

Critère de sélection spatio-fréquentielle basé sur une contrainte de performance pour une réduction de la diaphonie dans les systèmes DSL

Issam WAHIBI^{1,2}, Meryem OUZZIF¹, Jérôme LE MASSON¹, Samir SAOUDI²

¹France Télécom - Recherche & Développement
2 avenue Pierre Marzin, 22307 Lannion, France

²ENST Bretagne - Département Signal et Communications
Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex 3, France

issam.wahibi@orange-ftgroup.com, meryem.ouzzif@orange-ftgroup.com
jerome.lemasson@orange-ftgroup.com, samir.saoudi@enst-bretagne.fr

Résumé – Dans cet article, nous proposons une nouvelle technique de sélection spatio-fréquentielle des interférents dans un système DSL (*Digital Subscriber Line*) pour une annulation ou précompensation partielle de la diaphonie. L'originalité d'une telle technique est qu'elle est basée sur un critère de performance permettant ainsi un meilleur contrôle de débit. Cette méthode a pour objectif de réduire la complexité de l'algorithme d'annulation ou de précompensation de la diaphonie. Les simulations montrent qu'en diminuant le débit maximal de peu (5% à 10%), la complexité est réduite de manière significative (de 25% à 45%).

Abstract – In this contribution, a new method based on line-tone selection of crosstalkers in DSL (*Digital Subscriber Line*) systems is proposed for partial crosstalk cancellation, or precompensation. The originality of our method is the use of a performance criterion, which allows for better control of the data-rate. Simulation results show significant decrease in the complexity of crosstalk cancellation or precompensation algorithms. Through a slight reduction (5% or 10%) in the maximum data-rate, it is possible to gain a significant reduction in complexity (from 25% to 45%).

1 Introduction

Les nouvelles générations de systèmes DSL (*Digital Subscriber Line*) permettent d'atteindre des débits élevés, de l'ordre de 100 Mbps pour de courtes portées. Pour cela, le récent standard VDSL2 [1] propose une utilisation de la bande de fréquences jusqu'à 30 MHz. Malheureusement, la transmission à ces hautes fréquences occasionne un fort couplage électromagnétique entre les paires de cuivre voisines partageant le même câble. Ce couplage crée de l'interférence, plus connue sous le nom de *diaphonie*. Le bruit FEXT (*Far-End Crosstalk*) ou télédiaphonie qui représente la diaphonie récupérée à l'autre extrémité du câble constitue la principale source d'interférences sur les transmissions DSL utilisant de courtes portées.

La figure 1 représente le schéma de fonctionnement d'un système DSL coordonné au niveau du DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*) ou de manière équivalente au niveau de l'ONU (*Optical Network Unit*) et relié à L utilisateurs. Plusieurs techniques exploitant le concept MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) de la transmission ont été proposées pour les systèmes DSL [2].

En liaison montante, les récepteurs sont colocalisés dans le DSLAM ou dans l'ONU. Ceci permet un traitement conjoint à la réception des signaux transmis sur les différentes lignes. Il s'agit d'*annulation de la diaphonie* [3].

En liaison descendante, la localisation des récepteurs ne permet pas de traitement conjoint en réception. Néan-

moins, il est possible d'effectuer un traitement conjoint au niveau de l'émission. Il s'agit de *précompensation de la diaphonie* [4].

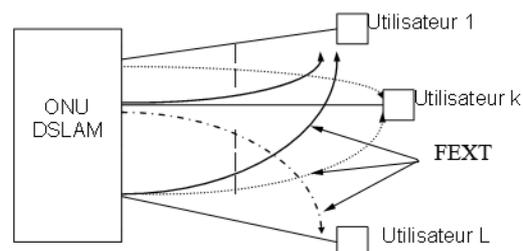


FIG. 1 – Topologie d'un système DSL coordonné au niveau du DSLAM ou de l'ONU

Les techniques d'annulation et de précompensation de la diaphonie nécessitent une complexité significative de traitement des données transmises, d'où le besoin de mettre en œuvre un traitement partiel en fixant les contraintes adéquates. L'impact des couplages est fonction de la localisation des lignes perturbatrices ainsi que des fréquences considérées. Les perturbations sont constituées majoritairement par la diaphonie provenant de quelques utilisateurs adjacents et pour un sous-ensemble limité de sous-

porteuses. Cendrillon et al. [5] et [6] proposent un traitement partiel avec une sélection spatiale, fréquentielle ou spatio-fréquentielle en imposant une contrainte de complexité.

