

Récepteur itératif pour des canaux MIMO sélectifs en temps

Noura SELLAMI^{1,2}, Mohamed SIALA¹, David DECLERCQ², Inbar FIJALKOW²

¹France Telecom R&D

38-40 rue du Général Leclerc, 92794 Issy les Moulineaux, France

²Equipe de Traitement des Images et du Signal

ENSEA-Université de Cergy Pontoise

6 av. du Ponceau, 95014 Cergy Pontoise, France

noura.sellami@rd.francetelecom.fr, mohamed.siala@rd.francetelecom.fr

declercq@ensea.fr, fijalkow@ensea.fr

Résumé – Dans ce papier, on présente un récepteur itératif pour les canaux MIMO (“multiple-input multiple-output” : entrées multiples/sorties multiples) codés sélectifs en temps. On compare les performances de ce récepteur pour les codes convolutifs et les turbo-codes parallèles. On propose aussi une combinaison améliorée des itérations du turbo décodeur et des itérations du récepteur itératif qui permet de réaliser un bon compromis complexité/performance. Les résultats des simulations montrent que la performance du récepteur proposé est sensiblement meilleure que la performance du récepteur non itératif et approche la performance du système quand toute l’interférence spatiale est parfaitement supprimée.

Abstract – In this paper, we present an iterative receiver for transmission over coded MIMO (multiple-input multiple-output) Rayleigh flat fading channels. We compare the performance of this receiver for parallel turbo-codes and convolutional codes. We also give an improved combination of turbo-code decoder iterations and receiver iterations in order to achieve a good complexity/performance trade-off. Simulation results show that the performance of our receiver is significantly better than that of the non iterative receiver and approaches the performance of the corresponding system where all interfering transmitters have been perfectly suppressed.

1 Introduction

La demande croissante de nouveaux services utilisant des débits élevés indique le besoin de développer des nouvelles techniques pour augmenter la capacité. Foschini et Gans [1][2] ont montré que la capacité d’un lien radio peut devenir très grande en utilisant des émetteurs et récepteurs multi-capteurs. Dans ce papier, nous considérons un système MIMO émettant simultanément des trains de données codées en parallèle. Cette structure a été proposée pour les systèmes à une seule antenne dans [3] sous le nom de BICM (“bit-interleaved coded modulation”). Ici, un code est connecté de manière cyclique à N émetteurs chacun incluant un entrelaceur bits suivi d’un modulateur et d’une antenne. Notre objectif est de développer une technique de détection et de décodage efficace pour un tel système.

Récemment, le principe du processus itératif utilisé pour les turbo-codes [4] a été appliqué avec succès au problème de détection et décodage conjoints [5][6]. L’idée de base du processus itératif est d’échanger les informations extrinsèques entre les différents composants du récepteur pour améliorer successivement les performances.

Dans ce papier, nous proposons un récepteur itératif pour les canaux de Rayleigh MIMO codés sélectifs en temps qui repose sur une égalisation spatiale et un décodage successifs. Le récepteur est formé par un générateur de vraisemblances et un décodeur à entrées souples et sorties souples. Durant chaque itération, le générateur de

vraisemblances fournit au décodeur des probabilités conditionnelles sur les bits codés qu’il utilise pour donner une information *a priori* au générateur de vraisemblances à l’itération suivante. Nous comparons la performance de notre récepteur pour les codes convolutifs et pour les turbo-codes parallèles pour les canaux variables dans le temps. Nous donnons aussi une combinaison judicieuse des itérations du turbo décodeur et des itérations du récepteur afin de réaliser un bon compromis complexité/performance.

2 Modèle du système

Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquences avec N antennes en émission et M antennes en réception. Comme le montre fig.1, la séquence binaire en entrée est codée par un code correcteur d’erreurs (code convolutif ou turbo-code parallèle) de rendement $R = 1/N$. La sortie du codeur est démultiplexée en N séquences qui sont entrelacées par différents entrelaceurs Π_i , modulées en symboles MDP/MAQ puis émises simultanément par les N antennes émettrices. La même constellation de taille Q est utilisée pour moduler chaque séquence. Ainsi, pour la $k^{\text{ème}}$ séquence, $q = \log_2(Q)$ bits codés $c_{nq}^{(k)}, \dots, c_{(n+1)q-1}^{(k)}$ sont modulés en un symbole Q -aire $d_n^{(k)}$. Nous supposons que la transmission se fait en bursts de T symboles.

