



HAL
open science

Détection Multi-Utilisateurs par Propagation d'Esperance à faible complexité pour les schémas MIMO avec erreur d'estimation du canal

Adam Mekhiche, Antonio Maria Cipriano, Charly Poulliat

► **To cite this version:**

Adam Mekhiche, Antonio Maria Cipriano, Charly Poulliat. Détection Multi-Utilisateurs par Propagation d'Esperance à faible complexité pour les schémas MIMO avec erreur d'estimation du canal. 29ème Colloque sur le traitement du signal et des images (GRETSI 2023), GRETSI - Groupe de Recherche en Traitement du Signal et des Images, Aug 2023, Grenoble, France. pp.649-652. hal-04267723

HAL Id: hal-04267723

<https://hal.science/hal-04267723v1>

Submitted on 2 Nov 2023

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.

Détection Multi-Utilisateurs par Propagation d'Espérance à faible complexité pour les schémas MIMO avec erreur d'estimation du canal¹

Adam MEKHICHE^{1,2} Antonio Maria CIPRIANO¹ Charly POUILLIAT²

¹Thales, 4 Avenue des Louvresses, 92230 Gennevilliers

²Laboratoire IRIT, 2 rue Camichel, BP 7122, 31071 Toulouse Cedex 7

Résumé – Cet article présente un algorithme de propagation d'espérance (EP) scalaire combinant décomposition QR avec annulation d'interférence ainsi qu'une heuristique de pénalisation des messages EP en présence d'imperfection dans l'estimation de canal.

Abstract – This paper presents a scalar expectation propagation (EP) algorithm combining QR decomposition with interference cancellation as well as a penalizing heuristic for EP messages in the presence of imperfection in channel estimation.

1 Introduction

La combinaison des techniques de Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) et de Multiplexage par Répartition en Fréquences Orthogonales (OFDM) est largement utilisée dans de nombreuses normes de télécommunications sans fil telles que le WiFi, la 4G - Long Term Evolution (LTE) et la 5G - New Radio (NR). Récemment, de nombreux articles proposent l'utilisation de systèmes avec des dizaines voir des centaines d'antennes, e.g. le MIMO massif (mMIMO), afin d'améliorer la quantité d'utilisateurs servis et d'augmenter le débit global, mais en ajoutant un coût calculatoire élevé pour la Détection Multi-Utilisateurs (MUD). Il s'agit d'une augmentation exponentielle de la complexité avec le nombre d'utilisateurs et polynomiale avec l'ordre de modulation. L'utilisation de Modulations Codées à Bits Entrelacés avec Détection Itérative (BICM-ID) permet d'atteindre des performances proche de l'optimal [1] grâce à l'échange itératif d'informations souples, généralement basées sur des Ratios de Vraisemblance Logarithmiques (LLR), entre un détecteur à Entrée Souple et Sortie Souple (SISO) et un décodeur SISO, au prix d'une complexité encore plus élevée en raison de plusieurs instances de détection et de décodage. Pour faire face à cette augmentation de la complexité, de nouveaux algorithmes MUD SISO ont été proposés en se basant sur le Passage de Message (MP), tel que l'algorithme de Propagation de Croyance (BP), le Passage de Messages Approximés (AMP) ou encore Vector AMP (VAMP). Ces Algorithmes MP (MPA) visent à calculer une approximation à faible complexité du critère Maximum A Posteriori (MAP) symbole, qui est trop coûteux en pratique. Dans cet article, nous nous concentrons sur les MPA dérivés dans le cadre de la Propagation de l'Espérance (EP) [2].

