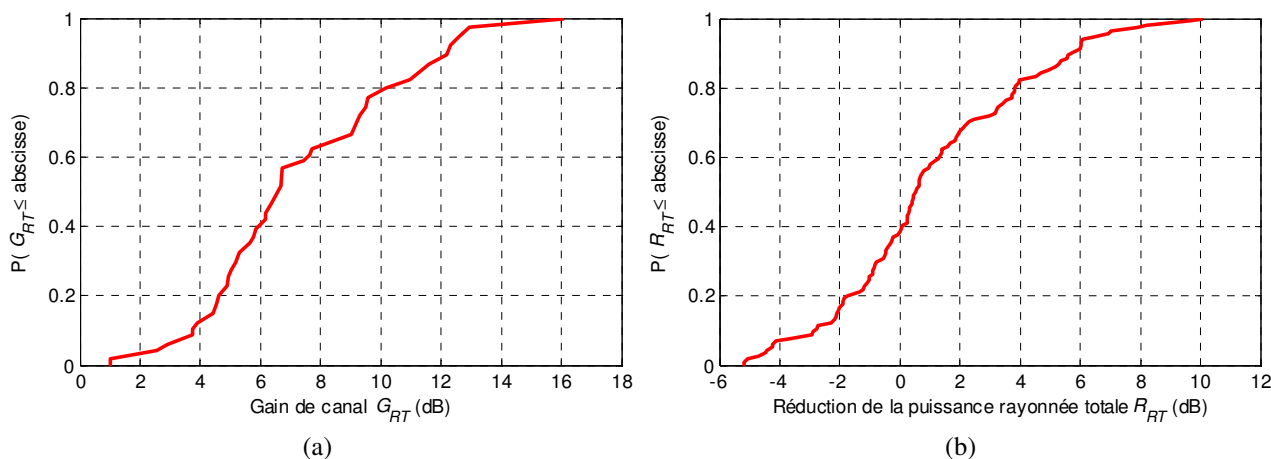


Figure 3. Analyse statistique de l'application du RT : (a) fonction de répartition du gain de canal G_{RT} , (b) fonction de répartition du coefficient de réduction de la puissance rayonnée R_{RT}

La figure 3 (a) présente la fonction de répartition du gain de canal G_{RT} pour l'ensemble des mesures de canal. On observe que le gain de canal est toujours supérieur à 1 dB, avec un maximum de 16 dB. Le gain de canal médian est de 7 dB. 93% des mesures présentent un gain de canal supérieur à 3 dB et dans 59% des cas, ce gain est supérieur à 6 dB. Notons que ce gain de canal peut être utilisé de différentes manières. Si l'on souhaite optimiser les performances, ce gain se traduira directement par une augmentation du rapport signal à bruit au récepteur, et donc à une réduction du taux d'erreur binaire. Dans notre cas particulier du CPL, l'objectif peut également consister à réduire le rayonnement électromagnétique indésirable, tout en conservant les performances de transmission. Pour cela, il suffit de réduire la puissance d'émission d'un facteur G_{RT} .

La figure 3 (b) présente la fonction de répartition du coefficient de réduction de la puissance rayonnée R_{RT} . On observe que dans 60% des cas, l'application du RT permet une réduction directe du rayonnement, jusqu'à un maximum de 10 dB. Par contre, dans 40% des cas, le RT aggrave la problématique du rayonnement électromagnétique, étant donné que l'EMI peut augmenter jusqu'à 5 dB. Cette tendance avait déjà été observée sur une analyse statistique similaire réalisée à partir de mesures effectuées dans le domaine temporel [8].

A partir des observations des statistiques des paramètres G_{RT} et R_{RT} , on peut définir une stratégie optimale pour diminuer le rayonnement involontaire pour un système CPL. La méthode consiste à appliquer le filtre de RT, et à calculer le gain de canal G_{RT} correspondant, puis à diminuer la puissance d'émission du facteur G_{RT} . De cette manière, la puissance totale reçue, et donc les performances du système, restent inchangées. Par contre, la réduction effective du rayonnement électromagnétique sera donnée par le coefficient de mitigation M_{RT} suivant :

$$(11) \quad M_{RT} = G_{RT} + R_{RT}$$

La figure 4 montre la fonction de répartition de la mitigation effective de l'EMI, M_{RT} , obtenue en sommant la diminution du rayonnement et le gain du canal. On observe que dans 98% des cas, les interférences électromagnétiques sont effectivement diminuées, avec des facteurs de mitigation allant jusqu'à 17 dB. Dans 60% des cas, l'EMI est diminuée de plus de 5 dB. Ces bonnes performances confirment la tendance déjà observée à partir d'un jeu plus réduit de mesures réalisées dans le domaine temporel [8]. Il faut noter également que dans 2% des cas, le rayonnement électromagnétique est aggravé, mais l'augmentation du rayonnement n'excède pas 0.6 dB.

