



HAL
open science

Optimisation d'une transmission de données haut débit sur un canal CPL

Naoufel Omri, Slaheddine Jarboui

► **To cite this version:**

Naoufel Omri, Slaheddine Jarboui. Optimisation d'une transmission de données haut débit sur un canal CPL. MajecSTIC 2005: Manifestation des Jeunes Chercheurs francophones dans les domaines des STIC, IRISA – IETR – LTSI, Nov 2005, Rennes, pp.227-231. inria-00000710

HAL Id: inria-00000710

<https://inria.hal.science/inria-00000710>

Submitted on 15 Nov 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Optimisation d'une transmission de données haut débit sur un canal CPL

Naoufel OMRI

Naoufel_omri@yahoo.fr

Slaheddine JARBOUI

slaheddine.jarbouï@fss.rnu.tn

Laboratoire de Systèmes de Communications

SYSCOMS, École Nationale des Ingénieurs de Tunis, Tunisie

Résumé : La plupart des travaux sur les courants porteurs en lignes ont opté pour la modulation multi-porteuse OFDM comme technique de transmission. Bien que plusieurs résultats soient assez satisfaisants, l'influence des caractéristiques du réseau électrique sur le débit binaire et sur le taux d'erreurs binaire reste à explorer. Notre contribution a pour objectif l'optimisation d'une chaîne de transmission numérique haut débit sur les canaux CPL indoor. Il consiste à adopter un nombre de sous-porteuses suffisamment élevé afin de diminuer les pertes d'informations qui seront récupérées par un codage canal adéquat, puis optimiser l'estimateur afin d'atteindre un débit de 14,5 Mb/s avec un taux d'erreurs binaire acceptable de l'ordre de $5 \cdot 10^{-5}$.

Mots Clés : Courants porteurs en ligne, CPL, Codage canal, Estimation du canal, Modulation multi-porteuse, OFDM, TEB.

1. INTRODUCTION

Malgré l'émergence accrue des réseaux sans fils haut débit, le réseau CPL représente une alternative très intéressante aux réseaux filaires du fait de son abondance, ce qui rend le déploiement des solutions de transmission de données sur ce réseau nettement plus faible que toutes autres solutions. L'analyse spectrale du câble de transport de l'énergie électrique montre qu'une largeur de bande pouvant atteindre plusieurs dizaines de MHz est inexploitée. D'autre part la forte énergie du courant électrique transporté à basse fréquence (50 Hz) engendre des bruits impulsifs intenses sur tout autre signal se propageant sur ce réseau.

Les développeurs dans cette technologie se sont inspirés des technologies similaires (principalement ADSL) pour concevoir un schéma de transmission adéquat à ce contexte fortement bruité. Le défi majeur est de trouver les solutions adéquates pour assurer une transmission de données à haut débit sur ce réseau. Dans ce travail nous présentons un nouveau schéma de transmission basé sur la modulation OFDM. Nous avons optimisé le nombre de sous-porteuses dont

chacune est modulée en 4_QAM (similaire au DVB_T). Grâce à la concaténation de deux codeurs de canal et en incorporant un estimateur basé sur les symboles pilotes nous avons atteint des résultats très satisfaisant se résumant en un débit de 14,5 Mb/s, un TEB de $5 \cdot 10^{-5}$ et un rendement de 2/3. Ces résultats sont comparables à ceux du standard HomePlug 1.0.

2. MODÈLE MULTI-TRAJET D'UN CANAL CPL

Le réseau électrique par opposition au réseau téléphonique, n'est pas un réseau point à point, mais plutôt un bus qui dessert plusieurs clients d'où le caractère multi trajets de ce réseau. Par conséquent nous avons adopté un modèle qui tient compte des différents échos produits par les réflexions que subit le signal lors de sa transmission [Manfred, 2002].