Pour les applications MIMO et mMIMO, EP a montré de nombreux avantages par rapport à d'autres MPAs (e.g. BP ou VAMP) en raison de sa faible complexité tout en assurant des bonnes performances [3, 4]. La représentation du système sous forme de Graphe de Facteur (FG) est le support sur lequel les MPAs sont appliqués et des travaux ont porté sur l'étude des FG vectoriels ou scalaires. EP appliqué sur un FG vectoriel

(VEP) [5] atteint des performances similaires au MAP pour une complexité en $\mathcal{O}(N_t^3)$ avec N_t le nombre total d'antennes d'émissions (ou d'utilisateurs mono-antennaire). EP appliqué sur un FG scalaire (SEP) [4] permet d'atteindre une complexité en $\mathcal{O}(N_t^2)$, mais avec des performances moins intéressantes que VEP. Un travail de réduction des liens sur la représentation en FG, via un pré-traitement du signal reçu par Décomposition QR (QRD), permet l'amélioration des performances et de la vitesse de convergence comme montré dans [6] mais les performances sont encore loin de celles de VEP. Enfin, ces algorithmes reposent sur l'hypothèse d'une connaissance parfaite du canal, ce qui est loin d'être vrai en pratique.

Cet article propose une robustification aux imperfections d'estimation du canal d'un algorithme SEP combinant une décomposition QR avec un ordonnancement optimal des messages EP basé sur [7] ainsi que l'évaluation du gain de performance associé. La seconde contribution de l'article est la mise en œuvre d'une comparaison équitable des performances avec des algorithmes VEP et SEP, également améliorés pour prendre en compte l'estimation de canal.

Notations : Dans la suite de l'article, les quantités scalaires sont notées par des lettres minuscules x , les vecteurs par des lettres minuscules en gras \mathbf{x} et les matrices par des lettres majuscules en gras \mathbf{X} . On note les constantes du système par des lettres majuscules X . Soit \cdot^H l'opérateur de conjuguée hermitienne, \cdot^T l'opérateur de transposition et \mathbf{I}_N la matrice identité de taille N .

2 Modèle du système

Considérons le lien montant d'un système MU-MIMO-OFDM $N_t \times N_r$ utilisant un schéma BICM-ID avec N_u utilisateurs synchrones mono-antennaire, tel que le nombre total d'antennes $N_t = N_u$. Pour chaque utilisateur $i \in \llbracket 1, N_u \rrbracket$, on génère des bits d'informations $\mathbf{b}_i \in \mathbb{F}_2^{K_b}$, avec \mathbb{F}_2 le corps fini de cardinal 2 et qui sont encodés, par un code LDPC de taille N et de rendement $R = K_b/N$. Ces bits codés $\mathbf{c}_i \in \mathbb{F}_2^N$ sont entrelacés par un entrelaceur bit aléatoire, puis mappés selon un étiquetage de Gray vers les symboles

¹Ce travail a été partiellement financé par le projet EVASION (ANR-20-CE25-0008-01) de l'Agence Nationale de Recherche.

d'une constellation QAM $\mathcal{X} \subset \mathbb{C}$ de taille $|\mathcal{X}| = X$. Soit $\varphi : \mathbb{F}_2^M \rightarrow \mathcal{X}$ la fonction de mapping, avec $M = \log_2(X)$, et $\forall k \in \llbracket 1, M \rrbracket, \varphi_k^{-1} : \mathcal{X} \rightarrow \mathbb{F}_2$, la fonction de demapping qui renvoie le $k^{\text{ème}}$ bit d'un symbole QAM. On note $x_i = \varphi([c_i^1, \dots, c_i^M]^T)$ le symbole QAM émis par l'utilisateur i et $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_u}]^T$ le vecteur de symboles QAM représentant un symbole MIMO. On note $\mathcal{X}_k^0 = \{x \in \mathcal{X} \mid \varphi_k^{-1}(x) = 0\}$ (resp. $\mathcal{X}_k^1 = \{x \in \mathcal{X} \mid \varphi_k^{-1}(x) = 1\}$). Les symboles sont transmis sur un canal de Rayleigh ergodique plat non corrélé $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_u}$ tel que $\mathbf{H} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_H^2 \mathbf{I})$ puis le signal $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r}$ est traité par un récepteur turbo-itéré de N_r antennes. Ce système peut s'écrire sous la forme d'un modèle linéaire :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (1)$$