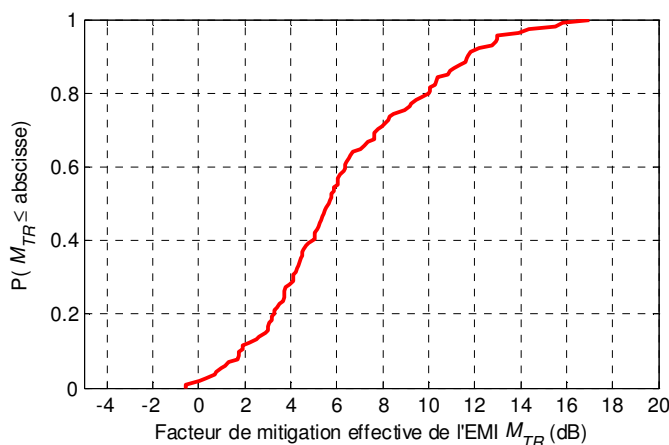


Figure 4. Fonction de répartition de la mitigation effective de l'EMI M_{RT} .

5. Conclusion

Dans cet article, nous présentons une technique de mitigation du rayonnement indésirable des systèmes CPL par l'application du retournement temporel. Cette technique a été initialement présentée et validée par un jeu réduit de mesures réalisées dans le domaine temporel dans [8]. Dans la présente étude, nous appliquons la méthode à une série de mesures expérimentales réalisées dans 9 habitations en France et en Allemagne en utilisant une méthode fréquentielle. Au total, 114 couples de mesure du canal et de mesure de rayonnement électromagnétique observées sur la bande 2 MHz – 28 MHz ont formé la base de l'étude statistique.

Les résultats de l'étude ont montré que l'application du RT à la transmission filaire permet d'obtenir un gain de puissance totale reçue de 1 dB à 16 dB. Simultanément, le rayonnement électromagnétique indésirable est diminué dans 60% des cas, avec une diminution maximale de 10 dB. En combinant ces deux avantages, il est possible de transmettre des données avec la même performance, tout en réduisant de manière significative le rayonnement électromagnétique. En effet, l'EMI est effectivement diminuée avec une probabilité de 98%, et dans 60% des cas, le coefficient de

mitigation effective est supérieur à 5 dB. Ces performances confirment la tendance observée dans [8]. Les prochaines étapes de cette étude consisteront à établir des protocoles afin d'intégrer ces techniques dans les futurs standards CPL.

Remerciements

Les auteurs remercient A. Schwager et D. Schneider de Sony (Allemagne) pour leur aide dans la mise en œuvre des mesures, dans le cadre de la mission ETSI STF410.

Références bibliographiques

- [1] H. C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury, T. G. Swart (Eds.), "Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines," Wiley, Chichester, 2010.
- [2] M. Ishihara, D. Umehara, and Y. Morihira, "The Correlation between Radiated Emissions and Power Line Network Components on Indoor Power Line Communications," IEEE International Symposium on Power Line Communications, Orlando, Florida, March 2006
- [3] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink, "Time reversal of electromagnetic waves," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, pp. 1 939 041–1 939 043, May 2004.
- [4] A. Derode, P. Roux, and M. Fink, "Acoustic time-reversal through high-order multiple scattering," IEEE International Ultrasonics Symposium, vol. 2, pp. 1091–1094, Seattle, WA, USA, November 1995.
- [5] P. Pajusco and P. Pagani, "On the use of uniform circular arrays for characterizing UWB time reversal," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 1, pp. 102–109, 2009.
- [6] A. E. Akogun, R. C. Qiu, and N. Guo, "Demonstrating the leverages of time reversal in ultra-wideband communications using time domain measurements," 51st International Instrumentation Symposium, pp. 737–742, Knoxville, TN, USA, May 2005.
- [7] A. Khaleghi, G. El Zein, and I. H. Naqvi, "Demonstration of time-reversal in indoor ultra-wideband communication: time domain measurement," 4th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS '07), pp. 465–468, October 2007.
- [8] A. Mescoco, P. Pagani, M. Ney and A. Zeddani, "Radiation Mitigation for Power Line Communications using Time Reversal", *Hindawi Journal of Electrical and Computer Engineering*, Special Issue on Power-Line Communications: Smart Grid, Transmission, and Propagation, in press.
- [9] A. Schwager, W. Bäschlin, et al., "European MIMO PLC Field Measurements: Overview of the ETSI STF410 Campaign & EMI Analysis", IEEE Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), pp. 304-309, Beijing, China, March 2012.
- [10] ETSI TR 101 562-1 V2.1.1, Technical Report, "Powerline telecommunications (PLT), MIMO PLT, part 1: measurements methods of MIMO PLT", Chapter 7.1., 2012