Le signal échantillonné au temps symbole reçu à l’antenne j à l’instant t est une combinaison linéaire des N signaux émis plus le bruit additif :

$$r_t^{(j)} = \sum_{i=1}^N h_{i,j}(t) d_t^{(i)} + n_t^{(j)} \quad (1)$$

Dans cette expression, $n_t^{(j)}$ sont des échantillons indépendants d'un bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle et de variance $\sigma^2 = N_0$ et $h_{i,j}(t)$ est le gain du canal entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j à l'instant t . On appelle $\underline{d}_t = (d_t^{(1)}, \dots, d_t^{(N)})^T$ le vecteur de symboles codés émis par les N antennes émettrices, $\underline{r}_t = (r_t^{(1)}, \dots, r_t^{(M)})^T$ le vecteur reçu et $\underline{n}_t = (n_t^{(1)}, \dots, n_t^{(M)})^T$ le vecteur bruit. On désigne par H_t la matrice de canal composée par les gains $h_{i,j}(t)$. La relation entrée-sortie du canal peut être réécrite de manière vectorielle :

$$\underline{r}_t = H_t \underline{d}_t + \underline{n}_t. \quad (2)$$

Le problème qu'on se propose de résoudre est de retrouver les bits d'information à partir de l'observation bruitée.

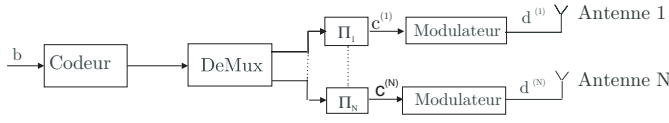


FIG. 1: Structure de l'émetteur.

Conditions de simulations

Pour nos simulations, nous considérons un canal MIMO supposé connu, avec $N = M = 2$. Pour générer le fading de Rayleigh, on considère le modèle de Jakes [7] ayant comme paramètres : la dispersion Doppler B_d et le temps symbole T . On trace le Taux d'Erreurs Binaire (TEB) en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ par antenne réceptrice. La taille des entrelaceurs est de 4290.

3 Le récepteur itératif

On présente un récepteur itératif qui repose sur une estimation des bits codés (égalisation spatiale) et un décodage (à entrées souples et à sorties souples) successifs. Fig.2 représente ce récepteur itératif. Le générateur de vraisemblances calcule des vraisemblances conditionnelles pour les bits codés qui sont désentrelacées et multiplexées. Le décodeur utilise ces informations pour calculer les probabilités *a posteriori* (APP) pour les bits codés en utilisant l'algorithme MAP proposé par Bahl *et al* [8]. Les informations extrinsèques calculées à partir des APP sont alors utilisées par le générateur de vraisemblances comme informations *a priori* à l'itération suivante. Au bout de quelques itérations, le décodeur prend des décisions sur les bits d'information. Dans les trois sections suivantes, on détaillera chaque partie du récepteur.

3.1 Calcul des vraisemblances conditionnelles

On suppose dans la suite que la modulation utilisée est une MDP2. Le générateur de vraisemblances calcule

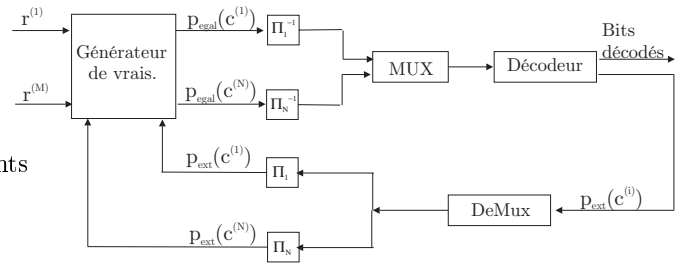


FIG. 2: Récepteur itératif

à partir des signaux reçus $r_t^{(j)}$ les vraisemblances conditionnelles pour les bits $c_t^{(i)}$

$$\begin{aligned} p(\underline{r}_t | c_t^{(i)} = c) &= \frac{p(\underline{r}_t, c_t^{(i)} = c)}{p(c_t^{(i)} = c)} \\ &= \sum_{\substack{\underline{d}_t \\ (c_t^{(i)} = c)}} p(\underline{r}_t | \underline{d}_t) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N p(c_t^{(j)}) \end{aligned} \quad (3)$$

où $c \in \{0, 1\}$.

