

# Algorithme de détection à très faible complexité pour des systèmes MIMO basés sur la propagation de croyance

Ali HAROUN<sup>1</sup>, Charbel ABDEL NOUR<sup>2</sup>, Matthieu ARZEL<sup>2</sup>, Christophe JEGO<sup>1</sup>

<sup>1</sup>IPB, Enseirb-Matmeca, CNRS IMS UMR 5218  
351 Cours de la Libération, 33405 Talence Cedex, France

<sup>2</sup>Institut Mines-Télécom, Télécom Bretagne, CNRS Lab-STICC UMR 6285  
Technopôle Brest-Iroise, CS 83818, 29238 Brest Cedex 3, France

Ali.Haroun@ims-bordeaux.fr, Charbel.abdelnour@telecom-bretagne.eu  
Matthieu.Arzel@telecom-bretagne.eu, christophe.jego@ims-bordeaux.fr

**Résumé** – Le principal objectif de ce travail fût de réduire la complexité calculatoire d’un récepteur MIMO itératif pour permettre son implémentation. Dans ce but, nous proposons une nouvelle approche basée sur le principe de la détection conditionnée permettant de simplifier le calcul des distances Euclidiennes. De plus, une approche capable de détecter le symbole candidat le plus proche du symbole reçu ou décision Maximum de Vraisemblance (MV) sans devoir comparer toutes les distances Euclidiennes est proposée. Ainsi, la procédure de détection se limite dans le calcul des distances Euclidiennes à celles entre l’observation reçue et les points voisins du point MV. Le nombre de voisins à considérer est lié à la fiabilité de la décision MV. Une étude comparative en termes de performance et de complexité calculatoire a montré des résultats favorables pour une intégration matérielle avec une réduction par 80 de la complexité (soit une réduction de 98.5% de la complexité globale) par rapport au système de référence tout en limitant les dégradations au niveau des performances.

**Abstract** – The main objective of this work is to reduce the computational complexity of an iterative MIMO receiver to enable its implementation. For this purpose, we propose a new approach based on the principle of conditioned detection to simplify the calculation of Euclidean distances. In addition, an approach that can detect the symbol candidate closest to the received symbol decision or Maximum Likelihood (ML) without a comparison of all the Euclidean distances is proposed. Then, the detection process is limited to the calculation of Euclidean distances between the observation received and those neighboring points of the ML decision. The neighboring number to consider is related to the reliability of the ML decision. A comparative study in terms of performance and computational complexity has shown favorable results for a hardware integration with a complexity divided by 80 (reduction of 98.5 % of the overall complexity) when compared to the reference detection while limiting the degradation in performance.

## 1 Introduction

Afin de répondre aux contraintes concernant le débit et la puissance d’émission, les réseaux de radio-communication adoptent des systèmes à plusieurs antennes à l’émission et à la réception. De tels systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) permettent d’accroître la capacité des liens de communication sans fil grâce à l’apport d’une diversité spatiale [1]. Dans un premier temps, la recherche portant sur des systèmes de communications numériques MIMO s’est focalisée sur l’établissement de leurs performances théoriques et sur la proposition des systèmes permettant de tirer bénéfice de l’utilisation de plusieurs antennes [2]. Malgré la multitude des travaux de recherche dans ce domaine et l’existence de plusieurs détecteurs MIMO [3]-[4], la complexité calculatoire et la latence du détecteur optimal ML (Maximum Likelihood) demeurent parmi les principaux axes d’amélioration. Ainsi, de nombreux détecteurs ont été proposés dans la littérature. Les détecteurs linéaires sous-optimaux, comme le ZF (Zero Forcing) et le MMSE (Minimum Mean Square Error) [5], nécessitent une relative faible complexité calculatoire mais impactent d’une façon notable les performances. Des travaux récents sur les détections MIMO ont été principalement axées sous le terme SD (Sphere decoding) [6]. Plusieurs études ont été consacrées à l’application de détecteur SD aux systèmes MIMO, en exploitant la mise à jour du rayon de la sphère [7]. Cependant, pour produire des décisions souples requises pour un décodage de canal performant, le rayon de la sphère ne peut pas être de taille réduite. En outre, sa structure n’est pas régulière et ne permet pas une mise en oeuvre matérielle aisée.