avec $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_r}$ un vecteur Gaussien (Bruit Additif Blanc Gaussien, AWGN) tel que $\mathbb{E}(\mathbf{w}) = 0$ et $\mathbb{E}(\mathbf{w}\mathbf{w}^H) = N_0 \mathbf{I}_{N_r}$. Le canal est estimé à l'aide de $N_p \in \llbracket 1, +\infty \rrbracket$ symboles pilotes orthogonaux par utilisateur, ainsi le récepteur dispose de connaissances imparfaites sur l'état du canal, en fonction de N_p . La matrice du canal \mathbf{H} est estimée par $\hat{\mathbf{H}}$ tel que :

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mathbf{E}. \quad (2)$$

Les coefficients de \mathbf{E} sont indépendants et identiquement distribués avec $e_{j,i} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$, et $\sigma_e^2 = N_0/N_p$. Le récepteur turbo-itéré calcule la probabilité $\mathbb{P}(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \hat{\mathbf{H}})$ qui se factorise sous la forme :

$$\mathbb{P}(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \hat{\mathbf{H}}) \propto \prod_{j=1}^{N_r} \underbrace{\mathbb{P}(y_j|\mathbf{x}, \hat{\mathbf{h}}_j)}_{f_j^{\text{EQU}}} \prod_{i=1}^{N_u} \underbrace{\mathbb{P}(x_i|\mathbf{c}_i)}_{f_i^{\text{DEM}}} \underbrace{\mathbb{P}(\mathbf{c}_i)}_{f_i^{\text{DEC}}}, \quad (3)$$

avec $\hat{\mathbf{h}}_j$ la $j^{\text{ème}}$ ligne de $\hat{\mathbf{H}}$, f_j^{EQU} les fonctions de vraisemblances, f_j^{DEM} les fonctions de modulation/démodulation et f_j^{DEC} des probabilités a priori, correspondant aux bits codés, fournis par le décodeur. Le graphe de facteur scalaire correspondant à la factorisation (3) est présenté dans la Fig. 1. C'est sur ce FG que les messages EP sont échangés, afin d'approximer la densité de probabilité (3), par les auteurs de [4]. Une possibilité pour réduire la complexité d'EP sur ce problème et d'améliorer ses performances est d'effectuer un pré-traitement du signal reçu à l'aide d'une QRD de l'estimation de la matrice du canal $\hat{\mathbf{H}}$ (Eq. 4). Ce conditionnement, représenté sur la Fig. 1, permet de réduire les liens du FG comme dans [6]. Les liens en pointillés sur la figure sont ceux qui sont supprimés après le traitement QRD. On note \mathcal{N} l'ensemble des indices des nœuds connectés à un nœud fonction ou nœud variable d'intérêt.

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (4)$$

avec $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ une matrice unitaire et $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_u}$ une matrice triangulaire supérieure. On peut ainsi ré-écrire Eq. 1 sous la forme :

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{w}}, \quad (5)$$

avec $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ et $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{w}$ avec la particularité que les propriétés statistiques du bruit ne changent pas, puisque \mathbf{Q} est unitaire.

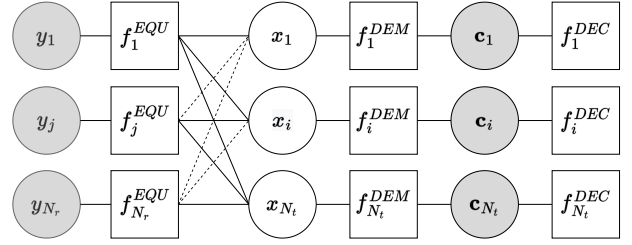


FIGURE 1 : Graphe de facteur scalaire d'Éq. 3

3 Propagation d'espérance

3.1 Cadre général

La Propagation d'Espérance [2] est un algorithme d'inférence bayésienne approximée, qui approxime une distribution p via une distribution q restreinte à un ensemble \mathcal{Q} , pris dans la famille des distributions exponentielles, et le plus souvent dans la famille gaussienne. Pour trouver la distribution $q \in \mathcal{Q}$ la plus « proche » de p , la distribution p est projetée sur \mathcal{Q} , en minimisant la divergence inclusive de Kullback-Leibler :