Dans cet article, une méthode de traitement partiel qui respecte une contrainte de performance est proposée. Le traitement partiel permet d'aboutir à un compromis entre les performances et la complexité. La méthode proposée cherche à minimiser la complexité sous une contrainte de débit fixe.

Dans la partie 2 le modèle de transmission est décrit. Ensuite, l'algorithme de sélection est développé dans la partie 3. Enfin, la partie 4 est consacrée à la présentation des résultats de simulation.

2 Modèle de transmission

Dans cet article, un système DSL de L utilisateurs est considéré. La transmission utilise une modulation multi-porteuse de type DMT (*Discrete Multi-Tone*) comportant K sous-porteuses orthogonales. Le schéma de fonctionnement en voie descendante peut être modélisé sous forme matricielle dans le domaine fréquentiel. Ainsi, pour chaque sous-porteuse k , le signal reçu s'exprime :

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{n}^k \quad (1)$$

avec \mathbf{x}^k le vecteur de symboles transmis à la sous-porteuse k de taille $L \times 1$ dont la matrice de covariance est $E_x \cdot \mathbf{I}$, \mathbf{y}^k le vecteur de symboles reçus de taille $L \times 1$, \mathbf{n}^k le vecteur de bruit blanc gaussien dont la matrice de covariance est $N_0^k \cdot \mathbf{I}$ avec \mathbf{I} la matrice identité de taille $L \times L$ et \mathbf{H}^k la matrice carrée du canal de transmission de taille $L \times L$. Les éléments diagonaux de \mathbf{H}^k représentent les coefficients d'atténuation des canaux directs, tandis que les éléments non diagonaux représentent les coefficients de couplage FEXT.

La figure 2 donne un exemple de fonctions de transfert et de couplage mesurées pour des lignes de 300 m. Ces mesures ont été effectuées à France Télécom Recherche & Développement sur des câbles comportant 28 paires. Le niveau de diaphonie varie de manière significative avec la fréquence et la position des lignes dans le câble. La méthode de sélection spatio-fréquentielle proposée permet de désigner en fonction des fréquences un ensemble d'interférents qui seront retenus pour le traitement conjoint. Cette méthode de sélection est appliquée à un système DSL coordonné utilisant une précompensation dans la voie descendante.

Le précompensateur \mathbf{P}^k utilisé est celui proposé par Cendrillon et al. [4]. Le signal reçu s'écrit alors :

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{H}^k \mathbf{P}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{n}^k \quad (2)$$

avec \mathbf{P}^k la matrice de précompensation à la porteuse k définie par :

$$\mathbf{P}^k = (\mathbf{H}^k)^{-1} \text{diag}\{\mathbf{H}^k\} \quad (3)$$

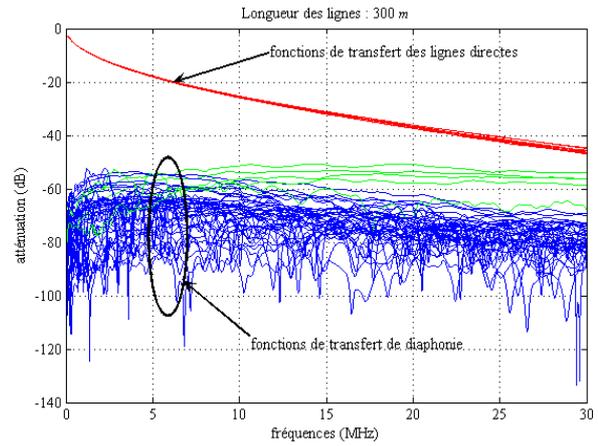


FIG. 2 – Fonctions de transfert des lignes directes et de diaphonie pour 10 lignes de 300 m

3 Algorithme de sélection spatio-fréquentielle

La modulation DMT est une modulation multi-porteuse qui repose sur la connaissance de l'état du canal à l'émission et à la réception et met en œuvre une solution approchant le *water-filling*. Elle permet ainsi d'allouer à chaque sous-porteuse un nombre de bits en fonction de la qualité du sous-canal associé. Soit c_i^k le nombre de bits qui peut être alloué à la sous-porteuse k pour l'utilisateur i en absence d'interférences :

$$c_i^k = \log_2 \left(1 + \frac{\text{RSB}_i^k}{\Gamma} \right) \quad (4)$$

Le rapport signal sur bruit (RSB) en réception à la sous-porteuse k pour l'utilisateur i s'exprime en l'absence d'interférences par :

$$\text{RSB}_i^k = |h_{ii}^k|^2 \cdot (E_x / N_0^k) \quad (5)$$

Le gap Γ traduit la perte liée à l'utilisation d'une modulation discrète. Il est fonction du taux d'erreur symbole cible.

