

Une comparaison de récepteurs source-canal conjoint utilisant des codes LDPC

Charly Poulliat^{1,3}, Catherine Lamy-Bergot², Inbar Fijalkow¹

¹ ETIS / ENSEA - UCP - CNRS, UMR-8051,

6 Avenue du Ponceau, F-95014 Cergy-Pontoise Cdx FRANCE,

Tel : +33 1 30 73 66 10, Fax : +33 1 30 73 66 27

poulliat, fijalkow@ensea.fr

²THALES Land & Joint Systems, EDS/SPM WaveForm Design Group

160 boulevard de Valmy, B.P. 82, F-92704 Colombes Cedex, FRANCE

tél. : +33 1 46 13 27 90 - fax : +33 1 46 13 25 55

catherine.lamy@fr.thalesgroup.com

³ UHM Coding Group, Department of Electrical Engineering,

University of Hawaii, Honolulu, HI 96822, USA.

Thèmes : Communication et codage : Codage de canal et codage conjoint source-canal, Turbo-codes/turbo-détection/turbo-égalisation .

Problème traité : Optimisation du récepteur source-canal conjoint à l'aide de codes LDPC.

Originalité du travail : optimisation du récepteur pour différentes configurations en réception.

Résultats nouveaux : Critères de construction de récepteurs conjoints compatibles avec des applications de décodage non conjointes, comparaison avec le récepteur tandem optimal et analyse pour de multiples codes associés à une source.

1 Décodage source canal conjoint

Les récepteurs source-canal conjoints sont des récepteurs de type "turbo" entre un décodeur de source et un décodeur de canal à entrées et sorties souples. Le but de ce type de récepteurs est d'exploiter au mieux la redondance résiduelle et la structure de la source afin d'améliorer les performances en réception. Ces systèmes ont déjà montré à de nombreuses reprises leur intérêt. Ainsi, [1] considèrent-ils un système itératif mettant en jeu un codeur source concaténé avec un code convolutif. [2][4] quand à eux considèrent un système doublement itératif mettant en jeu des turbo-codes. [5] considèrent un code LDPC (Low Density Parity Check) comme code correcteur concaténé : ce choix fut motivé par la facilité d'optimisation de la structure du code permettant de donner un récepteur asymptotiquement optimal pour une source et un code source associé donnés. Ainsi les auteurs proposent-ils une méthode d'analyse et d'optimisation pour obtenir le récepteur optimal sous approximation gaussienne. Cependant, les codes obtenus par cette méthode, si ils permettent d'atteindre de bonnes performances pour le système conjoint, n'offrent pas forcément des performances satisfaisantes si ils sont considérés hors système conjoint. Il est d'un intérêt pratique d'avoir des systèmes qui offrent de bonnes performances à la fois dans un cadre source canal conjoint et dans un cadre tandem. La question est alors de savoir quels peuvent être ces récepteurs et offre-t-ils un bon compromis de performances sur les deux types d'applications ? Ainsi, l'optimisation du récepteur source-canal conjoint sera considérée pour les systèmes itératifs suivant : (a) récepteur source-canal conjoint optimal, (b) récepteurs compatibles avec des applications non conjointes, (c) Le récepteur tandem optimal supposant une compression de source parfaite. Pour chacun de ces systèmes, que nous décrirons dans la prochaine section, nous considérerons l'optimisation pour des rendements différents, des longueurs différentes de mot de code et des codes associés à la source différents.

La suite du papier est organisée de la manière suivante : la section 2 présente brièvement le système itératif considéré et les hypothèses utilisées. Nous présentons aussi les différents systèmes que nous allons comparer. La section 3 donne certains résultats numériques pour illustrer les résultats déjà obtenus.

2 Récepteur conjoint avec un code LDPC

2.1 Hypothèses

Le canal de transmission est le canal avec bruit blanc additif gaussien (BABG). Le "turbo" récepteur considéré est composé d'un décodeur itératif LDPC et d'un décodeur source souple. Pour des raisons applicatives, le code

LDPC est considéré comme systématique. Une itération de décodage est composée d’une itération de code LDPC suivie d’une itération du décodeur source. Nous supposons la synchronisation de début de trame parfaite. Le graphe factoriel associé au décodeur conjoint est alors donné Figure 1. Des algorithmes de décodage de type ”propagation de croyances” (BP) sont utilisés pour les deux décodeurs. Un code LDPC est représenté par un graphe bipartite avec, d’une part, des noeuds de données, et de l’autre, des noeuds représentant les équations de parité, les deux types de noeuds étant connectés par des branches. Il est alors possible de paramétrer les codes par deux polynômes $\lambda(x) = \sum_i \lambda_i x^{i-1}$ et $\rho(x) = \sum_j \rho_j x^{j-1}$ représentant les distributions des taux de branches connectés à des noeuds de données (resp. de parités) de degrés de connection i (resp. j). Dans le cadre source canal conjoint, sous approximation gaussienne des messages transitant dans le graphe, [5] montre qu’en différenciant les contributions des bits d’information et de redondance, il est possible d’écrire semi-analytiquement l’EXIT charts du récepteur conjoint de la manière suivante :