D'après (2), la probabilité conditionnelle de \underline{r}_t sachant \underline{d}_t est une probabilité gaussienne

$$p(\underline{r}_t | \underline{d}_t) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^M} \exp\left(-\frac{|\underline{r}_t - H_t \underline{d}_t|^2}{\sigma^2}\right). \quad (4)$$

A la première itération, les bits codés sont inconnus et sont donc supposés équiprobables ($p(c_t^{(j)}) = \frac{1}{2}$). Pour les itérations suivantes, les probabilités *a priori* $p(c_t^{(j)})$ sont données par les probabilités extrinsèques fournies par le décodeur MAP. On note la vraisemblance conditionnelle pour le bit $c_t^{(j)}$ par $p_{egal}(c_t^{(j)} = c) = p(\underline{r}_t | c_t^{(j)} = c)$.

3.2 Décodage pour les codes convolutifs

Dans le cas d'un code convolutif, les probabilités *a posteriori* pour les bits codés sont calculées en utilisant l'algorithme de décodage MAP proposé par Bahl *et al.* [8]. On désigne par $\underline{r} = (r_0^T, \dots, r_{T-1}^T)^T$ le vecteur reçu durant un burst, n l'indice entrelacé et S_n l'état du treillis à l'instant n . Les branches du treillis entre les états S_{n-1} et S_n sont notées par $c_n^{(1)}, c_n^{(2)}, \dots, c_n^{(N)}$. Soit $B_n(i)$ l'ensemble des transitions $S_{n-1} = m' \rightarrow S_n = m$ tel que $c_n^{(i)}$ soit égal à c .

Les APP sont calculées comme suit :

$$p(c_n^{(i)} = c | \underline{r}) = \frac{\sum_{(m', m) \in B_n(i)} \sigma_n(m', m)}{\sum_{(m', m)} \sigma_n(m', m)} \quad (5)$$

où

$$\sigma_n(m', m) = p(S_{n-1} = m', S_n = m, \underline{r}) \quad (6)$$

En adoptant les notations de [8]

$$\sigma_n(m', m) = \alpha_{n-1}(m') \gamma_n(m', m) \beta_n(m) \quad (7)$$

où $\alpha_n(m)$ et $\beta_n(m)$ sont calculés de manière récursive. Le décodeur utilise les probabilités fournies par le générateur de vraisemblances pour calculer la transition

$$\gamma_n(m', m) = p(S_n = m | S_{n-1} = m') \prod_{j=1}^N p_{egal}(c_n^{(j)} = c^{(j)}) \quad (8)$$

où $c_n^{(j)} = c^{(j)}$ sont les valeurs des N bits codés correspondant à la transition $S_{n-1} = m' \rightarrow S_n = m$ quand elle existe. A chaque itération du récepteur, l'information extrinsèque $p_{ext}(c_n^{(i)})$ est obtenue en divisant la probabilité *a posteriori* par la vraisemblance conditionnelle fournie par le générateur de vraisemblances. Cette information extrinsèque est ensuite fournie au générateur de vraisemblances comme information *a priori*.

3.3 Décodage pour les turbo-codes parallèles

Afin d'améliorer les performances, on remplace le code convolutif par un turbo-code parallèle [4][9]. Par soucis de simplicité, on représente sur fig.3 la structure de l'émetteur pour $N = 2$.

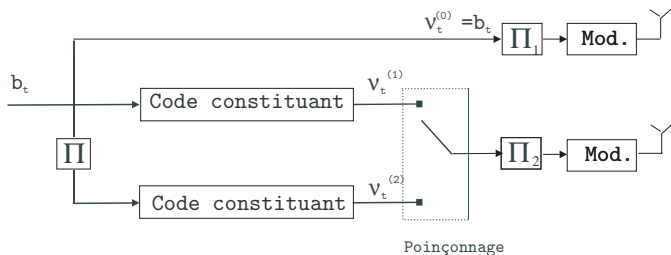


FIG. 3: Structure de l'émetteur avec le turbo-code

On décrit dans ce qui suit une itération du récepteur. Dans ce cas, on doit adapter le turbo décodeur pour qu'il fournisse les probabilités *a posteriori* de tous les bits : redondants et systématiques. Le turbo décodeur reçoit les vraisemblances conditionnelles fournies par le générateur de vraisemblances. Après un certain nombre d'itérations du décodeur, Dec1 calcule les APP des bits redondants $\nu_n^{(1)}$ et Dec2 calcule les APP des bits systématiques b_n et des bits redondants $\nu_n^{(2)}$. Le calcul de ces probabilités est effectué de la même manière que dans [4]. A l'itération suivante, le générateur de vraisemblances utilise les informations extrinsèques obtenues à partir des probabilités *a posteriori* de tous les bits (redondants et systématiques) pour calculer les vraisemblances conditionnelles selon (3).