Une autre classe de détection MIMO utilise l’approche basée sur la propagation de croyance ou BP (Belief Propagation) [8]. L’algorithme BP est un algorithme itératif faisant partie de la classe des algorithmes sous-optimaux. Il a pour atout d’offrir de forts potentiels pour une intégration matérielle par rapport aux algorithmes optimaux. Plusieurs études sur les récepteurs

MIMO basés sur l’algorithme BP ont été proposées pour permettre la conception de récepteurs flexibles caractérisés par de faibles latences d’exécution. Dans les travaux récents [9]-[13] un graphe conjoint a été proposé pour la détection MIMO et le décodage de canal afin de réduire la latence de traitement et introduire une flexibilité au sein du récepteur. Dans cet article, une approche géométrique dans l’espace des signaux associée à l’algorithme BP en utilisant la détection conditionnée est appliquée. Cette approche permet de limiter l’espace de recherche du nombre de symboles candidats sans l’utilisation de la décomposition de la matrice de canal. La seconde différence est que le rayon de la sous-région est liée à la fiabilité de la détection du point le plus proche de l’observation. L’approche proposée est basée sur l’estimation du point le plus proche du symbole reçu, sans nécessiter de calculer toutes les distances Euclidiennes et de les comparer entre elles. Cet article est organisé comme suit. Dans la section II, le système de réception itératif est décrit. Dans la section III, l’algorithme proposé pour calculer les points d’une région dynamique réduite (RDR) est détaillé. Enfin, l’analyse de la complexité calculatoire et les résultats des simulations sont discutés dans la section IV.

## 2 Système de réception itératif

Nous avons modélisé dans cette étude une chaîne de transmission MIMO intégrant un code LDPC-NB (Low-Density Parity Check Non-Binaire) régulier défini dans un corps de Galois  $GF(64)$  associé à une constellation 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Notons que l’adoption du code LDPC-NB facilite l’association avec des modulations d’ordre élevé et avec des systèmes à multi-antennes, qui sont capables de supporter des transmissions à un haut débit de données [14]. Un multiplexage spatial (SM) avec  $N_t = 2$  antennes à l’émission et  $N_r = 2$  antennes à la réception est appliqué dans cette étude.

Le système proposé est décrit dans la figure 1. Les informations binaires,  $k = 1, 2, \dots, K$ , sont codées par un encodeur LDPC-NB à un mot de code  $C_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ . Puis, chaque

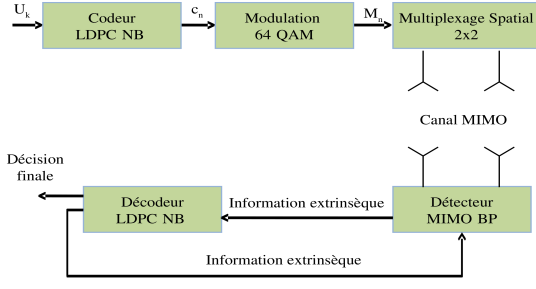


FIGURE 1 – Chaîne de communications numériques étudiée

$\log(2^q)$ ,  $q = 6$  bits, sont associés à un symbole complexe  $M_n$  qui appartient à une constellation 64-QAM. Ainsi, ces symboles sont multiplexés spatialement et ensuite transmis à travers un canal MIMO. Le signal reçu peut s'exprimer sous la forme :

