Détection des trajets de propagation dans un réseau CPL à partir de mesures fréquentielles du canal

Detection of the propagation paths in a PLC network based on frequency domain channel measurements

Pascal Pagani [*], ***Amr Ismail*** [**], ***Ahmed Zeddam*** [*]

[*] *France Telecom Orange Labs, RESA / DEAN / EMC, 2 avenue Pierre Marzin, 22300 Lannion, France*

{pascal.pagani ; ahmed.zeddam}@orange-ftgroup.com

[**] *SUPELEC, Département de Télécommunications, 3 rue Joliot-Curie, 91190 Gif-sur-Yvette*

amr.ismail@supelec.fr

Résumé

Le développement de systèmes à Courant Porteur en Ligne (CPL) à très haut débit nécessite une parfaite connaissance des phénomènes de transmission sur le réseau électrique. En particulier, la détection des différents trajets de propagation permet une description compacte des modèles de canal, et donne une indication de la topologie du réseau, qui peut être exploitée pour améliorer les techniques de communications CPL. Dans cet article, deux algorithmes à haute résolution permettant l'identification des trajets de propagation sont étudiés et adaptés aux caractéristiques du canal CPL : *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML) et *Matrix Pencil* (MP). Une étude paramétrique est ensuite menée afin de déterminer les performances de ces algorithmes en termes de résolution, de temps de calcul et d'erreur résiduelle. L'algorithme MP, qui présente une convergence plus rapide et une erreur résiduelle plus faible, est finalement validé sur des mesures de réseaux expérimentaux.

Mots clés : Courant Porteur en Ligne, propagation à trajets multiples, détection à haute résolution, sondage de canal.

Abstract

The development of very high data rate Power Line Communication (PLC) systems requires an accurate knowledge of the transmission phenomena over the electrical network. In particular, the detection of the multiple propagation paths enables a compact description of the channel models, and gives an indication of the network topology, which may in turn be exploited to improve the communication techniques over PLC. In this paper, two high resolution algorithms for the identification of the propagation paths are studied and adapted to the PLC channel characteristics : Frequency Domain Maximum Likelihood (FDML) and Matrix Pencil (MP). A parametric study is then detailed in order to analyze the performances of both algorithms in terms of resolution, computation time and residual error. The MP algorithm, which provides a quicker convergence and a lower residual error, is finally validated through its application on experimental network measurements.

Keywords : Power Line Communication, multipath propagation, high resolution detection, channel sounding.

Introduction

Les communications par Courant Porteur en Ligne (CPL) connaissent actuellement un essor considérable, car elles offrent la possibilité de construire un réseau local domestique à très haut débit en utilisant l'infrastructure électrique existante des bâtiments [1]. Le principe est de superposer au courant électrique de 50 Hz un signal de faible puissance modulé à haute fréquence portant les données numériques à transférer. L'utilisation du réseau électrique pour le transfert des données n'est pas une idée récente, en fait dès les années 50 les réseaux électriques véhiculaient des informations bas-débit (de l'ordre de quelques kbit/s) liées à la maintenance, la signalisation et la télécommande des relais. L'idée innovante est d'utiliser le réseau électrique pour le transfert des données informatiques à haut débit. Ce concept peut être exploité pour connecter les ordinateurs et les

périphériques dans la maison, dans ce cas on parle d'utilisation *indoor*, où la technologie CPL est introduite au niveau du réseau électrique privatif. Si les lignes de transmission électrique sont utilisées pour fournir l'accès internet haut débit, on parlera d'utilisation *outdoor*, où la technologie CPL est introduite au niveau de distribution de la faible tension, et l'émetteur est hébergé dans la sous-station du transformateur et connecté au réseau cœur via des fibres optiques. Par la suite, nous nous concentrerons sur l'application *indoor*.

Cependant, le canal de transmission CPL est un environnement difficile, car les différentes branches du réseau produisent des trajets multiples similaires aux conditions de propagation des réseaux sans fils [2–4]. Par exemple, la référence [4] rapporte des observations expérimentales qui montrent que la dispersion des retards τ_{RMS} d'un canal CPL typique est de l'ordre de 40 ns à 500 ns suivant le type de canal considéré. Ces valeurs sont de l'ordre de grandeur de la dispersion des retards τ_{RMS} observée pour un canal radiomobile, qu'il s'agisse de bâtiments de grande taille [5], ou de propagation à l'extérieur des bâtiments [6]. Un autre paramètre important relatif au canal de propagation CPL est l'atténuation sévère provoquée par la transmission à travers des dizaines de mètres de câble électrique, qui devient de plus en plus importante avec la fréquence. Les observations expérimentales montrent que l'atténuation typique du canal CPL est de l'ordre de 10 dB à 50 dB dans la bande de fréquence [0-100 MHz] [4].

L'identification des différents trajets de propagation est une question importante dans la connaissance du canal de transmission. D'une part, à partir de mesures expérimentales, elle permet d'affiner les modèles de canal par une approche empirique. D'autre part, d'un point de vue traitement du signal, elle permet de connaître la topologie du réseau électrique, ce qui peut être exploité pour améliorer les performances des systèmes de communication. Peu d'études sont disponibles dans la littérature au sujet de la détection des trajets de propagation dans le cas des communications filaires. Une approche de l'identification des trajets de propagation par analyse matricielle est présentée dans [7]. Cependant, cette approche se base sur un canal idéal et ne considère pas l'atténuation fréquentielle importante qui est observée pour le canal CPL. Etant donné la grande similarité entre le canal radiomobile et le canal CPL, il paraît donc naturel d'étudier et d'adapter les techniques proposées dans le cadre des communications sans fil. Dans la suite de l'article, nous étudierons deux méthodes d'identification des trajets de propagation issues des recherches dans le domaine de la radio : *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML) [8] et *Matrix Pencil* (MP) [9, 10]. La section 1 donne les caractéristiques principales du canal CPL et identifie ses particularités par rapport aux canal radio. Dans les sections 2 et 3, les algorithmes FDML et MP sont successivement présentés puis adaptés aux spécificités du canal CPL. Une étude paramétrique est menée dans la section 4 pour déterminer les performances relatives de ces algorithmes en termes de résolution, de temps de calcul et d'erreur résiduelle. L'algorithme MP, qui présente une convergence plus rapide et une erreur résiduelle plus faible, est finalement validé sur des mesures de réseaux expérimentaux dans la section 5.