Le principe de l'algorithme consiste à choisir les interférents les plus préjudiciables en fixant à l'avance le débit souhaité. Ce débit est déterminé en fonction d'un paramètre p qui représente la fraction du débit perdu par rapport au débit maximal de chaque utilisateur. Deux approches sont proposées pour déterminer la manière de répartir le débit. La première approche consiste à multiplier par $(1 - p)$ le nombre maximal de bits c_i^k :

$$b_i^k = (1 - p) c_i^k \quad (6)$$

Ainsi, la réduction du nombre de bits alloué sera fonction de l'atténuation de la sous-porteuse considérée.

La seconde approche consiste à répartir de manière identique le nombre de bits total à prélever sur toutes les sous-porteuses. Dans ce cas, le nombre de bits alloué est :

$$b_i^k = c_i^k - (p/K_u) \cdot \sum_{n=1}^{K_u} c_i^n \quad (7)$$

TAB. 1 – Etapes de l'algorithme de sélection

Déroulement de l'algorithme	
Pour toute porteuse k de 1 à K	
$\mathbf{H}_p^k = \mathbf{H}^k$	
Pour tout utilisateur i de 1 à L	
$M = L - 1$	
$\Delta_i^k = \Gamma(2^{c_i^k} - 2^{b_i^k})$	
$[\alpha_1, \dots, \alpha_M] =$	
Tri Décroissant $\{ h_{ij}^k , j = 1, \dots, M, j \neq i\}$	
avec $[t_1, \dots, t_{L-1}]$ les indices associés	
$S_i^k = \sum_{l=1}^M \alpha_l^2$	
$\text{RSBI}_i^k = \frac{ h_{ii}^k ^2}{S_i^k + (E_x/N_0^k) - 1}$	
Tant que $\text{RSBI}_i^k > \text{RSB}_i^k - \Delta_i^k$	
$\mathbf{H}_p^k(i, t_M) = 0$	
$M = M - 1$	
Mise à jour de la somme S_i^k	
Mise à jour du RSBI_i^k avec (8)	
Fin	
Fin	
Fin	

avec K_u le nombre de sous-porteuses utiles du système.

Le rapport signal sur bruit plus interférences (RSBI) est défini comme suit :

$$\text{RSBI}_i^k = \frac{|h_{ii}^k|^2}{\sum_{i \neq j}^L |h_{ij}^k|^2 + (E_x/N_0^k) - 1} \quad (8)$$

La marge Δ_i^k entre le RSB et le RSBI d'une ligne i sous la forme :

$$\Delta_i^k = \text{RSB}_i^k - \text{RSBI}_i^k = \Gamma(2^{c_i^k} - 2^{b_i^k}) \quad (9)$$

L'algorithme de sélection a pour objectif de déterminer les interférents qu'il est plus utile de prendre en compte dans la précompensation. Le RSBI_i^k est mis à jour au fur et à mesure de la mise à zéro des éléments h_{ij}^k qui ne seront pas pris en compte lors de la précompensation de la diaphonie. L'algorithme est décrit plus en détails dans l'encadré 1.

Ainsi, la matrice du canal \mathbf{H}^k est approchée par la matrice \mathbf{H}_p^k ayant des éléments nuls associés aux coefficients sélectionnés par l'algorithme. Ce dernier permet de sélectionner un nombre différent d'interférents en fonction de l'utilisateur et de la sous-porteuse considérés.

La matrice de précompensation partielle utilisée dans [5] s'exprime sous la forme :

$$[\mathbf{P}_{\text{partiel}}^k]_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{si } [\mathbf{H}_p^k]_{ij} = 0 \\ [\mathbf{P}^k]_{ij} & \text{sinon} \end{cases} \quad (10)$$

avec \mathbf{P}^k le précompensateur optimal défini dans l'équation (3).