$$y = HS + n \quad (1)$$

où  $S = [s_1, \dots, s_{N_r}]^T$  et  $y = [y_1, \dots, y_{N_r}]^T$  sont respectivement les vecteurs de transmission et de réception. La matrice de canal  $H$  est composée de coefficients d'évanouissement indépendants et identiquement distribués suivant une loi de Rayleigh de dimension  $\{N_r \times N_t\}$ ,  $n$  désignant le bruit blanc Gaussien additif (BBGA) de dimension  $\{N_r \times 1\}$ . Du côté récepteur, une détection MIMO basée sur l'algorithme BP est appliquée pour calculer l'information souple associée à tous les symboles reçus. Afin d'améliorer les performances du système de réception, une information extrinsèque peut être échangée entre le décodeur LDPC-NB et le détecteur MIMO-BP. Dans cet article, un code LDPC-NB ayant une longueur de trame  $N = 384$  symboles, avec un rendement de codage  $R = 1/2$  est retenu. Les nœuds de variable ont un degré  $d_v = 2$  et les nœuds de parité ont un degré  $d_c = 4$  comme expliqué dans [15].

### 3 Algorithme à complexité réduite

Les symboles transmis sont de la forme suivante :

$$S_i = \{s = s_I + js_Q | s_I, s_Q \in A_c\} \quad (2)$$

où  $A_c$  est défini comme :

$$A_c = \left\{ \frac{1}{\sigma_s} (-\sqrt{M} + 1 + 2P) | P = 0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1 \right\} \quad (3)$$

où  $i = 1, 2, \dots, N_t$  représente le  $i^{\text{ème}}$  symbole transmis,  $\sigma_s$  est le facteur de normalisation et  $M = 64$  dans le cas d'une constellation 64-QAM. Dans ce cas,  $\sigma_s$  est égal à  $\sqrt{42}$ . Il est à noter que  $h_{j,i}^I$  (resp.  $h_{j,i}^Q$ ) représente le coefficient du canal non sélectif en fréquence avec des évanouissements de type Rayleigh de la  $i^{\text{ème}}$  antenne d'émission à la  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception sur l'axe I (resp. Q) de la constellation avec  $j = 1, 2, \dots, N_r$  et  $i = 1, 2, \dots, N_t$ . Dans ce contexte, le symbole reçu par la première antenne de réception pour un système qui applique un multiplexage spatial ( $N_t = N_r = 2$ ) a pour expression :

$$y_1 = \begin{pmatrix} h_{1,1}^I & -h_{1,1}^Q & h_{1,2}^I & -h_{1,2}^Q \\ h_{1,1}^Q & h_{1,1}^I & h_{1,2}^Q & h_{1,2}^I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1^{(I)} \\ s_1^{(Q)} \\ s_2^{(I)} \\ s_2^{(Q)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1^{(I)} \\ n_1^{(Q)} \end{pmatrix} \quad (4)$$

où  $n_1 = n_1^{(I)} + jn_1^{(Q)}$  représente un bruit Gaussien associé à la première antenne de réception. En remplaçant  $s_1^{(I)}$  et  $s_1^{(Q)}$  (resp.  $s_2^{(I)}$  et  $s_2^{(Q)}$ ) par leur expression en fonction de l'espace des entiers  $P^I$  et  $P^Q \in \{0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1\}$ , l'équation peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} y_1^{(I)} &= A + \widehat{h}_{1,1}^{(I)}.P^{I1} - \widehat{h}_{1,1}^{(Q)}.P^{Q1} + \widehat{h}_{1,2}^{(I)}.P^{I2} - \widehat{h}_{1,2}^{(Q)}.P^{Q2} + n_1^I \\ y_1^{(Q)} &= B + \widehat{h}_{1,1}^{(Q)}.P^{I1} + \widehat{h}_{1,1}^{(I)}.P^{Q1} + \widehat{h}_{1,2}^{(Q)}.P^{I2} + \widehat{h}_{1,2}^{(I)}.P^{Q2} + n_1^Q \end{aligned} \quad (5)$$

où  $A, B, \widehat{h}_{j,i}^{(I)}$  et  $\widehat{h}_{j,i}^{(Q)}$  sont des termes constants devant être calculés pour chacun des couples  $(S_1, S_2)$  constituant la trame :

$$A = \left[ \frac{1}{\sigma_s} (-\sqrt{M} + 1) \right] \times (h_{1,1}^{(I)} - h_{1,1}^{(Q)} + h_{1,2}^{(I)} - h_{1,2}^{(Q)})$$