3.4 Entrelacement

Il est important pour assurer le bon fonctionnement du récepteur itératif d'entrelacer les différentes séquences codées. En effet, les entrelaceurs permettent d'enlever la corrélation entre les bits à la sortie du décodeur. D'autre part, ils garantissent que les informations fournies au générateur de vraisemblances sont quasiment indépendantes. L'utilisation d'entrelaceurs différents améliore la performance du récepteur itératif pour les canaux sélectifs en temps.

4 Comparaison codes convolutifs / turbo-codes

On compare les performances de notre récepteur pour le code convolutif à 16 états et de polynômes générateurs (23, 35) et pour le turbo-code parallèle $(1, \frac{5}{7})$. On a choisi ces deux codes parce que leurs algorithmes de décodage ont des complexités comparables. La performance optimale qui peut être obtenue correspond à un système où toutes les interférences provenant des antennes émettrices $k \neq k_0$ sont parfaitement supprimées quand le signal à détecter est celui émis par l'antenne k_0 . Ce système est équivalent à un système SIMO ("single-input multiple output" : entrée unique/sorties multiples). Sur les figures, les courbes notées "optimale" représentent cette performance optimale. Fig.4 montre les performances pour 3 itérations du récepteur pour $B_d T = 10^{-3}$ quand le code convolutif est utilisé. On remarque qu'une grande partie du gain est réalisée à la 2^{ème} itération. Deux itérations sont suffisantes pour atteindre la performance optimale.

Fig.5 illustre les performances pour 4 itérations du récepteur pour $B_d T = 10^{-3}$ quand le turbo-code est utilisé et 4 itérations du décodeur sont effectuées à chaque itération du récepteur. On remarque que pour des complexités comparables l'utilisation du turbo-code permet de réaliser un gain considérable par rapport au code convolutif. Pour un $TEB = 10^{-3}$, le turbo-code réalise une amélioration de 0.75 dB comparé au code convolutif. Du moment où on s'intéresse à la complexité du récepteur, on peut conclure d'après ce qui précède que pour les canaux sélectifs en temps la performance est nettement améliorée quand on utilise un turbo-code.

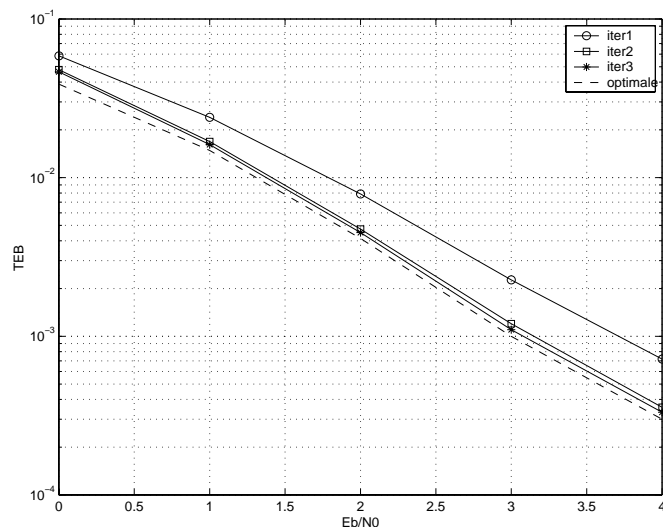


FIG. 4: Performance du récepteur itératif: code convolutif (23, 35), $B_d T = 10^{-3}$.

5 Récepteur amélioré

On a constaté que les vraisemblances fournies au turbo décodeur à la première itération du récepteur ne sont pas

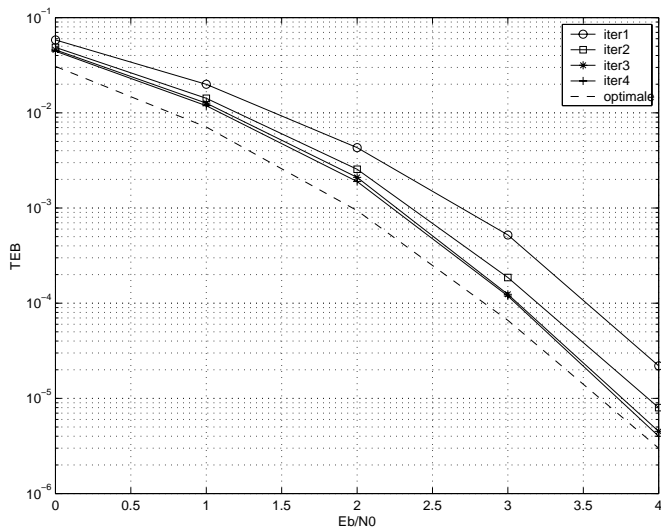


FIG. 5: Performance du récepteur itératif : turbo-code parallèle $(1, \frac{5}{7})$, $B_dT = 10^{-3}$, 4 itérations du décodeur à chaque itération du récepteur.