$$I_v^{(\ell)} = F(I_v^{(\ell-1)}, \sigma^2, T_s(\cdot), \lambda(x), \rho(x))$$

où $I_v^{(\ell)}$ représente l’information mutuelle à l’itération ℓ associée aux messages issus des noeuds de données, σ^2 est la variance du bruit additif gaussien du canal et $T_s(\cdot)$ est la fonction de transfert (EXIT chart) du décodeur source souple estimée par Monte-Carlo [3]. Notons que l’effet des désynchronisations au sein d’une trame est pris en compte ”en moyenne” par estimation de la fonction de transfert.

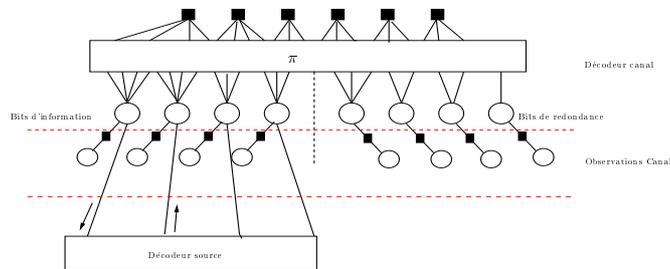


FIG. 1 – Graphe associé au récepteur conjoint source-canal.

2.2 Différents contextes d’optimisation

Récepteur optimal conjoint (DSCC-opt)

Dans ce contexte, on considérera les codes obtenus par la méthode utilisée par [5] qui considèrent comme critère d’optimisation la minimisation du seuil de convergence $\delta^* = (E_b/N_0)_{opt}$ en utilisant la caractérisation semi-analytique précédente.

Récepteur compatible avec des applications non-conjointes (BABG-opt)

Pour un canal de transmission donné standard (BABG par exemple), on est à même de pouvoir déterminer les paramètres du code LDPC permettant d’approcher le plus possible de la capacité du canal. Ce code est alors un candidat naturel pour notre récepteur compatible. D’un point de vue théorique (approche asymptotique utilisant le seuil de convergence comme critère de performance), tous les mappings d’information sont équivalents. D’un point de vue pratique cependant, le mapping d’information consistant à allouer les bits d’information aux noeuds les plus connectés permet de minimiser la probabilité d’erreur bit moyenne à nombre d’itérations fini. Nous notons ce mapping \mathcal{M}_0 . Compte tenu de la dissymétrie information/redondance dans le cadre source-canal conjoint, différents mappings conduisent à des seuils de convergence différents et donc rien ne garantit que le mapping \mathcal{M}_0 soit optimal du point de vue asymptotique pour des applications compatibles. La question est alors : quel est le mapping optimal \mathcal{M}^* ? Quels sont ses performances ? Le mapping est obtenu simplement en contraignant la solution de l’optimisation précédente à être la plus proche possible du profil obtenu sur le canal standard BABG. Cela permettra de déterminer si le mapping \mathcal{M}_0 est un bon candidat.

Récepteur tandem optimal (T-opt)

Ce récepteur correspond au récepteur tandem optimal, supposant la source parfaitement compressée. On se place alors dans le cadre des hypothèses de Shannon de séparabilité entre codage source et canal. Le code optimal

est alors le code optimisé pour le canal standard considéré avec le rendement équivalent égale à celui du schéma conjoint que l'on veut lui comparer.