$$B = \left[ \frac{1}{\sigma_s} (-\sqrt{M} + 1) \right] \times (h_{1,1}^{(Q)} + h_{1,1}^{(I)} + h_{1,2}^{(Q)} + h_{1,2}^{(I)})$$

$$\text{et } \widehat{h}_{j,i}^{(I)} = \left( \frac{2.h_{j,i}^{(I)}}{\sigma_s} \right), \widehat{h}_{j,i}^{(Q)} = \left( \frac{2.h_{j,i}^{(Q)}}{\sigma_s} \right), \{P^{Ij}, P^{Qj} = 0, 1, \dots, 7\}.$$

Afin de déterminer le symbole candidat  $S_1$  le plus proche du symbole reçu sachant que  $S_2 = \alpha^k$ ,  $\alpha^k \in \text{GF}(64)$  avec  $k = 0, 1, \dots, 63$ , nous appliquons les étapes suivantes :

1-) **Détecter l'élément  $P^{I1}$  du symbole candidat le plus proche du symbole reçu sachant que  $S_2 = \alpha^k$**  : La première étape consiste à calculer le terme  $P^{I1}$  du symbole  $S_1$  pour chaque valeur du symbole  $S_2$  comme illustré dans la figure 2. Nous résolvons alors le système d'équations suivantes provenant de l'équation (5) :

$$\widehat{h}_{1,1}^{(I)}.P^{I1} = \overbrace{y_1^{(I)}}^{y_1^{(I)}} - A + \widehat{h}_{1,1}^{(Q)}.P^{Q1} - \widehat{h}_{1,2}^{(I)}.P^{I2} + \widehat{h}_{1,2}^{(Q)}.P^{Q2} \quad (6a)$$

$$\widehat{h}_{1,1}^{(Q)}.P^{I1} = \overbrace{y_1^{(Q)}}^{y_1^{(Q)}} - B - \widehat{h}_{1,1}^{(I)}.P^{Q1} - \widehat{h}_{1,2}^{(Q)}.P^{I2} - \widehat{h}_{1,2}^{(I)}.P^{Q2} \quad (6b)$$

Pour résoudre ce système d'équations, nous multiplions l'équation (6.a), (resp. (6.b)), par le coefficient de canal  $\widehat{h}_{1,1}^{(I)}$ , (resp.  $\widehat{h}_{1,1}^{(Q)}$ ). Puis, les deux expressions (a) et (b) sont additionnées. Enfin, nous déterminons l'expression de  $P_1^{(I)}$  en fonction de  $P_2^{(I)}$  et  $P_2^{(Q)}$  :

$$\begin{aligned} P^{I1} &= \overbrace{h_{1,1}^{(I)'}.y_1^{(I)} + h_{1,1}^{(Q)'}.y_1^{(Q)}}^C - \overbrace{\left( h_{1,1}^{(I)'} \cdot h_{1,2}^{(I)} + h_{1,1}^{(Q)'} \cdot h_{1,2}^{(Q)} \right).P^{I2}}^D \\ &+ \overbrace{\left( h_{1,1}^{(I)'} \cdot h_{1,2}^{(Q)} - h_{1,1}^{(Q)'} \cdot h_{1,2}^{(I)} \right).P^{Q2}}^E \end{aligned} \quad (7)$$

avec  $\widehat{h}_{1,1}^{(I)'} = \frac{\widehat{h}_{1,1}^{(I)}}{h_{1,1}^{(I)2} + h_{1,1}^{(Q)2}}$  et  $\widehat{h}_{1,1}^{(Q)'} = \frac{\widehat{h}_{1,1}^{(Q)}}{h_{1,1}^{(I)2} + h_{1,1}^{(Q)2}}$  représentant

deux termes devant être estimés lors de la réception de chacun des couples. C, D et E sont quant à eux constants. Ces dernières ont une seule expression pour les 64 valeurs possibles du symbole  $S_2$ . Le calcul des termes C, D et E nécessite 6 Multiplications Réelles (MR) et 3 Additions Réelles (AR). Par ailleurs, le calcul des termes  $D.P^{I2}$  et  $E.P^{Q2}$  nécessite chacun 8 MR car  $P^{I2}$  et  $P^{Q2}$  peuvent avoir 8 valeurs  $\in \{0, 1, 2, \dots, 7\}$  pour représenter les 64 valeurs du symbole  $S_2$ . Ainsi, l'étape 1 requiert