Une autre méthode consiste à appliquer le traitement partiel à la précompensation proposée dans [7]. Elle repose sur la décomposition $\mathbf{H}^k = \mathbf{D}^k + \mathbf{E}^k$, avec $\mathbf{D}^k = \text{diag}\{\mathbf{H}^k\}$, et l'utilisation d'une approximation de l'inverse de la matrice en considérant le premier ordre de son développement en série. Cette approximation est possible grâce à la propriété de dominance diagonale de \mathbf{H}^k . La matrice de précompensation s'écrit alors :

$$\mathbf{P}^k = \mathbf{I} - (\mathbf{D}^k)^{-1} \mathbf{E}^k \quad (11)$$

Le précompensateur partiel obtenu en utilisant cette approche s'exprime par :

$$\mathbf{P}_{\text{partiel}}^k = \mathbf{I} - (\mathbf{D}^k)^{-1} \mathbf{E}_p^k \quad (12)$$

avec $\mathbf{E}_p^k = \mathbf{H}_p^k - \mathbf{D}^k$.

Les deux approches de calcul du précompensateur partiel aboutissent à une matrice $\mathbf{P}_{\text{partiel}}^k$ contenant le même nombre d'éléments nuls que \mathbf{H}_p^k .

Si n_i^k désigne le nombre d'éléments non nuls de la ligne i , la complexité globale du système avec traitement partiel sera de $\sum_{j=1}^{K_u} \sum_{i=1}^L n_i^k$ multiplications au lieu de $K_u L^2$.

4 Résultats de simulation

Afin de calculer le gain en complexité en fonction du débit cible, un scénario de transmission sur 14 lignes de 150 m et 14 lignes de 600 m est considéré. Le tableau 2 résume les différents paramètres de simulation.

TAB. 2 – Paramètres de simulation

Nombre de lignes	28
Lignes de 150 m	14
Lignes de 600 m	14
Bandes de fréquence	[0.138-3.75 MHz] [5.2-8.5 MHz] [12-20 MHz]
Espacement inter-porteuses Δf	8 kHz
Gap Γ pour un taux d'erreur symbole de 10^{-7}	9.8 dB
E_x/N_0	80 dB

La figure 3 illustre le pourcentage de réduction de la complexité en fonction du rapport entre le débit cible $D_i = \Delta f \cdot \sum_k b_i^k$ et le débit maximal $C_i = \Delta f \cdot \sum_k c_i^k$. Les deux approches de répartition des bits alloués par sous-porteuse exprimées par les équations (6) et (7) aboutissent au même ordre de réduction de la complexité. Fixer le débit cible à 90% du débit maximal permet de réduire d'environ 45% la complexité du traitement de précompensation des signaux.

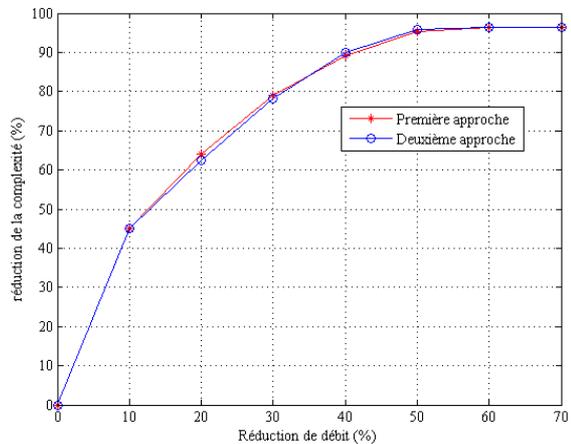


FIG. 3 – Complexité en fonction du débit alloué

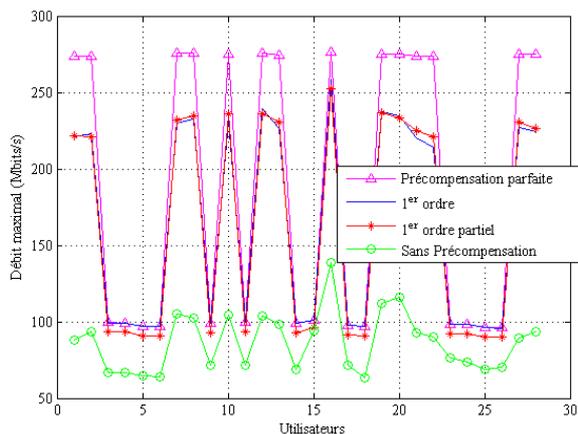


FIG. 4 – Débit par utilisateur

La figure 4 donne les performances des différents utilisateurs avec les paramètres de simulation du tableau 2 dans différents cas de figure. La précompensation partielle au premier ordre est évaluée pour un débit cible de 90% du débit maximal. Les courbes de performances en mettant en œuvre une précompensation parfaite (3), une précompensation avec décomposition au premier ordre (11) et sans précompensation sont données à titre de référence.