3 Résultats

Nous considérons un décodeur source souple de codes à longueur variable (VLC) base sur un treillis-bit. La source est une source sans mémoire et le code source VLC considéré pour l'exemple est tiré de [1] : les mots de codes appartiennent à l'ensemble $\mathcal{C} = (00, 11, 010, 101, 0110)$ et associés aux probabilités $\mathcal{P} = (0.33, 0.30, 0.18, 0.10, 0.09)$. La redondance résiduelle (rapport entre entropie de la source et la longueur moyenne d'un mot de code) est $R_s = H/\bar{l} = 0.86992$. La fonction de transfert du code source est évaluée par méthode de Monte Carlo. L'optimisation décrite auparavant est réalisée pour deux rendements de code différents $R = 1/2$ and $R = 2/3$ et pour un degré de connection maximum par noeud $t_{c_{\max}} = 30$. La redondance totale est alors donnée par $R_T = R_s R = 0.43496$ pour le code de rendement $R = 1/2$ et $R_T = 0.5799$ pour le code de rendement. La figure 3 donne les taux d'erreur bit (TEB) et paquet (TEP) après 150 itérations pour $N = 30000, 22500$ et $N = 4096, 3072$ bits pour $R = 1/2$ et $R = 2/3$ respectivement. Le même nombre de symboles est transmis par trame. Si pour $R = 1/2$, il est possible de trouver un mapping \mathcal{M}^* différent de \mathcal{M}_0 , pour $R = 2/3$ nous obtenons $\mathcal{M}^* = \mathcal{M}_0$. Comme le suggère la Figure 3, le récepteur conjoint optimal offre de meilleures performances que les systèmes compatibles. Comparé au récepteur tandem (de rendement global R_T), on peut remarquer que le système conjoint optimal pour ce code VLC arrive à exploiter la redondance résiduelle d'autant mieux que le rendement du code LDPC est grand. L'amélioration des performances entre \mathcal{M}^* et \mathcal{M}_0 est relativement faible. Pour les tailles moyennes, on observe les mêmes comportements. Cependant, un plancher d'erreur apparaît avec une dissymétrie entre le TEB et TEP pour le récepteur conjoint optimal, expliqué en partie par le fait que l'algorithme de décodage source utilisé minimise le TEB. Dans la version finale du papier, les résultats seront étendus à d'autres codes source et des solutions seront étudiées pour combattre le plancher d'erreur, comme par exemple imposer d'avoir des degrés strictement supérieurs à 2 sur la partie information (courbe DSCC-2) : on perd en seuil de convergence, mais le TEP est amélioré à taille moyenne.

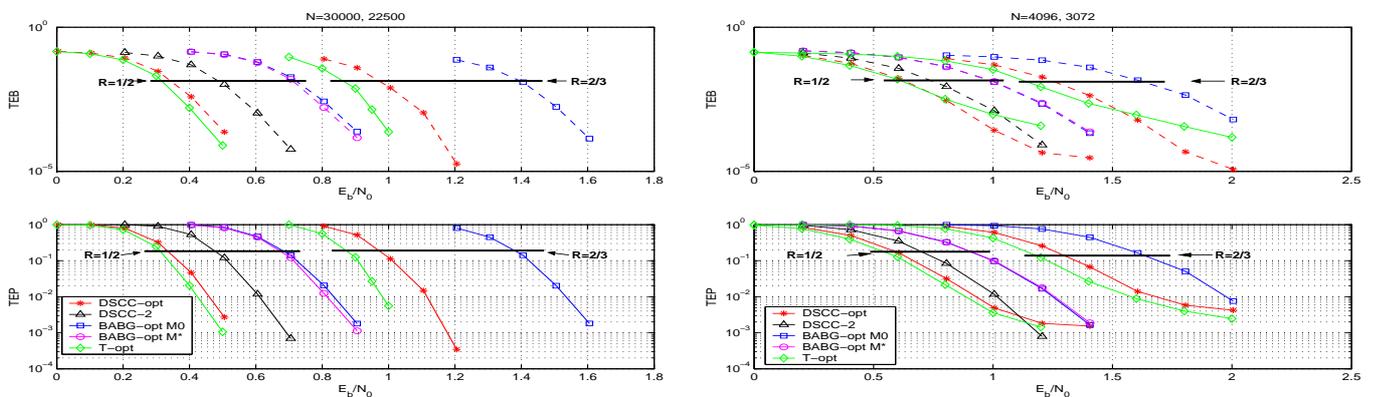


FIG. 2 – TEB et TEP pour $R = 1/2$ et $R = 2/3$ pour des longueurs de trame longues et moyennes.

Références

- [1] R. Bauer, J. Hagenauer, "On variable length codes for iterative source/channel decoding", in *Proc. IEEE Data Comp. Conf. (DCC)*, Snowbird, UT, USA, pp. 272–282, March 2001.
- [2] L. Guivarch, J. Carlach, P. Siohan, "Joint source-channel soft decoding of Huffman codes with turbo-codes", in *Proc. IEEE Data Comp. Conf. (DCC)*, Snowbird, UT, USA, pp. 83–92, march 2000.
- [3] J. Hagenauer, R. Bauer, "The Turbo principle in Joint Source Channel Decoding of Variable Length Codes", in *Proc. Inf. Th. Workshop (ITW)*, Cairns, Australia, pp. 128–130, Sept. 2001.
- [4] X. Jaspas, L. Vandendorpe, "Tree SISO modules Joint Source-Channel Turbo decoding of Variable Length Coded Images", in *Proc. Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding*, Erlangen, Germany, January 2004.
- [5] C. Poulliat, D. Declercq, C. Lamy-Bergot and I. Fijalkow, "Analysis and Optimization of irregular LDPC codes for joint source-channel decoding", *IEEE Com. Letters*, accepte pour publication.