$$q = \text{proj}_{\mathcal{Q}}[p] = \arg \min_{\tilde{q} \in \mathcal{Q}} D_{KL}(p||\tilde{q}), \quad (6)$$

avec

$$D_{KL}(p||q) = \int p(x) \log \left(\frac{p(x)}{q(x)} \right) dx. \quad (7)$$

Comme on cherche à approximer $\mathbb{P}(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \hat{\mathbf{H}})$, qui est une distribution entièrement factorisée, et que l'on impose $\mathcal{Q} = \mathcal{CN}(\mu, \nu)$, EP revient à un algorithme de passage de messages [2] appliqué sur un graphe de facteur, ici celui de la Fig. 1.

Les messages EP qui sont échangés depuis un nœud fonction f_j vers un nœud variable x_i s'écrivent :

$$m_{f_j \rightarrow x_i}(x_i) \propto \frac{1}{m_{x_i \rightarrow f_j}(x_i)} \times \text{proj}_{\mathcal{Q}} \left[\int f_j(\mathbf{x}) \prod_{i' \in \mathcal{N}(f_j)} m_{x_{i'} \rightarrow f_j}(x_{i'}) d\mathbf{x}^{\setminus x_i} \right]. \quad (8)$$

On note $\mathbf{x}^{\setminus x_i}$ le vecteur de symboles \mathbf{x} privé de son $i^{\text{ème}}$ terme x_i . En pratique, il suffit de calculer la moyenne et la variance pour totalement paramétrer ces messages, car ce sont des lois normales complexes.

3.2 EP Scalaire avec QRD et SIC

Les auteurs de [4, 6] utilisent un ordonnancement de type « flooding » pour l'échange des messages, ce qui n'est pas nécessairement optimal. En modifiant l'ordonnancement des messages EP après un conditionnement du graphe par QRD, on peut obtenir des gains de performance et de convergence significatifs comparativement à SEP [4] et SEP QRD [6]. Pour obtenir encore plus de gain, on peut tirer parti de l'aspect multi-utilisateurs du système et décoder chaque utilisateur au moment opportun pour effectuer une étape d'Annulation Successive des Interférences (SIC) suivant le nouvel ordonnancement. L'ordre des annulations d'interférence est celui imposé par la QRD, sans optimisation basée sur la puissance des utilisateurs, ni sur la sélection de la meilleure QRD parmi

l'ensemble des QRD possibles [8] en raison d'une complexité calculatoire prohibitive. Nous avons introduit cet algorithme dans [7] sous hypothèse de connaissance parfaite du canal.

L'algorithme proposé estime en premier lieu le symbole x_{N_u} envoyé par l'utilisateur N_u , puis x_{N_u-1} jusqu'à x_1 . Pour l'estimation d'un symbole x_i , la propagation des messages commence par les messages depuis tous les nœuds fonctions d'égalisation connecté f_j^{EQU} au nœud variable x_i puis le message vers le nœud demappeur associé f_i^{DEM} est propagé. Les messages sont ensuite renvoyés dans l'autre sens, d'abord $m_{f^{\text{DEM}} \rightarrow x_i}(x_i)$ puis depuis x_i vers tous les nœuds égaliseurs connectés $m_{x_i \rightarrow f_j^{\text{EQU}}}(x_i)$. On définit une auto-itération comme l'échange de tous ces messages pour l'ensemble des symboles émis par tous les utilisateurs. Lors de la dernière auto-itération, une étape supplémentaire est effectuée avant le renvoi du message depuis le nœud demappeur vers le nœud variable, il s'agit du décodage par le code correcteur d'erreurs (ici un LDPC). Les retours souples du décodeur, appelés LLRs a priori λ_i^a , sont ensuite incorporés dans les messages EP qui sortent des nœuds demappeur jusqu'aux nœuds égaliseur. On définit une turbo-itération comme la réalisation de toutes les auto-itérations suivies par le décodage pour chaque utilisateur et la propagation jusqu'aux nœuds égaliseur.

