

# Approche de codage conjoint source – canal pour l’optimisation d’une transmission vidéo MPEG-2 sur ADSL

M. Zwingelstein-Colin, M. Gharbi, M. Gazalet

IEMN-DOAE UMR CNRS 8520 Université de Valenciennes Le Mont Houy 59313 Valenciennes Cedex 9  
Email : Marie.Colin@univ-valenciennes.fr

## Résumé

Dans le cadre d’une transmission vidéo MPEG-2 sur ligne téléphonique par la technologie ADSL, nous présentons un système de codage conjoint source-canal par lequel les informations les plus pertinentes vis-à-vis de la qualité visuelle à la réception sont surprotégées en contrepartie d’une moins bonne protection pour les données secondaires. Nous montrons la faisabilité d’un tel système et ses performances en terme de taux d’erreur binaire atteints sur une ligne de test ADSL.

## Mots Clef

Transmission vidéo MPEG-2, ADSL, Data Partitionning, modulation multiporteuse DMT, transfert de puissance, qualité de service.

## 1 Introduction

Avec l’émergence de l’accès à Internet rapide, les services vidéo comme la télévision diffusée et la vidéo à la demande sont amenées à prendre une place de plus en plus importante au sein des systèmes de télécommunication. Dans ce contexte, nous nous intéressons ici à l’optimisation de la qualité de service d’une transmission vidéo MPEG-2 sur ligne téléphonique par le biais de la technologie ADSL, considérée compétitive pour la prochaine génération de télévision interactive par câble ou satellite [1]. Cette dernière, normalisée par l’ETSI et l’ANSI [2][3], permet d’atteindre des débits compris entre 1,5 Mbps et 6 à 8 Mbps suivant la qualité et la longueur des lignes téléphoniques, grâce en particulier à l’emploi de la modulation multiporteuse DMT (Discrete MultiTone) [4].

Notre démarche est basée sur le fait que lors de la transmission d’un flux de vidéo MPEG-2, la perte éventuelle d’un bit aura une conséquence très variable sur la qualité visuelle de la séquence reconstruite suivant la nature de l’information codée par ce bit : par exemple, la perte d’un en-tête d’image I (Intra) aura des conséquences importantes sur la reconstitution d’une GOP (Group Of Pictures) entière, alors que la perte d’un coefficient AC d’une image de type B (Bidirectionnel) n’aboutira qu’à une très faible détérioration dans une seule image. C’est pourquoi l’on peut concevoir que l’adoption d’un schéma de codage conjoint source-canal par lequel les informations essentielles du flux MPEG-2 (ex : en-têtes) sont surprotégées, en contrepartie d’une

protection légèrement moins bonne pour les données plus secondaires (ex : coefficients AC) permet d’améliorer de façon importante la qualité visuelle de la séquence reconstruite après transmission.

Nous proposons un système original de codage conjoint source-canal dans lequel le flux vidéo utilise le codage hiérarchique MPEG-2 Data Partitionning (DP), et où la transmission ADSL est adaptée (tout en restant compatible avec la norme actuelle) pour fournir simultanément deux qualités de transmission aux données (transmission bi-résolution) (**figure 1**). Les données MPEG-2 mono flux sont réparties entre le train de base (TB) contenant les données essentielles à surprotéger et le train complémentaire (TC) contenant les informations plus secondaires, en fonction du paramètre PBP (Priority Break Point) de la norme MPEG-2. En ce qui concerne le modem ADSL bi-résolution, nous avons choisi de le réaliser par un choix judicieux de l’allocation des bits et de la puissance entre les sous-canaux de la modulation multiporteuse DMT retenue pour l’ADSL.