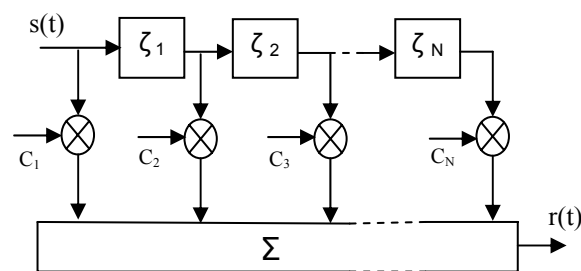


Figure 1 : Structure générale d'une transmission multi-trajet

Le câble induit une atténuation $A(f, d)$ fonction croissante de la fréquence et de la distance. La bande de fréquence utilisée dans notre travail est [1,6 MHz, 30 MHz].

La fonction de transfert caractérisant le canal multi-trajet CPL est de la forme :

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

N représente le nombre de chemins possibles, g_i représente le produit des facteurs de réflexions et de transmissions le long d'un chemin i.

$$|g_i| \leq 1 \quad (2)$$

L'atténuation sur un câble électrique peut être décrite par la fonction $\alpha(f)$ et la distance d [Klaus, 2001].

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d} \quad (3)$$

Le coefficient $\alpha(f)$ dépend des paramètres physiques du câble (résistance par mètre, conductivité latérale par mètre, inductance par mètre, capacité par mètre), il peut être approximer en utilisant deux paramètres a_0 et a_1 [Klaus, 2001].

$$\alpha(f) = e^{-(a_0 + a_1 f^k)} \quad (4)$$

Pour un même type de câble a_0, a_1 et k sont généralement constants.

En combinant les expressions (1), (3) et (4), la fonction de transfert (1) décrit donc :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i} e^{-j2\pi f\tau_i} \quad (5)$$

g_i : Facteur de pondération.

$e^{-(a_0 + a_1 f^k)d_i}$: Facteur d'atténuation.

$e^{-j2\pi f\tau_i}$: Le temps de parcours caractéristique d'un trajet i avec le retard τ_i .

3. CHAÎNE DE TRANSMISSION DES DONNÉES SUR UN CANAL CPL

Les données binaires à l'entrée de la chaîne de transmission sont fournies par un générateur de données aléatoires. La conversion numérique analogique est assurée par un filtre adapté permettant le passage d'un signal discret de période d'échantillonnage $T/2$ à un signal dont la période de deux éléments consécutifs est beaucoup plus faible $T/40$ (T =durée utile de symbole /2048 :en mode 2K). La bande passante du signal doit être située autour de sa fréquence porteuse, Ceci peut être réaliser par la multiplication du signal de sortie du filtre de mise en forme par $e^{j2\pi f_0 t}$.

A la réception l'opération inverse de transposition de fréquence est assurée par la multiplication du signal reçu par $e^{-j2\pi f_0 t}$. Le signal sera ensuite converti par un filtre passe bas et un échantillonnage de période $T/2$ permet de retrouver le signal discret.

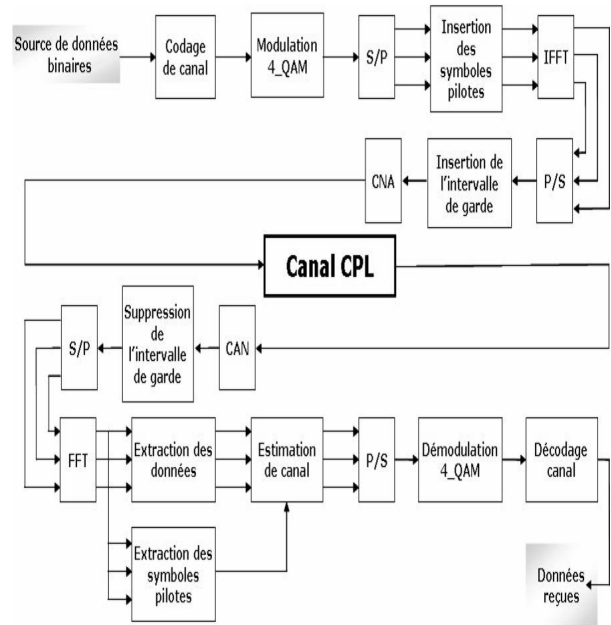


Figure 2 : Modèle de la chaîne de transmission sur un système CPL

3.1 Modulation des sous-porteuses OFDM

Plusieurs études ont été effectuées pour un choix adéquat de la modulation appropriée aux systèmes courants porteurs en lignes [Lars, 1999] [Ezio, 2003].