Alg. 1 présente cet algorithme EP scalaire ordonnancé avec QRD et SIC (SSEP QRD SIC).

3.3 Adaptations aux imperfections de l'estimation de canal

Le récepteur précédemment décrit est sensible aux imperfections de la connaissance du canal, en comparaison avec des algorithmes EP scalaire comme SEP QRD ou encore SSEP QRD [7]. On souhaite le rendre robuste sans augmenter significativement sa complexité. La qualité de la connaissance du canal de propagation au récepteur dépend du nombre N_p de symboles pilotes utilisés pour estimer le canal. Les travaux de [9] fournissent l'expression

$$\mathbb{P}(y_j | \mathbf{x}, \hat{\mathbf{h}}_j) = \mathcal{CN}(\delta \hat{\mathbf{h}}_j \mathbf{x}, N_0 + \delta \sigma_\epsilon^2 \|\mathbf{x}\|^2), \quad (9)$$

avec $\delta = \sigma_H^2 / (\sigma_H^2 + \sigma_\epsilon^2)$, qui contient cette connaissance supplémentaire. Cette expression peut être directement introduite dans (3) et avec l'hypothèse simplificatrice $\|\mathbf{x}\|^2 = N_u, \forall \mathbf{x} \in \mathcal{X}^{N_u}$ qui n'est vraie exactement que pour les constellations PSK. Cependant, le modèle (9) ne peut être appliqué qu'en absence de QRD. Avec le pré-traitement QR (4) sur le canal estimé, la description statistique des erreurs du canal change et il n'est pas immédiat de trouver une expression analytique. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser une méthode alternative pour minimiser l'impact de l'estimation imparfaite de canal.

Nous proposons d'utiliser pour l'étape d'égalisation le canal estimé, comme si sa connaissance était parfaite, puis d'effectuer une pénalisation des messages EP en entrée des nœuds de demapping ($m_{x_i \rightarrow f_i^{\text{DEM}}}(x_i)$) en s'inspirant des coefficients proposés dans [9]. Cette heuristique de pénalisation mène à la modification du calcul de la distribution a posteriori $\tilde{q}(x)$ au niveau des nœuds de demapping f_i^{DEM} (Alg. 1 ligne 9) par :

$$\tilde{q}(x_i) \propto \exp \left(-\frac{|x_i - \delta \mu_i^d|^2}{\nu_i^d + \delta \sigma_\epsilon^2} - \sum_{n=1}^N \varphi_n^{-1}(x_i) \lambda_{i,n}^a \right). \quad (10)$$

En cas d'estimation parfaite du canal, on observe que $\sigma_\epsilon^2 \rightarrow 0$ et $\delta \rightarrow 1$ et donc on se ramène aux messages classiques EP. Lors de nos tests de performance, nous avons observé une importante correction des erreurs dues à l'estimation de canal avec la variante de pénalisation proposée, différents coefficients de pénalisation ont été testés et celui basé sur les travaux de [9] montre les plus grands gains. De plus, cette pénalisation peut aisément être appliquée à tous les algorithmes de détection simulés dans la suite de l'article, afin de faire des comparaisons plus pertinentes dans la section 4.