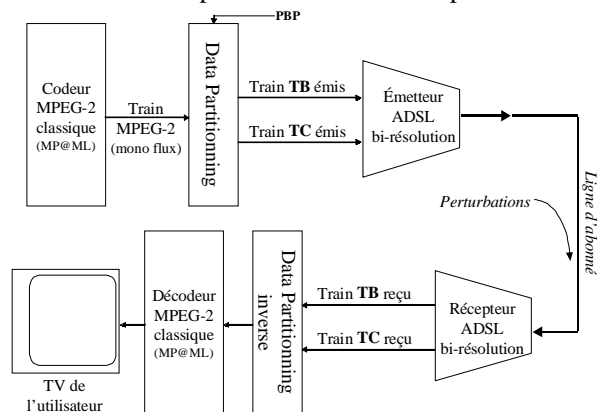


Figure 1 : synoptique du schéma proposé pour la transmission bi-résolution MPEG-2 sur ADSL

Nous rappelons au paragraphe 2 les principes généraux du mode DP de la norme MPEG-2 et de la modulation DMT pour ensuite poser clairement le problème à résoudre et présenter la solution que nous proposons au paragraphe 3. Les résultats de simulation sur une ligne de test ADSL seront alors présentés au paragraphe 4 avant de conclure.

## 2 Rappel des principes de base

### 2.1 Le mode Data Partitionning de la norme MPEG-2

Le standard de compression d’images MPEG-2, normalisée par l’ISO [5] est basée sur l’emploi de la

transformation DCT associée à la compensation de mouvement pour réduire respectivement les redondances spatiales et temporelles de la séquence vidéo. Ce standard offre la possibilité d'accéder à la multi résolution par le biais de modes dits « scalable », par lesquels une vidéo à compresser donne lieu à deux flux binaires : un flux binaire de base, dont le décodage seul donne une séquence vidéo basse résolution, et un flux binaire complémentaire dont le décodage, associé au décodage du flux de base, fournit une séquence vidéo pleine résolution. Il existe quatre modes « scalable » : temporel, spatial, « SNR » et DP. Les trois premiers permettent d'obtenir deux niveaux de résolution spatiale, temporelle et de SNR pour la séquence vidéo décodée. Ces trois modes scalable permettent par exemple de choisir entre une qualité TV standard et une qualité TVHD sans nécessairement être associés à une transmission à plusieurs niveaux de protection.

Le mode DP a été spécialement conçu pour le cas où deux canaux de transmission fournissant des degrés de protection différents aux données seraient disponibles. Dans ce mode, le flux MPEG-2 classique (non « scalable ») est découpé en deux flux distincts, sans ajout de données supplémentaires : le flux de base contient les données les plus critiques (en-têtes, vecteurs mouvement, coefficients DCT basse fréquence) et le flux complémentaire transporte les autres données (essentiellement les coefficients DCT haute fréquence). La sélection entre les données critiques du flux de base et les autres données est définie par la valeur du paramètre PBP (Priority Break Point) de la syntaxe MPEG-2.

A titre d'exemple, la figure 2 présente une image reconstruite à partir du seul train de base du mode DP ainsi que l'image d'origine pleine résolution.

Parmi les quatre modes « scalable » existant, le mode DP est le seul pour lequel aucune modification de codeur et du décodeur n'est nécessaire. Il suffit simplement d'ajouter un module de découpage des données en sortie du codeur, et un module de recombinaison des données avant le décodeur (modules « data partitionning » et « data partitionning inverse » de la figure 1).

C'est cette simplicité de mise en œuvre associée à l'adéquation naturelle du mode DP à une transmission bi-résolution qui ont conduit notre choix vers ce mode « scalable ».

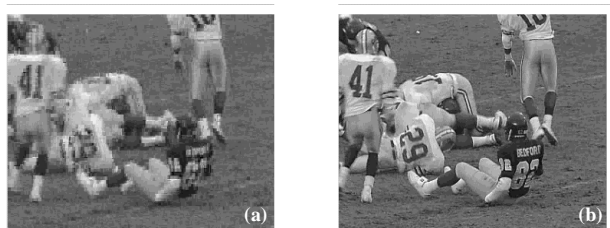


Figure 2 : Images basse résolution (a) et pleine résolution (b) de la séquence football obtenues par codage MPEG-2 en mode DP, avec PBP=64 et un taux de compression de 44,5.

## 2.2 La modulation DMT

Bien que d'autres formes de modulation aient été envisagées, c'est la DMT qui a été retenue pour la normalisation de l'ADSL [2][3]. L'idée de base des modulations multiporteuse, et en particulier de la DMT, est de considérer le canal de transmission non pas comme une seule entité, mais comme la juxtaposition de sous-canaux suffisamment étroits pour pouvoir être assimilés à des canaux à bruit blanc Gaussien et ainsi pourvoir se rapprocher au mieux de la limite de Shannon qu'est la capacité du canal [4].