1. Modélisation du canal CPL

1.1. Apports de la théorie des lignes

La particularité des systèmes CPL est d'utiliser le réseau électrique pour transmettre l'information d'un point à un autre de l'habitat. Les modems CPL actuels utilisent la partie basse du spectre jusqu'à une fréquence maximale de l'ordre de 30 MHz. Cependant, les futurs systèmes prévoient déjà d'élargir la bande de fréquences utilisées : par exemple, le futur standard IEEE P1901 utilise le spectre jusqu'à une fréquence de 60 MHz [11].

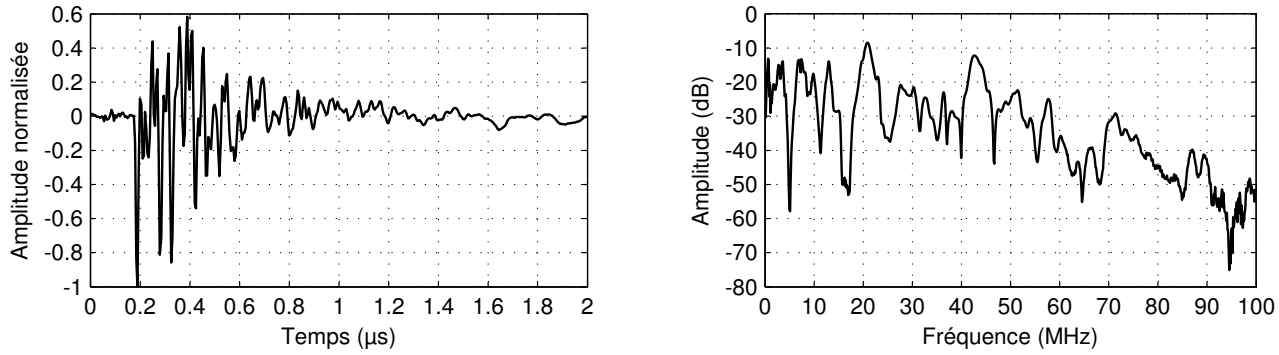
Dans cette partie du spectre, le signal est principalement conduit le long des câbles électriques du réseau domestique, et l'effet du canal de transmission peut être étudié à l'aide de la théorie des lignes de transmission [12]. Dans ce cadre, l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne quelconque s'exprime sous la forme :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{1}$$

et la constante de propagation γ est sous la forme :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha(f) + j\beta(f) \tag{2}$$

où R et G sont respectivement la résistance et la conductance linéiques exprimées en Ω/m et S/m, L et C sont respectivement l'inductance et la capacitance linéiques exprimées en H/m et F/m, et $\alpha(f)$ et $\beta(f)$ sont



(a) (b)

FIG. 1 – Exemple de mesure de canal CPL. *Réponse impulsionnelle réelle (a) et fonction de transfert (b).*

respectivement la constante d'atténuation et de phase. La valeur du coefficient α augmente de façon significative avec la fréquence, ce qui traduit l'atténuation sévère du canal avec l'augmentation de la fréquence.

La théorie des ligne enseigne également qu'un phénomène de réflexion aura lieu à chaque endroit où l'impédance Z_L de la charge branchée au réseau n'est pas adaptée à l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, où encore lorsque les câbles subissent une non-uniformité qui modifie l'impédance caractéristique dans un secteur du réseau. Les coefficients de réflexion Γ et de transmission T sont alors exprimés par :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{3}$$

$$T = 1 - \Gamma \tag{4}$$

La topologie d'un réseau électrique domestique typique présente une structure en étoile où plusieurs circuits sont connectés au niveau du tableau électrique, chaque circuit comprenant une ou plusieurs branches. Cette structure génère un nombre important de réflexions dues à la désadaptation d'impédance aux différents nœuds du réseau. Ainsi, le canal de transmission CPL peut être considéré comme un canal à trajet multiple présentant une forte atténuation avec la fréquence.

1.2. Modèles empiriques

La figure 1 présente une mesure du canal CPL réalisée dans la bande [30 kHz - 100 MHz] à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. On peut observer de façon expérimentale les caractéristiques du canal prédites par la théorie des lignes : la réponse impulsionnelle (a) correspond à un ensemble de trajets multiples, et la fonction de transfert (b) présente une puissance décroissante avec la fréquence.

Partant de ce constat, plusieurs modèles empiriques de la fonction de transfert du canal CPL ont été définis dans la littérature. Par exemple, un modèle de réponse impulsionnelle basé sur la définition de trajets multiples est détaillé dans [13]. Dans [3], une campagne regroupant 144 mesures de canal réalisées sur 7 sites est rapportée. Ces canaux sont regroupés en 9 classes déterminées selon leurs capacités croissantes. Pour chaque classe, un modèle est défini dans le domaine fréquentiel par une approche statistique prenant en compte l'atténuation du canal, sa phase et les évanouissements fréquentiels dus aux trajets multiples.

Pour les besoins de notre étude, nous utilisons le modèle de canal analytique présenté dans [2]. Son intérêt est qu'il se présente sous une formulation mathématique simple en restant adapté aux particularités du canal CPL. En particulier, la fonction de transfert du canal $H(f)$ est modélisée en fonction de la fréquence f par :

$$H(f) = \sum_{k=1}^{K} A(f, d_k)\beta_k e^{-j2\pi f \tau_k} \tag{5}$$

où K est le nombre de trajets de propagation et β_k et τ_k sont l'amplitude et le retard du $k^{\text{ème}}$ trajet. $d_k = v_P \times \tau_k$ est la longueur du $k^{\text{ème}}$ trajet de propagation, avec $v_P \simeq 2 \times 10^8$ m.s^{-1} la vitesse de propagation des ondes sur le câble électrique.