Algorithme 1 : SSEP QRD SIC

```

1 Entrées :  $\mathbf{y}, \hat{\mathbf{H}}, N_0, T = \text{Turbo}, L = \text{Auto}$ 
2 Sortie :  $\hat{\mathbf{b}}$  - Bits d'information estimés.
3  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{QR}, \mathbf{y} \leftarrow \mathbf{Q}^H \mathbf{y}, \hat{\mathbf{H}} \leftarrow \mathbf{R}$ 
4  $\forall i, k \in \llbracket 1, N_u \rrbracket, \llbracket 1, m \rrbracket, \lambda_{i,k}^a = 0$ 
5 pour  $t = 0 : T$  faire
6    $\forall i, j \in \llbracket 1, N_u \rrbracket, \llbracket 1, N_r \rrbracket,$ 
7      $m_{f_j^{\text{EQU}} \rightarrow x_i}(x_i) = m_{x_i \rightarrow f_i^{\text{DEM}}}(x_i) = \mathcal{CN}(0, +\infty)$ 
8   pour  $i = 1 : N_u$  faire
9     Calcul de  $m_{f_i^{\text{DEM}} \rightarrow x_i}(x_i)$  :
10     $\tilde{q}(x_i) \propto \exp \left( -\frac{|x_i - \delta \mu_i^d|^2}{\nu_i^d} - \sum_{n=1}^N \varphi_n^{-1}(x_i) \lambda_{i,n}^a \right)$ 
11     $q(x_i) \sim \mathcal{CN}(\mu_i^d = \mathbb{E}[\tilde{q}(x_i)], \nu_i^d = \text{Var}[\tilde{q}(x_i)])$ 
12     $\overleftarrow{\nu}_i^d = \overleftarrow{\nu}_i^d \left( \frac{\mu_i^d}{\nu_i^d} - \frac{\mu_i^d}{\nu_i^d} \right)$  et  $\overleftarrow{\mu}_i^d = \left( \frac{1}{\nu_i^d} - \frac{1}{\nu_i^d} \right)^{-1}$ 
13  pour  $i = 1 : N_u$  et puis pour  $j = 1 : N_r$  faire
14    Calcul de  $m_{x_i \rightarrow f_j^{\text{EQU}}}(x_i)$  :
15     $\overleftarrow{\nu}_{i,j}^e = \left( (\nu_i^d)^{-1} - (\overleftarrow{\nu}_{i,j}^e)^{-1} \right)^{-1}$ 
16     $\overleftarrow{\mu}_{i,j}^e = \overleftarrow{\nu}_{i,j}^e \left( \mu_i^d / \nu_i^d - \overleftarrow{\mu}_{i,j}^e / \overleftarrow{\nu}_{i,j}^e \right)$ 
17  pour  $l = 0 : L$  et puis pour  $i = N_u : -1 : 1$  faire
18    pour  $j = 1 : N_r$  faire
19      Calcul de  $m_{f_j^{\text{EQU}} \rightarrow x_i}(x_i)$  :
20       $\overrightarrow{\nu}_{i,j}^e = \left( N_0 + \sum_{i' \neq i} |h_{j,i'}|^2 \overleftarrow{\nu}_{i',j}^e \right) / |h_{j,i}|^2$ 
21       $\overrightarrow{\mu}_{i,j}^e = \left( y_j - \sum_{i' \neq i} h_{j,i'} \overleftarrow{\mu}_{i',j}^e \right) / h_{j,i}$ 
22      Calcul de  $m_{x_i \rightarrow f_i^{\text{DEM}}}(x_i)$  :
23       $\overrightarrow{\nu}_i^d = \left( \sum_{j' \in \mathcal{N}(x_i)} 1 / \overrightarrow{\nu}_{i,j'}^e \right)^{-1}$ 
24       $\overrightarrow{\mu}_i^d = \overrightarrow{\nu}_i^d \left( \sum_{j' \in \mathcal{N}(x_i)} \overrightarrow{\mu}_{i,j'}^e / \overrightarrow{\nu}_{i,j'}^e \right)$ 
25    si  $l = L$  alors
26      pour  $k = 1 : M$  faire
27         $\lambda_{i,k}^e = \log \left( \frac{\sum_{x_i \in \mathcal{X}_k^1} \tilde{q}(x_i)}{\sum_{x_i \in \mathcal{X}_k^0} \tilde{q}(x_i)} \right) - \lambda_{i,k}^a$ 
28      Décodage : Entrées :  $\lambda_i^e$ , Sorties :  $\lambda_i^a, \hat{\mathbf{b}}$ 
29      Calcul de  $m_{f_i^{\text{DEM}} \rightarrow x_i}(x_i)$  : ligne 8
30    pour  $j = 1 : N_r$  faire
31      Calcul de  $m_{x_i \rightarrow f_j^{\text{EQU}}}(x_i)$  : ligne 13