Les recherches récentes ont opté pour la modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) comme technique de modulation pour les signaux OFDM transmis dans un canal CPL [Virginie, 2002] [Klaus, 2001].

Les principaux critères de choix de la modulation sont:

- La densité de la constellation qui peut favoriser soit une faible énergie de transmission, soit un faible taux d'erreurs.
- L'occupation spectrale du signal modulé faisant intervenir le débit binaire et la largeur de la bande occupée par le signal modulé.
- La complexité de réalisation.

La figure 3 montre le taux d'erreurs binaire en fonction du rapport signal à bruit pour les modulations 4_QAM, 16_QAM et 64_QAM sur un canal CPL. On remarque qu'on a un compromis efficacité robuste. Ainsi pour un même rapport signal à bruit, plus on augmente le débit, plus le taux d'erreurs binaire augmente.

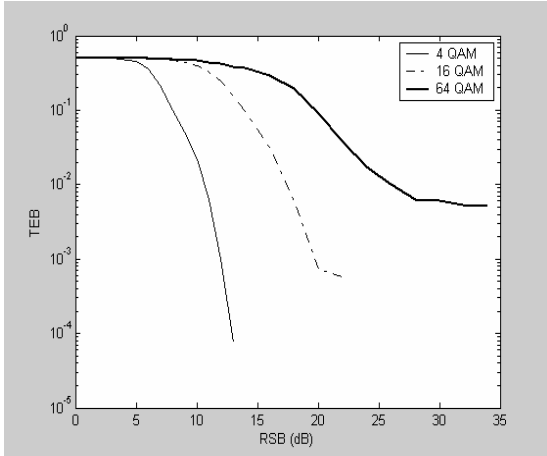


Figure 3 : Comparaison entre performance de 4_QAM, 16_QAM et 64_QAM sur un canal CPL

Dans la suite nous retiendrons la modulation 4_QAM puisqu'elle offre un débit suffisant pour notre application avec un taux d'erreurs nettement inférieur aux autres types de modulations QAM.

3.2 Estimation du canal

Plusieurs types d'estimateurs de canal peuvent être envisagés telle que l'estimation aveugle, l'égalisation adaptative RLS (Recursive Least square), l'estimation par insertion de pilotes,...

L'estimation par insertion de pilotes est la mieux placée pour être utilisée dans des systèmes courants porteurs en lignes vu les changements brutaux du comportement du canal causé principalement par les variations de charges sur le réseau électrique [Virginie, 2002] [Ezio, 2003].

L'estimation par insertion de pilotes décrite dans [Virginie, 2002] consiste à émettre des séquences de données dont les positions et les contenus sont connus par le récepteur. A la réception, nous estimons les composantes de la fonction de transfert. Ce type d'estimation se divise principalement en deux classes :

- Estimation par insertion de trames pilotes.
- Estimation par insertion de porteuses pilotes.

L'estimation par insertion de trames pilotes revient à envoyer périodiquement une trame OFDM d'entraînement. Les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les sous-porteuses, mais en des intervalles de temps $(\Delta t)_p$ qui représente la période d'émission de la trame pilote. Il est donc préférable d'utiliser les sous-porteuses pilotes.

Dans ce type d'estimation (Les sous-porteuses pilotes) nous fixons suivant un standard choisi les sous-porteuses des trames sur lesquelles sont envoyés de façon continue des symboles pilotes [ETSI, 1997].