La précompensation avec décomposition au premier ordre résulte en des performances très proches de celles obtenues par la précompensation parfaite pour les lignes de 600 m. Néanmoins, pour les lignes de 150 m, l'écart entre les performances obtenues et le débit maximal est plus important. C'est la raison pour laquelle les performances de la méthode proposée dans cet article atteignent des débits inférieurs au débit cible pour les lignes courtes de 150 m. Le débit cible est atteint pour les portées de 600 m.

La figure 5 reporte les performances des différentes méthodes en fonction de la longueur des lignes des utilisateurs pour un débit cible de 90% du débit maximal. La méthode proposée dans cet article permet d'obtenir de bonnes performances par rapport au débit maximal tout en diminuant de manière substantielle la complexité de fonctionnement du système coordonné.

5 Conclusion

La diaphonie est la source principale d'interférences dans les systèmes DSL. Plusieurs solutions de précompensation de la diaphonie ont été proposées, mais elles présentent une complexité importante lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé. Dans cet article, nous avons proposé un algorithme de sélection des interférents les plus préjudiciables en fixant le débit souhaité à l'avance. Il est possible ainsi de réduire de 45% la complexité de traitement de la précompensation des signaux en fixant un débit cible égal à 90% du débit maximal. L'algorithme de sélection qui a été décrit pour la précompensation en voie descendante peut être aisément appliqué à l'annulation de la diaphonie en voie montante.

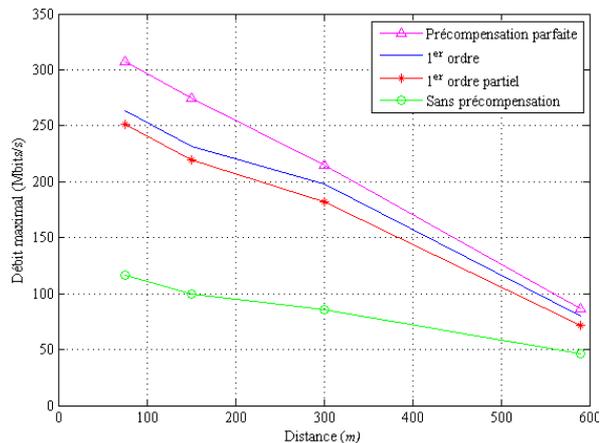


FIG. 5 – Débit en fonction de la longueur des lignes

Références

- [1] *Very-High Bit-Rate Digital Subscriber Lines (VDSL) Metallic Interface*. ANSI Std. T1.424, 2004.
- [2] G. Ginis et J.M Cioffi. *Vectored Transmission for Digital Subscriber Line Systems*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 5, pp. 1085-1104, Juin 2002.
- [3] R. Cendrillon, G. Ginis, E. Van Den Bogaert et M. Moonen. *A Near-Optimal Linear Crosstalk Canceller for Upstream VDSL*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 8, pp. 3136-3146, Août 2006.
- [4] R. Cendrillon, M. Moonen, J. Verlinden, T. Bostoen et G. Ginis. *Improved Linear Crosstalk Pre-compensation for DSL*. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP'2004), vol. 4, pp. 1053-1056, Mai 2004.
- [5] R. Cendrillon, M. Moonen, G. Ginis, K. Van Acker, T. Bostoen et P. Vandaele. *Partial Crosstalk Pre-compensation for Downstream VDSL*. Elsevier Signal Processing, vol. 84, no. 11, pp. 2005-2019, Novembre 2004.
- [6] R. Cendrillon, M. Moonen, G. Ginis, K. Van Acker, T. Bostoen et P. Vandaele. *Partial Crosstalk Cancellation for Upstream VDSL*. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2004, no. 10, pp. 1520-1535, Août 2004.
- [7] A. Leshem et L. Youming. *A Low Complexity Coordinated FEXT Cancellation for VDSL*. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS'2004, pp. 338-341, Décembre 2004.