L'atténuation fréquentielle du canal $A(f,d)$ est donnée par :

$$A(f,d) = e^{-(a_0+a_1 f^x)d} \tag{6}$$

où a_0 et a_1 sont des les paramètres d'atténuation empiriques, et $x \in [0.5, 1]$ définit la courbure de la fonction d'atténuation dans le domaine fréquentiel. Finalement, la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau)$ est obtenue à partir de la fonction de transfert $H(f)$ par transformée de Fourier inverse.

2. Méthode *Frequency Domain Maximum Likelihood*

2.1. Algorithme FDML original

Un algorithme d'identification de trajets de propagation cherche à répondre à la question suivante : quelle est la valeur optimale du vecteur réel $\{\beta_k\ ;\tau_k\}_{k\in[1\ ;K]}$, tel que la fonction de transfert simulée par l'équation (5) soit la plus proche de la fonction de transfert mesurée $H_{mes}(f)$?

La méthode *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML), est un algorithme initialement conçu pour les signaux radio Ultra Large Bande [8]. Il apporte des améliorations à un algorithme similaire exécuté dans le domaine temporel [14]. Pour cette application radio à hautes fréquences, le facteur d'atténuation $A(f,d)$ est considéré unitaire. Le déroulement de l'algorithme FDML original est brièvement décrit dans les paragraphes suivants.

I. *Initialisation*

Les informations concernant le premier rayon sont obtenues en recherchant le pic de corrélation entre la réponse impulsionnelle réelle mesurée $h_{mes}(\tau)$ et la réponse du sondeur $s(\tau)$.

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ \hat{\tau}_{1,1} &= \arg\max_{\tilde{\tau}\in[0,T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{mes}(t)s(t-\tilde{\tau})dt \\ \hat{\beta}_{1,1} &= \int_0^{T_{obs}} h_{mes}(t)s(t-\hat{\tau}_{1,1})dt \end{aligned} \tag{7}$$

II. *Calcul de la réponse résiduelle et recherche du rayon suivant*

La réponse impulsionnelle réelle résiduelle $h_{res}(\tau)$ correspond à la réponse impulsionnelle mesurée, à laquelle on soustrait les rayons déjà identifiés.

$$\begin{aligned} k &= k+1 \\ h_{res}(\tau) &= h_{mes}(\tau) - s(\tau) \otimes \sum_{i=1}^{k-1} \hat{\beta}_{k-1,i}\delta(\tau-\hat{\tau}_{k-1,i}) \end{aligned} \tag{8}$$

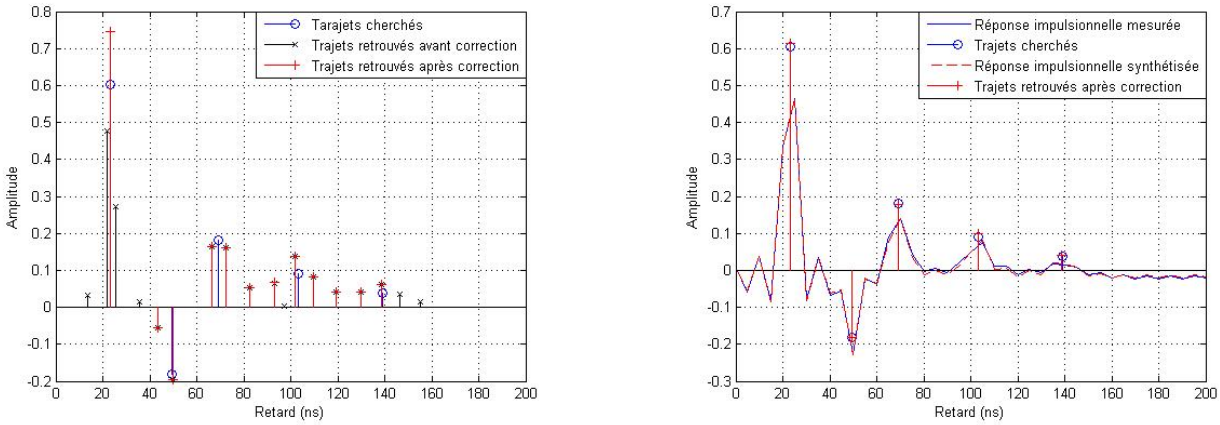
Le rayon suivant est alors estimé par corrélation, de la même manière que lors de l'étape **I** :

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_{init,k} &= \arg\max_{\tilde{\tau}\in[0,T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t)s(t-\tilde{\tau})dt \\ \hat{\beta}_{init,k} &= \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t)s(t-\hat{\tau}_{init,k})dt \end{aligned} \tag{9}$$

III. *Phase d'optimisation*

Le vecteur $\{\hat{\beta}_{k-1,1},\ldots,\hat{\beta}_{k-1,k-1},\hat{\beta}_{init,k}\ ;\hat{\tau}_{k-1,1},\ldots,\hat{\tau}_{k-1,k-1},\hat{\tau}_{init,k}\}$, représentant l'ensemble des rayons courants, est alors optimisé de façon à minimiser l'écart entre la fonction de transfert $H_{mes}(f)$, mesurée par le sondeur entre les fréquences f_{min} et f_{max}, et la fonction de transfert correspondant aux rayons courants. Plus précisément, en définissant l'erreur de modélisation par :

$$D_k(f) = H_{mes}(f) - \sum_{i=1}^{k} \tilde{\beta}_i e^{-j2\pi f\tilde{\tau}_i} \tag{10}$$



(a) (b)

FIG. 2 – Trajets détectés par l'algorithme FDML. *Sans prise en compte de l'atténuation (a) et avec estimation des paramètres d'atténuation (b).*

on cherche à minimiser la fonction suivante :

$$g_k(\tilde{\beta}_1, \ldots, \tilde{\beta}_k, \tilde{\tau}_1, \ldots, \tilde{\tau}_k) = \int_{f_{min}}^{f_{max}} |D_k(f)|^2 df \tag{11}$$

à partir des rayons courants définis plus haut.