```

4 Analyse performances/complexité

Dans cette section, nous évaluons l'amélioration des performances, obtenue grâce à l'adaptation de la section 3.3, par des simulations de transmissions MIMO avec différentes qualités d'estimation du canal de propagation. La complexité de ces algorithmes varie entre du $\mathcal{O}(N_t^2)$ pour SEP, SEP QRD et SSEP QRD SIC, avec ces deux derniers moins complexes que SEP [7] et du $\mathcal{O}(N_t^3)$ pour VEP [5]. La Fig. 2 met en

évidence l'importance de prendre en compte l'imperfection de la connaissance du canal en effectuant une pénalisation des messages EP (i.e. Éq. 10) échangés sur FG scalaire et vectoriel.

En effet, avec un système MIMO 4×4 QPSK, les détecteurs ont été testés avec (marqueur '+') et sans pénalisation (marqueur 'o') des messages EP et sous hypothèse de connaissance parfaite (traits pleins), connaissance imparfaite avec $N_p = 2$ (traits en tiret) et avec $N_p = 5$ (traits pointillés). Les détecteurs ont accès à une estimation du canal générée selon le modèle de l'Éq. 2, et non via une véritable estimation de canal. On compare le Rapport Signal à Bruit (SNR) en décibel (dB) nécessaire pour atteindre un Taux d'Erreur Binaire (BER) cible de $3 \cdot 10^{-3}$ en sortie de décodeur en fonction de la complexité pour effectuer la détection d'un symbole MIMO, i.e. le nombre de turbo-itérations nécessaire. Le code utilisé est un LDPC de taille $N = 4096$ et de rendement $R = 1/2$. La complexité donnée concerne uniquement la partie détection du récepteur et pas la partie décodage, et est obtenue en comptant le nombre d'Opérations en Virgule Flottante (Flop) nécessaires pour calculer un symbole MIMO. On peut observer que la diminution de la qualité de l'estimation du canal dégrade fortement le SNR nécessaire pour atteindre le BER cible, et que chaque détecteur est plus ou moins sensible à cette estimation. L'algorithme proposé, SSEP QRD SIC, est particulièrement sensible à cela en raison de la faiblesse de la détection de l'utilisateur N_u qui ne bénéficie ni du retour du code correcteur ni de la mise à jour des autres utilisateurs durant sa première turbo-itération. Le BER moyen est ainsi plus haut que les versions non ordonnées en cas de messages EP classiques qui ne prennent pas en compte l'état de la connaissance du canal. Avec $N_p = 5$, SSEP QRD SIC a besoin d'environ 5dB de plus pour atteindre le même BER cible et 10dB de plus avec seulement $N_p = 2$. Ces pertes importantes en performance peuvent être corrigées grâce à la méthode de pénalisation proposée dans l'article. A la convergence, i.e. après plusieurs turbo-itérations, cette heuristique fait gagner 2dB avec $N_p = 5$ et 3.5dB avec $N_p = 2$. Tous les autres détecteurs bénéficient également de cette heuristique, mais dans une moindre mesure que SSEP QRD SIC, généralement entre 0.5-1dB.

Ces gains permettent de revenir aux écarts de performances observés sous hypothèse de connaissance parfaite du canal, en particulier en corrigeant de nombreuses erreurs chez SSEP QRD SIC. Grâce à cette heuristique, SSEP QRD SIC possède le meilleur compromis performances/complexité des algorithmes EP présentés ici, et y compris meilleur que VEP modifié avec Eq. (9) mais pas présenté en Fig. 2 pour en améliorer la lisibilité. De plus, il converge plus rapidement que ses concurrents, i.e. en moins de turbo-itérations.