fiables et donc rien ne sert d'effectuer à ce stade plusieurs itérations de décodage. Les vraisemblances conditionnelles sont de plus en plus fiables au fil des itérations du récepteur. Ainsi, un bon compromis complexité/performance est d'augmenter le nombre d'itérations du décodeur avec le nombre d'itérations du récepteur. Nous proposons d'effectuer n itérations du décodeur à la $n^{\text{ème}}$ itération du récepteur. Fig.6 illustre les performances pour 4 itérations du récepteur pour $B_dT = 10^{-3}$ quand la combinaison proposée des itérations est utilisée. Fig.5 et fig.6 montrent qu'au bout de 4 itérations du récepteur des performances similaires sont atteintes quand 4 itérations du décodeur sont effectuées à chaque itération du récepteur et quand le récepteur à complexité réduite est utilisé. Ainsi, la combinaison proposée permet de réaliser un bon compromis complexité/performance.

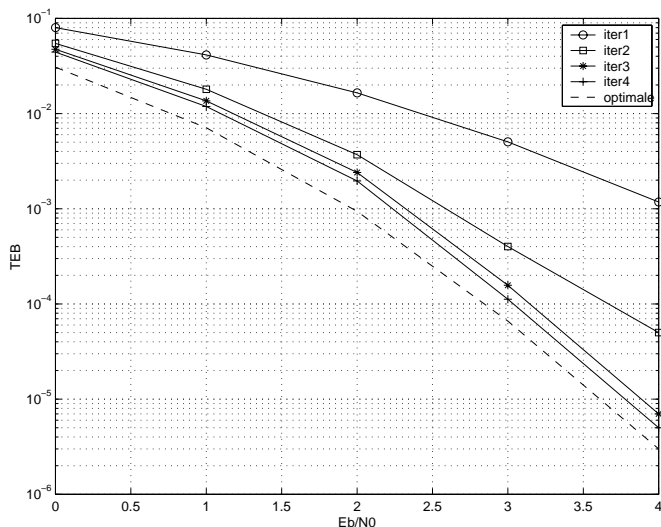


FIG. 6: Performance du récepteur itératif : turbo-code parallèle $(1, \frac{5}{7})$, $B_dT = 10^{-3}$, combinaison améliorée des itérations du récepteur et du turbo décodeur.

6 Conclusion

Dans ce papier, nous avons proposé un récepteur itératif pour les canaux MIMO sélectifs en temps et non sélectifs en fréquences. Nous avons comparé les performances du récepteur pour les codes convolutifs et les turbo-codes parallèles. Nous avons ensuite proposé une combinaison judicieuse des itérations du turbo décodeur et des itérations du récepteur qui réduit la complexité d'une manière considérable. Les résultats des simulations ont montré que la performance du récepteur proposé approche la performance optimale obtenue quand l'interférence spatiale est parfaitement supprimée.

Références

- [1] G.J. Foschini and M.J. Gans, "Capacity when using diversity at transmit and receive sites and the matrix channel is unknown at the transmitter," *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, No. 3, 1998, pp. 311-335.
- [2] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment using multi-element antennas," *Bell Labs Syst. Tech. J.*, vol.1, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [3] G.Caire, G.Taricco, and E.Biglieri, "Bit-interleaved coded modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.IT-44, pp.927-946, May 1998.
- [4] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes," *IEEE Int. Conf. Communications*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [5] M.C. Reed, C.B. Schlegel, P.D. Alexander and J.A. Asenstorfer, "Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: near single user performance," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.46, No.12, pp. 1693-1699, Dec. 1998.
- [6] A. Roumy, I. Fijalkow, D. Pirez, "Turbo multiuser detection for coded asynchronous DS-SS over frequency selective channels," *IEEE Int. Symp. on Spread Spect. Tech. & Applic. (ISSSTA '00)*, pp. 608-612, New Jersey, USA, September 2000.
- [7] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, 1974.
- [8] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-32, pp.284-287, March 1974.
- [9] C.B.Schlegel, *Trellis coding*, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1997.