IV. *Critère d'arrêt*

L'algorithme s'arrête dès que l'amplitude du nouveau rayon passe sous un seuil déterminé. Sinon, l'algorithme reprend à l'étape **II**.

2.2. Améliorations apportées à l'algorithme FDML

Plusieurs améliorations ont été apportées à l'algorithme FDML original afin de tenir compte des spécificités du canal CPL. En particulier, la non prise en compte de l'atténuation fréquentielle importante observée pour les transmissions sur câble électrique conduit à des résultats erronés. En effet, chaque trajet arrivant avec un retard τ_k est affecté par une atténuation $A(f, v_P \times \tau_k)$, selon le modèle donné par l'équation (6), où $v_P \simeq 2 \times 10^8$ m.s^{-1} est la vitesse de propagation des ondes sur le câble électrique.

Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'introduire une étape d'estimation des paramètres a_0, a_1 et x du modèle d'atténuation utilisé (équation (6)). En se basant sur l'hypothèse que l'atténuation globale du canal est majoritairement influencée par l'atténuation du trajet principal, cette estimation peut se réaliser lors de l'étape d'initialisation à partir des valeurs $\{\beta_{1,1}, \tau_{1,1}\}$ caractérisant le premier trajet. Nous avons donc complété l'initialisation de l'algorithme comme suit :

I. bis *Estimation de l'atténuation fréquentielle*

Les paramètres d'atténuation (a_0 , a_1 , x) sont obtenus en minimisant l'erreur quadratique entre le spectre mesuré et l'atténuation correspondant à un seul trajet.

$$\{a_0, a_1, x\} = \arg \min_{\tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{x}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} |H_{mes}(f) - e^{-(\tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 f^{\tilde{x}}) v_P \times \hat{\tau}_{1,1}} \hat{\beta}_{1,1} e^{-j2\pi f \hat{\tau}_{1,1}}|^2 df \tag{12}$$

Une fois les paramètres a_0, a_1 et x estimés, on tient compte de l'atténuation du canal en redéfinissant l'erreur de modélisation D_k (équation (10)) par :

$$D_k(f) = H_{mes}(f) - \sum_{i=1}^{k} A(f, v_P \times \tilde{\tau}_i) \tilde{\beta}_i e^{-j2\pi f \tilde{\tau}_i} \tag{13}$$

Une seconde modification de l'algorithme consiste en une correction des trajets obtenus. En définissant une résolution finale arbitraire R, les trajets dont la différence de retard est inférieure à R sont regroupés en un seul trajet, dont le retard est calculé par une moyenne pondérée des trajets individuels, et l'amplitude est la somme des amplitudes des trajets individuels. D'autre part, les trajets dont l'amplitude est inférieure à une amplitude minimale arbitraire $\beta_{\min}$ ne sont pas conservés. Cette opération permet d'éviter l'identification de trajets artéfacts, dus au bruit de la mesure, ou générés par la nature itérative de l'algorithme.

La figure 2 présente les résultats de l'algorithme FDML appliqué sur un canal test composé de 5 trajets. Une atténuation est appliquée à ces trajets suivant l'équation (6) avec les paramètres $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$ et $x = 0.7$, et on ajoute au signal obtenu un bruit blanc additif gaussien établissant un rapport signal à bruit de 50 dB. La bande d'analyse s'étend de 2 MHz à 100 MHz. On constate que l'inclusion du modèle d'atténuation permet d'obtenir une bonne approximation des trajets du canal de propagation.

3. Méthode *Matrix Pencil*

3.1. Procédure mathématique

L'algorithme *Matrix-Pencil* [9, 10] est une méthode matricielle appliquée dans le monde du traitement de la parole qui a semblé envisageable dans l'estimation des trajets qui constituent le canal CPL. Il s'agit d'une technique générale permettant de déterminer les paramètres d'une somme d'exponentielles complexes. Cette méthode peut être appliquée à un signal sous la forme suivante :

$$y(nT_s) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k z_k^n + w(nT_s) \tag{14}$$

pour estimer K, $\{\beta_k\}_{k=1,...,K}$ et $\{z_k\}_{k=1,...,K}$ en présence du bruit $w(t)$ à partir du signal $y(t)$ échantillonné aux instants nT_s où n=0, ..., $N-1$. L'algorithme est décrit de manière détaillée dans [10], nous en rappelons ici les étapes principales. Notons également que la référence [7] applique une variante de cet algorithme au cas du canal CPL.

La première étape consiste à évaluer le paramètre K (dans notre cas, le nombre de trajets significatifs). Une matrice $[Y]$ est construite de la manière suivante :

$$[Y] = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & ... & y(L) \\ y(1) & y(2) & ... & y(L+1) \\ . & . & & . \\ . & . & & . \\ . & . & & . \\ y(N-L-1) & y(N-L) & ... & y(N-1) \end{bmatrix} \tag{15}$$

où N est le nombre d'échantillons des données, et L est un paramètre de l'algorithme choisi entre $N/3$ et $N/2$ pour une meilleure immunité face au bruit [10].

La matrice $[Y]$ est ensuite décomposée en valeurs singulières de façon à obtenir :

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^\dagger \tag{16}$$

où † représente l'opérateur transposé conjugué, et $[\Sigma]$ est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières σ_i de la matrice $[Y]$ [1]. K est le nombre de valeurs singulières qui vérifient la relation suivante :

$$\frac{\sigma_i}{\max_i \sigma_i} \geq 10^{-p} \tag{17}$$

où p définit un seuil en dessous duquel les valeurs singulières sont considérées en dessous du niveau du bruit.