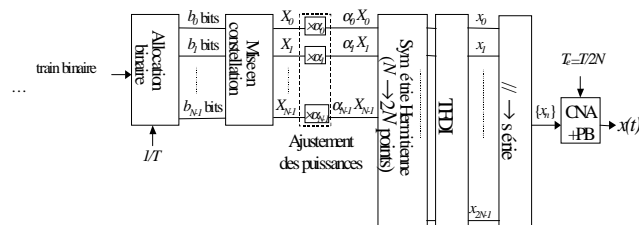


Figure 3 : synoptique d'un modulateur DMT.

La particularité de la modulation DMT est de réaliser ce découpage en sous-canaux par une transformée de Fourier discrète inverse, comme cela apparaît sur la figure 3, ce qui rend son implémentation relativement peu complexe du fait de l'existence de l'algorithme rapide IFFT/FFT. Les données binaires à émettre sont réparties entre les sous-canaux DMT (allocation binaire). Cette répartition se fait en fonction des caractéristiques du canal qui sont estimées au cours de la phase d'initialisation du modem. Chaque mot binaire présent à l'entrée d'un sous-canal est alors associé à un point du plan complexe I/Q au cours de la mise en constellation. Des facteurs d'échelle sur ces valeurs complexes permettent d'optimiser le spectre du signal émis, là aussi en fonction des caractéristiques du canal. La symétrie Hermitienne effectuée avant le bloc TFDI permet d'obtenir des valeurs réelles à émettre sur le canal.

Du fait de l'orthogonalité de la transformée de Fourier, on considère généralement que la modulation DMT est équivalente à la juxtaposition de N modulations MAQ indépendantes aux fréquences  $k/T$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$  où T est la durée du symbole DMT et 2N est le nombre de points de calcul de la IFFT, bien qu'en pratique il existe des interférences inter-symboles et inter-canaux [6]. Avec cette approximation, le taux d'erreur binaire moyen de la DMT s'exprime simplement comme la moyenne statistique des taux d'erreur binaire de chaque sous-canal :

$$\overline{TEB} = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{b_i}{R_0} TEB_i,$$

où  $TEB_i$  et  $b_i$  sont le taux d'erreur binaire et le nombre de bits associés au sous-canal i et où  $R_0$  est le débit total de la transmission exprimé en bits/symbole DMT. Pour des valeurs de  $TEB_i$  inférieures à  $10^{-1}$ , le taux d'erreur binaire  $TEB_i$  peut s'exprimer en fonction du taux d'erreur par symbole MAQ  $TES_i$  de la façon suivante [7] :

$$TEB_i = \frac{e(b_i)}{b_i} TES_i.$$

Dans cette expression,  $e(b_i)$  représente le nombre moyen de bits en erreur dans un symbole MAQ erroné. Il a été montré dans [8] que le TES d'une modulation MAQ peut s'exprimer de la façon suivante<sup>1</sup> :

$$TES_i = D_i \cdot Q \left( \sqrt{\frac{\epsilon_{x,i}}{E_i}} \right) \text{ où}$$

$$D_i = \begin{cases} 4(1-1/2^{b_i/2}) & \text{pour les constellations rectangulaires } (b_i \text{ pair}) \\ 4(1-1/2^{(b_i+1)/2}) & \text{pour les constellations croisées } (b_i \text{ impair } > 3) \end{cases}$$

et

$$E_i = \begin{cases} (\eta_i/3)(2^{b_i} - 1) & \text{pour les constellations rectangulaires } (b_i \text{ pair}) \\ (\eta_i/3)(3^{1/32} 2^{b_i} - 1) & \text{pour les constellations impaires } (b_i \text{ impair } > 3) \end{cases}$$

Dans cette expression,  $\epsilon_{x,i}$  représente l'énergie moyenne du symbole MAQ dans le sous-canal  $i$  et  $\eta_i$  le bruit équivalent à l'entrée du sous-canal  $i$  défini par :  $\eta_i = 2\sigma_i^2 / |H_i|^2$  où  $\sigma_i^2$  est l'énergie du bruit par dimension et  $H_i$  le gain complexe du sous-canal  $i$ .