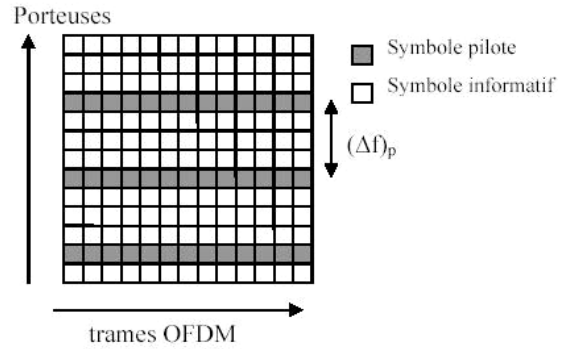


Figure 4 : Schématisation de l'insertion des sous-porteuses pilotes

L'état du canal pour le reste des fréquences est déterminé par interpolation des valeurs estimées. Le choix du type d'interpolation influe sur la qualité de l'estimation.

Le module d'égalisation utilisé est basé sur le critère ZF (Zéro Forcing) où les coefficients de l'égaliseur sont l'inverse des coefficients d'estimation du canal.

3.2.1 Interpolation linéaire

La valeur de la fonction de transfert d'une sous-porteuse est une combinaison linéaire des deux fonctions de transfert les plus proches qui sont estimées par symboles pilotes. Pour ce fait l'ensemble des N sous-porteuses est divisé en G groupes de P sous-porteuses successives. Chacun de ces groupes commence par une sous-porteuse pilote. Nous aurons donc G sous-porteuses pilotes qu'on distingue par leur indice $gP \in [0, G-1]$ et contenant tous le même symbole c . Nous aurons donc

$$\hat{H}_{gP} = \frac{Y_{gP}}{c} \quad (6)$$

Pour toute autre fréquence k nous pouvons estimer \hat{H}_k par interpolation linéaire par la relation (7) :

$$\hat{H}_k = \hat{H}_{gP+l} = (1 - \frac{l}{P})H_{gP} + \frac{l}{P}H_{gP+P} \quad (7)$$

avec $k = gP + l$ et $l \in [1, P-1]$ (la position 0 est réservée au symbole pilote).

3.2.2 Interpolation de second ordre

L'interpolation de second ordre ressemble à l'interpolation linéaire, elle diffère par le nombre de symboles pilotes intervenant dans l'estimation de la fonction de transfert d'une sous-porteuse k . Dans une interpolation de second ordre on utilise trois valeurs (deux précédentes et une suivante pour une sous-porteuse k). L'interpolation de second ordre de \hat{H}_k est donnée par la relation suivante :

$$\hat{H}_k = c_{-1}H_{gP-P} + c_0H_{gP} + c_1H_{gP+P} \quad (8)$$

avec $k = gP + l$ et $l \in [1, P-1]$

Les coefficients c_{-1} , c_0 et c_1 ainsi que le facteur a sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} c_{-1} = \frac{1}{2} [a(a-1)] \\ c_0 = -(a-1)(a+1) \\ c_1 = \frac{1}{2} [a(a+1)] \\ \text{où} \quad a = \frac{l}{P} \end{cases}$$

3.3 Le codage canal

Le canal utilisé est un canal CPL à trajets multiples à bruits impulsifs caractéristiques d'un réseau électrique basse tension [Yavuz, 2000].

Le code de Reed-Solomon (code RS) est un code en bloc cyclique, c'est une sous classe des codes BCH. Il a été employé dans la norme ADSL pour faire face aux bruits impulsifs sur les lignes téléphoniques. Ce type de code permet de détecter et de corriger des erreurs en rafale.

Les codes convolutifs forment une famille aussi importante que les codes en blocs ils sont employés pour la correction des erreurs isolées.

Dans notre contexte les deux types d'erreurs existe, il faut donc exploiter les performances des deux types de codeur (RS et convolutif).

L'idée de construire des codes complexes par combinaison de plusieurs codes élémentaires a pour but de combiner les avantages de différents codes.

Dans notre simulation nous avons concaténé un code Reed-Solomon RS (204,188) avec un code convolutif de longueur de contrainte 7 et un rendement de $\frac{1}{2}$ [ETSI,1997].