La seconde étape consiste à déterminer les valeurs $\{z_k\}_{i=1,...,K}$. On construit la matrice $[V'] = [v_1, v_2, ...v_K]$ où les vecteurs v_k sont les K vecteurs de la matrice $[V]$ correspondant aux K valeurs propres dominantes. Les

[1] Les matrices $[U]$ et $[V]$ sont des matrices unité composées respectivement des vecteurs propres de $[Y][Y]^\dagger$ et $[Y]^\dagger[Y]$.

matrices $[V_1']$ et $[V_2']$ sont obtenues à partir de la matrice $[V']$ en éliminant respectivement la dernière ligne et la première ligne de $[V']$. On définit alors :

$$[Y_1] = [U][\Sigma'][V_1']^\dagger \quad (18)$$
$$[Y_2] = [U][\Sigma'][V_2']^\dagger \quad (19)$$

où $[\Sigma']$ est construite à partir des K colonnes dominantes de $[\Sigma]$.

Il a été montré dans [9] qu'à condition que $K \leq L \leq N - K$, les z_k sont les valeurs propres du produit $[Y_1]^+[Y_2]$ où le signe $+$ désigne le pseudo-inverse de la matrice $[Y_1]$ [2]. Une bonne résolution est trouvée pour l'estimation des z_k jusqu'à un SNR de 20-25 dB [10].

Une fois K et les valeurs $\{z_k\}_{k=1,\ldots,K}$ déterminés, on peut reformuler le problème donné par l'équation (14) sous la forme $[y] = [Z][\beta]$ comme le montre l'équation (20). La solution qui minimise $\|y - Z\beta\|^2$ est $\hat{\beta} = \left\{[Z]^\dagger[Z]\right\}^{-1}[Z]^\dagger[y]$ pourvu que la matrice Z soit de rang plein, ce qui est le cas dès lors que $N > M$.

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ . \\ . \\ . \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \ldots & 1 \\ z_1 & z_2 & \ldots & z_K \\ . & . & & . \\ . & . & & . \\ . & . & & . \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \ldots & z_K^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ . \\ . \\ . \\ \beta_K \end{bmatrix} \quad (20)$$

3.2. Application de l'algorithme MP au cas du canal CPL

En considérant dans un premier temps $A(f, d)$ comme unitaire, et échantillonnant la fonction de transfert du canal avec un pas Δf, l'équation (5) se met sous la forme :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (21)$$

En faisant l'identification $z_k = e^{-j2\pi\Delta f\tau_k}$, on obtient $H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k z_k^n$. L'algorithme MP peut donc être directement utilisé pour identifier les trajets du canal CPL si on néglige l'atténuation $A(f, d)$.

Afin de vérifier l'applicabilité de l'algorithme MP pour un canal CPL réaliste, il convient d'étudier l'impact de l'inclusion d'un terme $A(f, d)$ non unitaire. Supposons d'abord que l'on a $x = 1$. L'équation (5) échantillonnée devient :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^{K} e^{-(a_0 + a_1 n\Delta f)\tau_k v_P} \beta_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (22)$$

En identifiant cette fois $\tilde{\beta}_k = \beta_k e^{-a_0\tau_k v_P}$ et $z_k = e^{-\Delta f(a_1 v_P + j2\pi)\tau_k}$, on obtient $H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^{K} \tilde{\beta}_k z_k^n$. L'algorithme MP peut donc également être directement utilisé. Pour obtenir la valeur des couples $\{\beta_k, \tau_k\}_{k=1,\ldots,K}$ à partir des valeurs $\{\tilde{\beta}_k, z_k\}_{k=1,\ldots,K}$, les paramètres d'atténuation a_0 et a_1 sont estimés de la façon décrite dans la section 2.2.

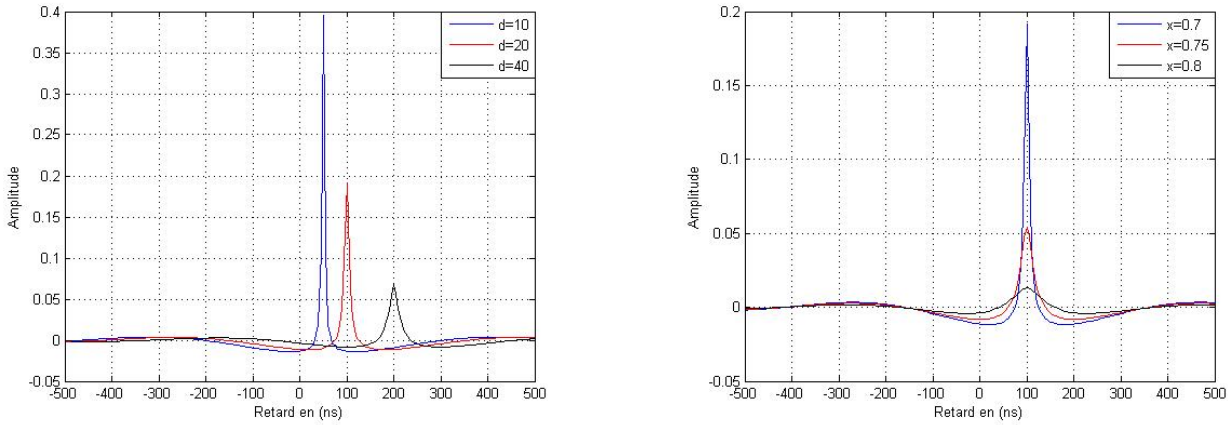
Finalement, dans le cas général où $x \in [0.5, 1[$, il n'est pas possible de mettre l'équation (5) sous la forme canonique de l'algorithme MP. Pour étudier l'impact de l'atténuation fréquentielle sur la réponse impulsionnelle, nous calculons la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau)$ à partir de la fonction de transfert du canal par transformée de Fourier inverse :

$$h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi f\tau} df = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{K} e^{-(a_0 + a_1 f^x)\tau_k v_P} \beta_k e^{-j2\pi f \tau_k} e^{j2\pi f\tau} df \quad (23)$$

En utilisant le fait que la fonction de transfert du canal présente une symétrie hermitienne, on obtient :