### 3 Position du problème et solution retenue

Comme nous l'avons mentionné dans la partie introductive, nous proposons d'optimiser la qualité de service d'une transmission de vidéo MPEG-2 sur ADSL par les moyens suivants :

- codage source : utilisation du mode DP de la norme MPEG-2. Dans le cadre de cette étude, nous avons choisi de fixer la valeur du paramètre PBP. L'optimisation de la valeur du PBP en fonction des caractéristiques de la ligne pourra faire l'objet d'une seconde étude. Ainsi, la source à transmettre est constituée de deux flux : le flux TB (Train de Base) et le flux TC (Train Complémentaire) dont les débits sont respectivement  $R_{TB}$  et  $R_{TC}$ , avec  $R_{TB} + R_{TC} = R_0 =$  débit des données MPEG-2 mono flux (avant DP).

- codage canal : l'objectif est de transmettre les données TB et TC avec des protections différentes contre les erreurs de transmission ( $\overline{TEB}_{TB} \neq \overline{TEB}_{TC}$ ). Pour un taux d'erreur binaire moyen fixé pour les données TB ( $\overline{TEB}_{TB}$ ), dont la valeur est directement liée à la qualité de service minimale à la réception, l'objectif est de rechercher les répartitions optimales des bits ( $b_i$ ) et de la puissance ( $\epsilon_{x,i}$ ) entre les sous-canaux DMT au sens de la minimisation du taux d'erreur binaire des données TC ( $\overline{TEB}_{TC}$ ) pour une puissance totale  $P_0$  et les débits  $R_{TB}$  et  $R_{TC}$  fixés :

$$\min_{b_i, \epsilon_{x,i}} (\overline{TEB}_{TC}) \text{ avec } \sum_{i=0}^{N-1} b_i = R_0, \sum_{i=0}^{N-1} \epsilon_{x,i} = P_0 \cdot T \text{ et } \overline{TEB}_{TB} \text{ fixé.}$$

Ce problème d'optimisation n'admet pas de solution suffisamment simple pour pouvoir être envisagée en

<sup>1</sup>  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$

pratique. La solution que nous proposons ci-après offre l'avantage, tout comme les solutions proposées dans [9][10], d'une grande simplicité au coût d'une certaine sous optimalité. Elle se décompose en trois étapes :

1. *allocation mono résolution* : le débit total  $R_0$  et la puissance totale  $P_0$  sont réparties entre les sous-canaux, sans se préoccuper de l'aspect bi-résolution. De nombreux algorithmes comme [11][12] ont été proposés pour optimiser ces répartitions. A l'issue de cette première étape, l'ensemble des  $R_0$  bits et de la puissance  $P_0$  sont répartis entre les sous-canaux, donnant lieu à un TEB moyen pour l'ensemble des données que nous notons  $\overline{TEB}_0$ .

2. *allocation bi-résolution, 1<sup>er</sup> stade*: les meilleurs sous-canaux, c'est-à-dire les sous-canaux pour lesquels le  $TEB_i$  est le plus faible, sont attribués aux données TB (généralement situés dans la partie basse fréquence du spectre ADSL où la ligne présente souvent les meilleures caractéristiques). Les autres sous-canaux sont attribués aux données TC. L'allocation des bits et de la puissance déterminée à l'étape 1 est conservée. Dans le cas où cette allocation serait déterminée sous l'hypothèse d'un TES identique entre les sous-canaux, on montre facilement que, à l'issue de ce premier stade, les TEB moyens des données TB et TC s'écrivent :

$$\begin{cases} \overline{TEB}_{TB,1} = \frac{TES_0}{R_{TB}} \sum_{i \in S_{TB}} e(b_i) \\ \overline{TEB}_{TC,1} = \frac{TES_0}{R_{TC}} \sum_{i \in S_{TC}} e(b_i) \end{cases}$$

où  $S_{TB}$  et  $S_{TC}$  représentent respectivement l'ensemble des sous-canaux TB et TC.