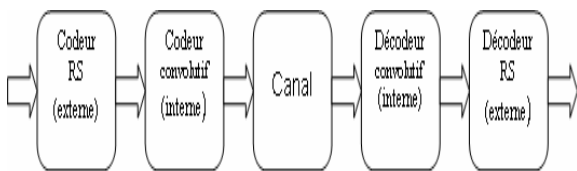


Figure 5 : Schéma de concaténation de codeurs canal

4. RESULTATS

Dans la simulation, nous avons utilisé le mode 2K pour la transmission OFDM [ETSI, 1997]; ce mode correspond à un nombre de sous-porteuses de 1705 (espacées de $\Delta f = 4464 \text{ Hz}$), une durée utile de symbole de $224 \mu\text{s}$ et une bande de fréquence de 7.61MHz.

Comme le montre la figure 3, la modulation 4_QAM s'impose malgré le faible débit qu'elle offre par rapport à la modulation 16_QAM et 64_QAM.

Les résultats de simulation sont présentés par la figure 6 indiquant le taux d'erreurs binaire en fonction du rapport signal à bruit pour trois types d'interpolations : idéale, linéaire, et de second ordre avec une

synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur.

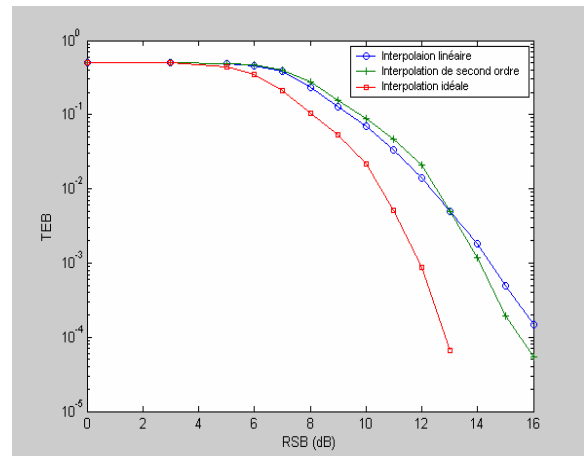


Figure 6 : Comparaison des TEB pour trois types d'interpolation

La réponse fréquentielle du canal par interpolation idéale représente la limite de détection sans erreurs.

Dans cette figure nous remarquons qu'à partir d'un RSB=13dB l'interpolation de second ordre donne de meilleurs résultats que l'estimateur de premier ordre. Nous remarquons aussi que pour un RSB de 16 dB nous avons pu atteindre un taux d'erreurs de l'ordre de 10^{-5} ($5 \cdot 10^{-5}$) avec une interpolation de second ordre ce qui représente le 1/3 du taux trouvé par interpolation linéaire. Nous pouvons exprimer le débit binaire de la façon suivante :

$$D = N_{por} \cdot N_{b_por} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (9)$$

N_{por} : Nombre de sous-porteuses

N_{b_por} : Nombre de bits par sous-porteuse

T_s : Durée utile du symbole OFDM

Nous avons choisi le nombre de sous-porteuses égale à 1705, le codage choisi est le 4_QAM et la durée totale du symbole est de $224 \mu\text{s}$ donc un débit $D=14,5\text{Mbits/s}$.

Le débit D ne présente pas le débit utile de la transmission puisqu'on n'a pas tenu compte de la redondance générée par la chaîne de codage de canal, l'intervalle de garde et des sous-porteuses pilotes. On peut calculer le débit utile comme suit :

$$D_u = D \cdot R_{RS} \cdot R_{CC} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_g}{T_s}} \cdot R_{pil} \quad (10)$$

R_{RS} : Rendement du code reed-solomon.

R_{CC} : Rendement du code convolutif.

R_{pil} : Facteur de réduction du débit dû au sous-porteuses pilotes.

T_g : Durée de l'intervalle de garde.

L'intervalle de garde utilisé dans cette simulation est de 56 μ s. Les essais que nous avons réalisés avec des intervalles de garde plus petits (28 μ s et 14 μ s respectivement pour 1/8 et 1/16 du symbole utile) ont donné des résultats acceptables puisque dans tous les cas nous avons gardé la durée du retard introduit par le trajet le plus long (7.73 μ s) inférieure à l'intervalle de garde. La figure 6 montre le résultat de la simulation correspondant à la transmission la mieux protégée et au débit minimal avec un intervalle de garde de 56 μ s et un rendement du code convolutif de 1/2.