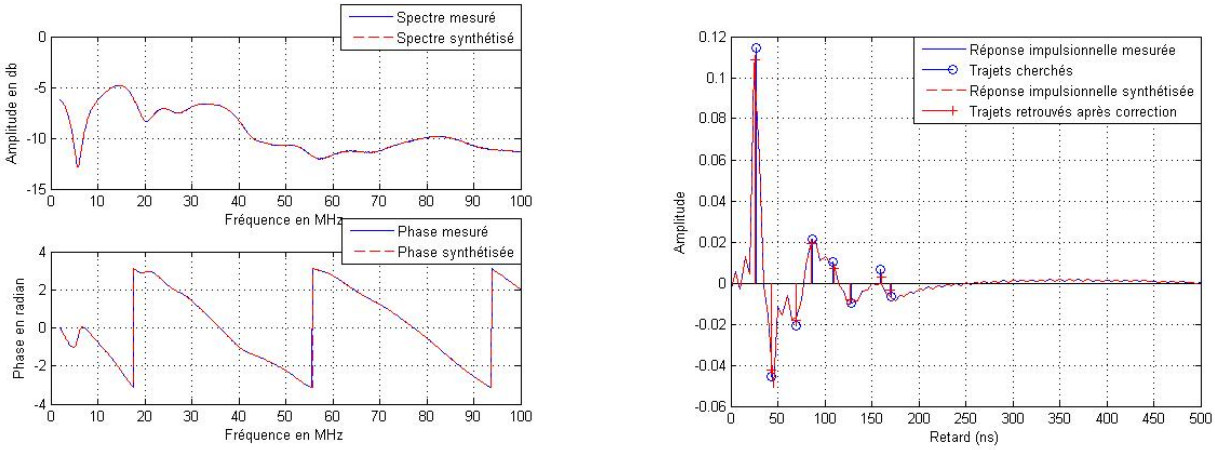
$$h(\tau) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k e^{-a_0\tau_k v_P} a(\tau, \tau_k) \quad (24)$$

[2] Le pseudo-inverse de $[Y_1]$ est défini par $\left\{[Y_1]^\dagger[Y_1]\right\}^{-1}[Y_1]^\dagger$.



(a) (b)

FIG. 3 – Filtre d'atténuation $a(\tau, \tau_k)$ pour $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$. $x = 0.7$ *et* $\tau_k \in$ *[50 ns, 100 ns, 200 ns] (*$d_k \in$ *[10 m, 20 m, 40 m]) (a),* $\tau_k =$ *100 ns (*$d_k =$ *20 m) et* $x \in$ *[0.7, 0.75, 0.8] (b).*



(a) (b)

FIG. 4 – Exemple d'application de l'algorithme MP. *Fonction de transfert (a) et réponse impulsionnelle (b).*

où $a(\tau, \tau_k)$ est la représentation temporelle du filtre d'atténuation fréquentielle :

$$a(\tau, \tau_k) = 2 \int_0^{\infty} e^{-a_1 f^x \tau_k v_P} \cos\left(2\pi f(\tau - \tau_k)\right) df \tag{25}$$

La figure 3 représente l'évolution de la fonction $a(\tau, \tau_k)$ pour différentes valeurs de retard τ_k et différentes valeurs de courbure x. On remarque (figure 3 (a)) que le lobe principal du filtre d'atténuation s'élargit avec le retard, ce qui se concrétisera par une baisse de résolution pour les trajets distants. D'autre part, la figure 3 (b) montre que l'atténuation et la largeur du lobe principal augmentent avec le paramètre x.

Pour appliquer l'algorithme MP dans le cas d'une atténuation non unitaire, nous avons choisi de supposer dans un premier temps la valeur de x égale à 1. Les tests effectués sur des mesures expérimentales montrent que cette hypothèse affecte peu l'identification du nombre de trajets significatifs K et des valeurs des retards $\{\tau_k\}_{k=1,\ldots,K}$. Par la suite, l'amplitude réelle des trajets $\{\beta_k\}_{k=1,\ldots,K}$ reste correctement estimée par la procédure d'optimisation que constitue la dernière étape de l'algorithme MP.

Comme dans le cas de l'algorithme FDML, une correction des trajets est appliquée sur les résultats de l'algorithme MP, tenant compte d'une résolution finale arbitraire R, et d'une amplitude minimale arbitraire $\beta_{\min}$.

La figure 4 présente les résultats de l'algorithme MP appliqué sur un canal test composé de 8 trajets. Une atténuation est appliquée à ces trajets suivant l'équation (6) avec les paramètres $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 =$

Résolution spatiale	Distance sur réseau électrique	Portée FDML	Portée MP
1 m	0.5 m	$d \leq 46$ m	$d \leq 3$ m
1.5 m	0.75 m	46 m$< d \leq 75$ m	3 m$< d \leq 8$ m
2 m	1 m	75 m$< d \leq 91$ m	8 m$< d \leq 24$ m

TAB. 1 – Comparaison de la résolution spatiale pour les algorithmes FDML et MP.

Nombre de trajets	Temps de calcul (MP)	Erreur résiduelle (MP)	Temps de calcul (FDML)	Erreur résiduelle (FDML)
2	11.25 s	3.4×10^{-6}	2.84 s	7.49×10^{-5}
3	11.43 s	3×10^{-6}	5.15 s	9.65×10^{-4}
4	11.82 s	2.98×10^{-6}	5.19 s	5.03×10^{-4}
5	12.32 s	2.82×10^{-6}	28.26 s	7.56×10^{-4}
6	11.66 s	2.76×10^{-6}	10.3 s	7.03×10^{-4}
7	11.78 s	2.55×10^{-6}	27.61 s	9.5×10^{-4}
8	12.16 s	2.68×10^{-6}	56.07 s	2.8×10^{-3}
9	12.42 s	2.7×10^{-6}	63.89 s	2.4×10^{-3}
Moyenne	11.85 s	2.86×10^{-6}	24.91 s	1.14×10^{-3}

TAB. 2 – Comparaison du temps de calcul et l'erreur résiduelle pour les algorithmes FDML et MP.