3. *allocation bi-résolution, 2<sup>ème</sup> stade* : on effectue un transfert de puissance depuis les données TC vers les données TB de façon à satisfaire la contrainte du  $\overline{TEB}_{TB}$ . L'allocation des bits est inchangée. Pour ce faire, nous proposons simplement de multiplier la puissance initialement allouée aux sous-canaux TB et TC d'un facteur constant  $\alpha > 1$  et  $\beta < 1$  respectivement. La puissance totale  $P_0$  devant être conservée au cours de cette opération, les couples  $(\alpha, \beta)$  sont liés par la relation :

$$\beta = 1 + (1 - \alpha) \frac{\sum_{i \in S_{HP}} \epsilon_{x,i}}{\sum_{i \in S_{BP}} \epsilon_{x,i}}$$

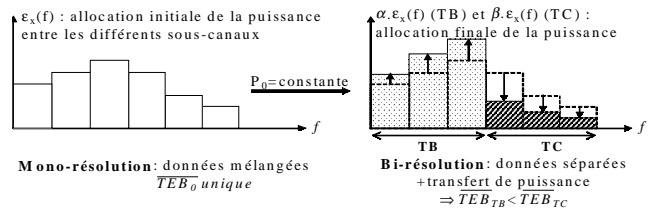


Figure 4 : principe du schéma retenu pour l'obtention de la bi-résolution sur ADSL

La figure 4 illustre le principe de l'obtention de la bi-résolution par séparation des données TB et TC associée au transfert de puissance.

L'apport du transfert de puissance peut être évalué en exprimant le rapport  $\frac{\overline{TEB}_{TB}}{\overline{TEB}_{TB,1}}$  en fonction du rapport  $\frac{\overline{TEB}_{TC}}{\overline{TEB}_{TC,1}}$ , où  $\overline{TEB}_{TB}$  et  $\overline{TEB}_{TC}$  sont les TEB moyens des données TB et TC à l'issue du transfert de puissance. Avec la même hypothèse d'un TES identique entre les sous-canaux à l'étape 1 et en utilisant une approximation de la fonction  $Q^2$ , on montre facilement :

$$\log_e \left( \frac{\overline{TEB}_{TB}}{\overline{TEB}_{TB,1}} \right) = A \cdot \log_e \left( \frac{\overline{TEB}_{TC}}{\overline{TEB}_{TC,1}} \right) + B$$

$$\text{avec } A = \frac{\alpha - 1}{\beta - 1} \text{ et } B = -\frac{1}{2(\alpha - 1)} \log_e(\alpha) + \frac{1}{2(\beta - 1)} \log_e(\beta)$$

On voit que le coefficient directeur A n'est autre que le rapport de la somme des puissances initialement affectée aux sous-canaux TC sur la somme des puissances initialement affectées aux sous-canaux TB.

#### 4 Résultats de simulation

En accord avec la norme ADSL [2], nous avons simulé le système DMT bi-résolution dans les conditions suivantes :  $P_0=110$  mW,  $R_0=400$  bits/symbole DMT, IFFT/FFT sur  $N=512$  points,  $T=250\mu s$ , préfixe cyclique de 32 échantillons. Une marge de bruit de 6 dB est incluse. La ligne étudiée est la ligne de test américaine CSA5 dans une configuration de bruit blanc gaussien à -110 dBm/Hz associé à une diaphonie ADSL FEXT 10,1% worst case. Les interférences entre symbole résiduelles après égalisation par TEQ [13] sont estimées pendant la phase d'initialisation et donc prises en compte dans la simulation. Un codage FEC constitué d'un code Reed Solomon (255,239). Les résultats en terme de TEB donnés ci-après correspondent au TEB après décodage FEC.

La table 1 représente l'évolution des TEB moyens des données TB et TC par rapport au TEB moyen mono-résolution avant transfert de puissance (étape 2). On s'aperçoit que, pour le cas habituel d'un pourcentage de données TB égal à 30%, le TEB moyen des données TB est réduit d'un facteur environ 18 alors qu'en contrepartie le TEB moyen des données TC n'est augmenté que de moins d'un facteur 3.

	10%	20%	30%	40%	50%
$\frac{\overline{TEB}_0}{\overline{TEB}_{TB,1}}$	61	26,9	18,1	13	8,9
$\frac{\overline{TEB}_{TC,1}}{\overline{TEB}_0}$	1,4	1,9	2,6	3,7	5,3

Table 1 : Evolution des TEB moyens des données TB et TC par rapport au TEB moyen mono-résolution avant transfert de puissance sur la ligne de test ADSL CSA5.