R_{pil} est égale à 1512/1705, 1512 est le nombre des sous-porteuses utiles. La répartition des sous-porteuses pilotes est donnée par la figure 7 [ETSI, 1997].

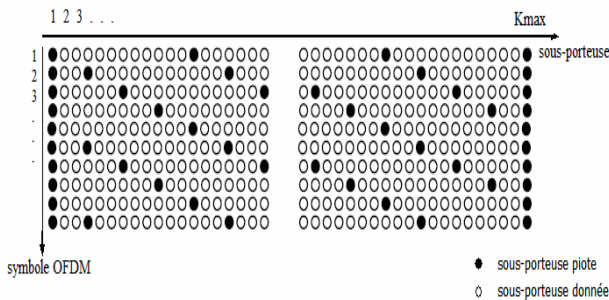


Figure 7 : Répartition des sous-porteuses pilotes dans les symboles OFDM transmis dans le canal CPL

La valeur du débit utile de la transmission sera donc :

$$D_u = 14,5 \cdot \frac{188}{204} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{56}{224}} \cdot \frac{1512}{1705}$$

$$D_u = 4,74 \text{ Mbits / s}$$

Pour trouver le débit utile maximal qu'on peut atteindre l'intervalle de garde choisi doit être de 14 μ s (1/16 du symbole utile qui correspond au plus petit intervalle de garde supérieur au retard maximal) avec un rendement du code convolutif de 7/8.

$$D_{u \text{ Max}} = 14,5 \cdot \frac{188}{204} \cdot \frac{7}{8} \cdot \frac{1}{1 + \frac{14}{224}} \cdot \frac{1512}{1705}$$

$$D_{u \text{ Max}} = 9,75 \text{ Mbits / s}$$

5. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Dans ce travail nous avons optimisé une transmission de données haut débit sur un canal CPL par analogie avec le standard DVB_T. Le choix adéquat du modulateur OFDM, du codeur canal et de l'égaliseur a permis un débit de 14,5 Mbit/s avec un taux d'erreurs de $5 \cdot 10^{-5}$.

Ces résultats offrent la possibilité d'exploiter cette infrastructure faible coût pour des services de communications avancés.

Ce travail offre la possibilité d'exploiter des bandes de fréquences plus larges relativement à celle que nous avons utilisé. Des études précises sur la détermination de la puissance de rayonnement des systèmes CPL à partir de la puissance injectée sur le réseau s'avère nécessaire pour mieux contrôler le problème de la compatibilité électromagnétique(CEM). D'autres points peuvent être aussi traités telles que l'efficacité des systèmes CPL dans des environnement industriels.

BIBLIOGRAPHIE

- [ETSI, 1997] European Telecommunications Standards Institute, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television". Rapport technique ETSI EN 300 744 V1.1.2 (1997-08).
- [Ezio, 2003] Ezio B., "coding and modulation for a horrible Channel", IEEE communication magazine, Mai 2003, p. 92-97.
- [Klaus, 2001] Klaus D., "powerline communication", Upper Saddle River, Prentice Hall PTR, 2001.
- [Lars, 1999] Lars S., "Powerline communications channel properties and communication strategies". Thèse de doctorat, université de Lund, 1999.
- [Manfred, 2002] Manfred Z., Klaus D., "A multipath model for the powerline channel". IEEE Transactions on Communications vol 50, n° 4, 2002, p. 553-559.
- [Virginie, 2002] Virginie D., "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension". Thèse de doctorat, université de Lille, Décembre 2002.
- [Yavuz, 2000] Yavuz E., Kural F., "Modelling of Power Lines for Digital Communications". Proceedings of the 4th International Symposium on Powerline Communications and its Applications, Limerick 5-7 Avril 2000.