2.5×10^{-7} et $x = 0.75$, et on ajoute au signal obtenu un bruit blanc additif gaussien établissant un rapport signal à bruit de 50 dB. La bande d'analyse s'étend de 2 MHz à 100 MHz. Comme dans le cas de l'algorithme FDML, on remarque que l'identification des trajets reste satisfaisante, malgré l'approximation initiale faite sur le paramètre x.

4. Etude paramétrique

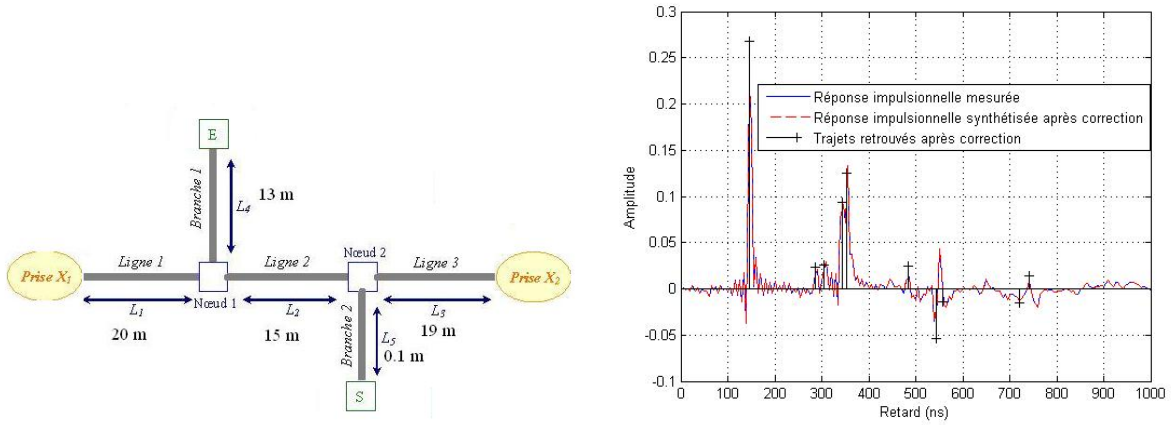
Une étude paramétrique a été menée pour analyser les performances des algorithmes FDML et MP en termes de résolution spatiale, de temps de calcul et d'erreur résiduelle.

La résolution spatiale est définie comme la distance minimale séparant deux trajets détectables. Les simulations sont effectuées sur un cas simple de deux trajets chacun d'amplitude 0.5 en présence d'un bruit blanc additif gaussien établissant un SNR de 50 dB et d'un modèle d'atténuation ayant comme paramètres $a_0 = 9.4 \times 10^{-3},\ a_1 = 4.2 \times 10^{-7},\ x = 0.7$. Les results sont résumés dans le tableau 1. Notons que dans le cas classique d'un réseau filaire en étoile, la distance réelle entre deux points de réflexion générant des trajets différents est égale à la moitié de la différence de longueur des trajets de propagation, car le signal se propage sur le trajet supplémentaire dans les sens aller et retour. Ainsi, une résolution d'1 m permet de distinguer la présence de deux prises électriques distantes de 50 cm. La portée est définie ici comme la distance sur laquelle les deux trajets sont différenciés par l'algorithme.

On remarque que l'algorithme FDML est beaucoup plus précis que l'algorithme MP, la limitation en portée de l'algorithme MP provenant de l'élargissement du lobe principal du filtre d'atténuation fréquentielle avec les retards croissants. Notons également que les bonnes performances de l'algorithme FDML restent valides sous la condition d'une bonne estimation du modèle d'atténuation mis en œuvre, et pourraient se dégrader sur des mesures expérimentales.

Dans un second temps, une comparaison du temps de calcul et d'erreur résiduelle a été réalisée pour les deux algorithmes en fonction du nombre de trajets à détecter. Les simulations sont effectuées en présence d'un bruit blanc additif gaussien établissant un rapport signal à bruit de 50 dB et d'une atténuation ayant comme paramètres $a_0 = 9.4 \times 10^{-3},\ a_1 = 4.2 \times 10^{-7},\ x = 0.7$. Les estimations ont été réalisées pour un nombre de trajets variant de 5 à 9.

Le tableau 2 montre une nette différence dans le temps de calcul pour les deux méthodes. L'algorithme MP se base sur un formalisme matriciel et est donc peu affecté par l'augmentation du nombre de trajets. L'algorithme FDML, quant à lui, a une structure itérative et comporte une étape d'optimisation des trajets détectés. Son temps de calcul augmente donc de manière significative avec le nombre de trajets.



(a) (b)

FIG. 5 – Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau expérimental. *Topologie du réseau expérimental (a) et trajets de propagation détectés sur la mesure (b).*

Trajet n°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Position (m)	22.28	55.05	58.84	66.20	68.06	93.13	104.83	107.51	139.17	142.83
Longueur supplémentaire (m)	0	13.41	15.31	18.99	19.92	32.45	38.31	39.64	55.47	57.30

TAB. 3 – Position des trajets détectés sur le réseau expérimental

On remarque également que l'algorithme MP fournit une meilleure approximation de la fonction de transfert mesurée, l'erreur résiduelle observée étant beaucoup plus faible que pour l'algorithme FDML. Nos observations montrent que ceci est le cas à condition que rapport signal à bruit reste suffisamment élevé.