5 Conclusion

Dans cet article, nous proposons une étude sur la robustesse de différents détecteurs MUD EP pour des communications MIMO. L'algorithme proposé, SSEP QRD SIC, et la pénalisation des messages EP pour contrer la connaissance imparfaite du canal de propagation permettent d'atteindre un compromis performances/complexité plus intéressant que les algorithmes EP de la littérature (VEP [5], SEP [4], SEP QRD [6]) malgré la sensibilité naturelle de SSEP QRD SIC aux erreurs d'estimation de canal. Une étude de ce récepteur dans un

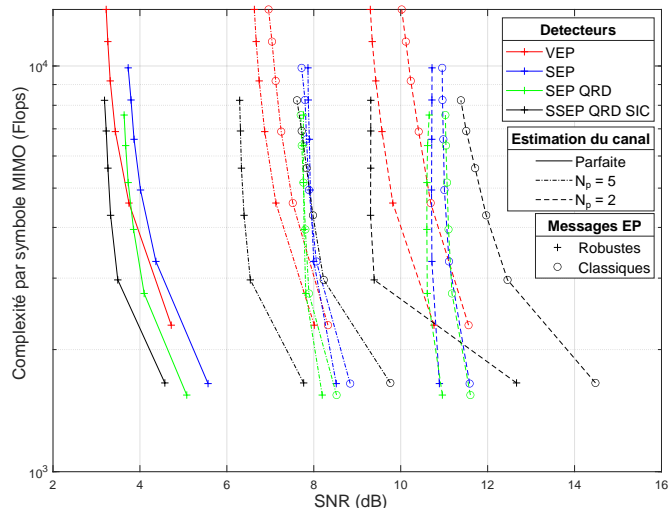


FIGURE 2 : Comparaison du compromis performance/complexité en MIMO 4×4 QPSK avec $L = 1$ pour tous les détecteurs.

contexte d'Accès Multiple Non Orthogonal (NOMA) utilisant des Codes Épars (SCMA) couplé au MIMO est envisagée.

Références

- [1] S. TEN BRINK et al. "Iterative demapping and decoding for multilevel modulation". In : *IEEE GLOBECOM 1998*. T. 1. Sydney, NSW, Australia, 1998, p. 579-584.
- [2] T. P. MINKA. *Divergence Measures and Message Passing*. TR MSR-TR-2005-173. Jan. 2005.
- [3] A. MEKHICHE et al. "Performance-Complexity Trade-Off for Low-Complexity MIMO Detection : simplified BP vs. EP Receivers". In : *2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference : (VTC2022-Spring)*. Helsinki, Finland, 2022, p. 1-7.
- [4] S. WU et al. "Low-Complexity Iterative Detection for Large-Scale Multiuser MIMO-OFDM Systems Using Approximate Message Passing". In : *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* 8.5 (2014), p. 902-915.
- [5] M. SENST et al. "How the Framework of Expectation Propagation Yields an Iterative IC-LMMSE MIMO Receiver". In : *IEEE Glob. Commun. Conf.* Houston, TX, USA, 2011, p. 1-6.
- [6] Y. DONG et al. "Efficient EP Detectors Based on Channel Sparsification for Massive MIMO Systems". In : *IEEE Commun. Lett.* 24.3 (2020), p. 539-542.
- [7] A. MEKHICHE et al. "Low-Complexity Scheduled Expectation Propagation based on QRD and SIC". In : *IEEE Communications Letters* (2023). Submitted, p. 5.
- [8] T.-H. KIM. "Low-Complexity Sorted QR Decomposition for MIMO Systems Based on Pairwise Column Symmetrization". In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 13.3 (mars 2014), p. 1388-1396.
- [9] A. VENKIAH et al. "Rateless coding for quasi-static fading channels using channel estimation accuracy". In : *IEEE International Symposium on Information Theory*. 2008, p. 2257-2261.