L'évolution des TEB moyens des données TB et TC due au seul transfert de puissance (étape 3) est représentée sur la figure 5. Les différents points des courbes ont été obtenus pour différentes valeurs du paramètre  $\alpha$

$$^2 Q(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \text{ avec une erreur inférieure à 10\% pour des}$$

valeurs de  $x$  supérieures à 3

comprises entre 1 et 1,5. Toujours pour le cas habituel d'un pourcentage de données TB égal à 30%, on voit que le seul effet du transfert de puissance permet de réduire le TEB moyen des données TB d'un facteur 100 alors que celui des données complémentaires n'est augmenté que d'un facteur 2.

#### 5 Conclusion

Nous avons présenté un système de transmission vidéo sur ADSL basé sur un codage MPEG-2 en mode DP associé à une transmission bi-résolution. Les résultats de simulation en terme de TEB permettent de valider l'intérêt d'un tel système pour améliorer la qualité de service à la réception.

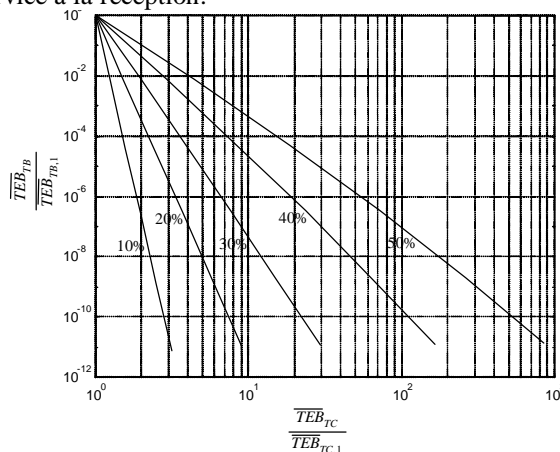


Figure 5 : Evolution des TEB moyens des données TB et TC par transfert de puissance sur la ligne de test ADSL CSA5.

#### Bibliographie

- [1] P. Merriman, « Architecture pour les services vidéo sur la DSL », Revue des télécommunications d'Alcatel, 4ème trimestre 2000.
- [2] « Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface », ANSI T1.413-1997.
- [3] "Transmission and multiplexing (TM); Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL); Requirements and Performance", ETSI Technical Report n°328, DTR/TM-06001 November 1996.
- [4] T. Starr, J.M. Cioffi, P.J. Silverman, "Understanding digital subscriber line technology", Prentice Hall, 1999.
- [5] ISO/IEC 13818-2 ITU-T recommandation H.262, « Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio – Part 2 : video », 1995.
- [6] A.D. Rizos, T.Q. Nguyen, "Comparison of DFT and cosine modulated filter banks in multicarrier modulation", proceedings of GLOBECOM'94, pp.687-691, November 1994.
- [7] L.L. Yang, L. Hanzo, "A recursive algorithm for the error probability evaluation of M-QAM", IEEE Communications Letters, vol. 4, n° 4, October 2000.
- [8] J.M. Cioffi, "Digital data transmission", course notes, winter 1997.
- [9] L.M.C. Hoo, J. Tellado, J.M. Cioffi, "Discrete dual QoS loading algorithms for multicarrier systems", IEEE International Conference on Communications, 1999.
- [10] M. Colin, C. Modlin, M. Gharbi, M. Gazalet, "QoS considerations for DMT-based ADSL and VDSL systems", ICASSP'98.
- [11] P.S. Chow, J.M. Cioffi, J.A.C. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data

transmission over spectrally shaped channels”, IEEE Transactions on Communications, vol.43 n°2/3/4, March/April/May 1995.

[12] R.V. Sonalkar, R.R. Shively, “An efficient bit-loading for DMT applications”, IEEE Communications Letters, vol.4, n°3, March 2000.

[13] B. Farhang-Boroujeny, M. Ding, “Design methods for time-domain equalizers in DMT transceivers”, IEEE Transactions on Communications, vol.49, n°3, March 2001.