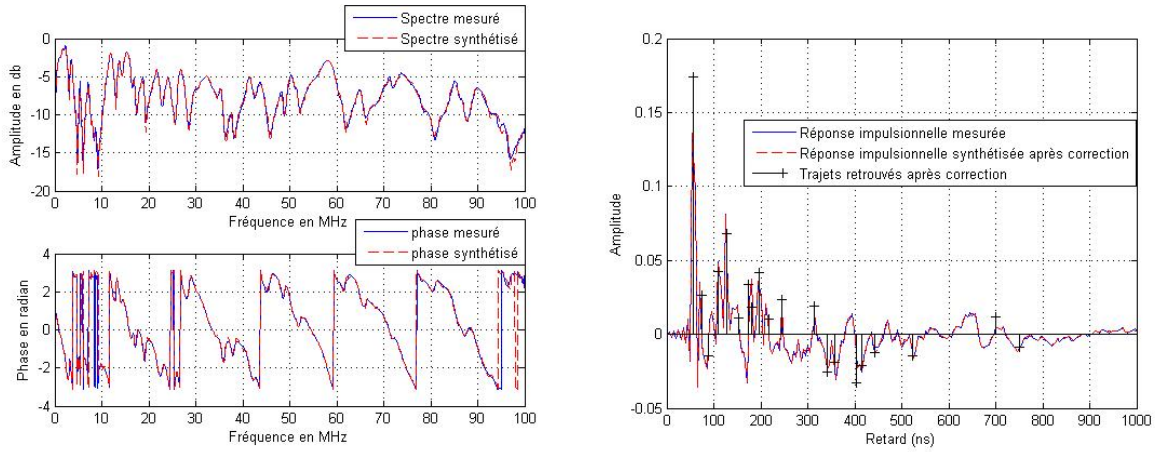
5. Validation sur des mesures expérimentales

Dans la suite de l'étude, l'algorithme MP a été sélectionné en raison de sa convergence plus rapide et de son erreur résiduelle plus faible. Cette section présente la validation de l'algorithme MP sur des mesures de réseaux expérimentaux.

Dans un premier temps, des mesures ont été réalisées sur un réseau expérimental isolé du réseau d'énergie. Ainsi, les mesures ne sont pas affectées par le bruit impulsif présent sur le réseau d'énergie. La topologie du réseau électrique considéré est donnée par la figure 5 (a). On remarque que les 4 prises du réseau sont largement espacées, ce qui facilite la détection de leur position. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E5071C dont les ports d'entrée et de sortie sont connectés sur le réseau électrique par des coupleurs branchés sur les prises E et S. Les prises X_1 et X_2 sont laissées en circuit ouvert. La fonction de transfert $H(f)$ est obtenue entre les fréquences 30 kHz et 100 MHz par une mesure du paramètre S_{21}.

La figure 5 (b) présente la réponse impulsionnelle mesurée et les trajets détectés. On remarque que malgré le faible nombre de trajets sélectionnés par l'algorithme (10), la réponse impulsionnelle est reconstituée est fidèle à la réponse impulsionnelle mesurée. Ceci montre que l'identification des trajets de propagation est un outil efficace pour modéliser le canal de transmission CPL de façon compacte. Le tableau 3 donne la position des différents trajets détectés. La longueur supplémentaire correspond à la moitié de la différence entre le trajet considéré et le trajet direct. On peut clairement identifier sur chacun des 5 premiers trajets la longueur de la branche du réseau expérimental sur laquelle a lieu une double réflexion. Les trajets suivants correspondent à des réflexions multiples sur plusieurs branches du réseau.

Finalement, nous avons également appliqué l'algorithme MP sur des mesures réalisées dans un réseau résidentiel. Ce réseau correspond à un cas réel, connecté à la tension d'alimentation (220 V), et constitué d'un grand nombre de branches. La mesure a été effectuée entre les fréquences 30 kHz et 100 MHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. La figure 6 donne les résultats de la mesure et les trajets détectés. Encore une



(a) (b)

FIG. 6 – Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau domestique. *Fonction de transfert (a) et réponse impulsionnelle (b).*

fois, on peut observer la grande similitude entre la mesure et le canal synthétique reconstitué à partir des trajets détectés, à la fois sur la fonction de transfert (a) et sur la réponse impulsionnelle (b).

Conclusion

Cet article présente une étude de l'identification des trajets de propagation dans un réseau électrique à partir de mesures fréquentielles. Deux algorithmes existants, FDML et MP, ont été étudiés et adaptés au cas particulier du canal CPL. Une étude paramétrique a montré que le FDML présente une meilleure résolution, mais génère une erreur résiduelle plus importante. L'algorithme MP a finalement été validé sur des mesures expérimentales. Les travaux futurs sur cette thématique concerneront l'implementation pratique de l'algorithme MP et l'exploitation des informations sur la topologie du réseau pour améliorer les performances des systèmes de communication CPL.

Références bibliographiques

[1] N. Pavlidou, A. J. Han Vinck, J. Yazdani *et al.*, "Power line communications : state of the art and future trends," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 4, pp. 34–40, April 2003.

[2] M. Zimmermann and K. Dostert, "A Multipath Model for the Power Line Channel," *IEEE Transactions on Communication*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, April 2002.

[3] M. Tlich, A. Zeddam, F. Moulin *et al.*, "Indoor Powerline Communications Channel Characterization up to 100 MHz Ű Part I : One-Parameter Deterministic Model," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1392–1401, July 2008.

[4] ——, "Indoor Powerline Communications Channel Characterization up to 100 MHz Ű Part II : Time-Frequency Analysis," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1402–1409, July 2008.

[5] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, July 1993.

[6] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 1, pp. 42–49, Jan. 1995.

[7] H.-M. Oh, S. Choi, Y. Kim *et al.*, "A Systematic Approach to Analyzing Multipath Parameters From PLC Channel Response," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 4, pp. 1921–1929, Oct. 2008.

[8] B. Denis and J. Keignart, "Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band- limited measurements," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003, pp. 260–264.

[9] Y. Hua and T. K. Sarkar, "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, no. 5, pp. 814–824, May 1990.

[10] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 48–55, Feb 1995.

[11] S. Galli and O. Logvinov, "Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 64–71, July 2008.

[12] R. E. Matick, *Transmission lines for digital and communication networks*. McGraw-Hill, 1969.

[13] H. Philipps, "Modelling of Powerline Communication Channels," in *International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, Lancaster, UK, March 1999.

[14] J. Y. Lee and R. A. Scholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1677–1683, Dec. 2002.