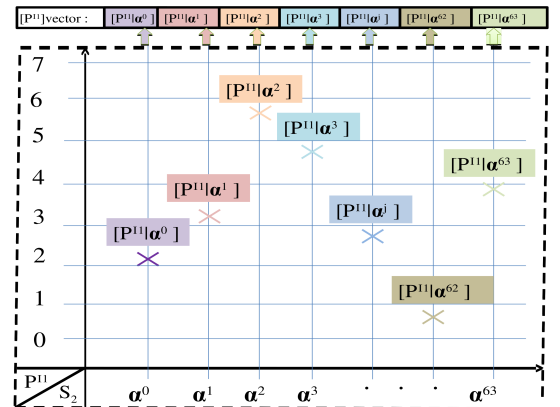


FIGURE 2 – Les termes  $P_1^{(I)}$  détectés pour le symbole  $S_1$  pour chaque valeur de  $S_2$  à  $\alpha^k$

22 MR et 67 AR pour détecter les éléments  $P^{I_1}$  du symbole  $S_1$  sachant que  $\{S_2 = \alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{63}\}$ .

2-) **Détecter l'élément particulière  $P^{Q_1}$  du symbole candidat le plus proche au symbole reçu sachant que  $S_2 = \alpha^k$**  :

La deuxième étape consiste à calculer  $P^{Q_1}$  en suivant une démarche similaire à celle de l'étape 1. En effet, nous pouvons réutiliser une partie des calculs effectués précédemment. Ainsi, l'élément  $P^{Q_1}$  a pour expression :

$$P^{Q_1} = \underbrace{\left( \widehat{h_{1,1}^{(I)}} \cdot \widehat{y_1^{(Q)}} - \widehat{h_{1,1}^{(Q)}} \cdot \widehat{y_1^{(I)}} \right)}_F + \underbrace{\left( \widehat{h_{1,1}^{(I)}} \cdot \widehat{h_{1,2}^{(I)}} - \widehat{h_{1,1}^{(Q)}} \cdot \widehat{h_{1,2}^{(Q)}} \right)}_G \cdot P^{I_2} - \underbrace{\left( \widehat{h_{1,1}^{(Q)}} \cdot \widehat{h_{1,2}^{(Q)}} + \widehat{h_{1,1}^{(I)}} \cdot \widehat{h_{1,2}^{(I)}} \right)}_H \cdot P^{Q_2} \quad (8)$$

Au niveau de la complexité calculatoire, cette étape requiert 22 MR et 67 AR. Au total, pour détecter les 64 valeurs de  $P^{I_1}$  et de  $P^{Q_1}$  du symbole  $S_1$  tel que  $S_2 = \alpha^k$ , nous avons besoin de : 44 MR et 134 AR. A l'issue de ces calculs, les distances Euclidiennes du symbole détecté peuvent être calculées.

3-) **Calculer la distance Euclidienne du symbole détecté conditionnée par la valeur de  $S_2 = \alpha^k$**  : Cette étape consiste à calculer la distance Euclidienne de chaque symbole détecté au cours des deux étapes précédentes. Cette distance sera le point initial des distances Euclidiennes du symbole  $S_1$  pour le calcul récursif [13] de toutes les distances Euclidiennes des points voisins en fixant  $S_2$  à la valeur  $\alpha^k$ . Ce processus est répété pour toutes les valeurs conditionnées de  $S_2 = \alpha^k$  avec  $\alpha^k \in GF(64)$ . L'expression de la distance Euclidienne est la suivante :

$$DE_{UC(S_1, S_2)} = \underbrace{\left[ \widehat{y_1^{(I)}} - \left( \widehat{h_{1,1}^{(I)}} \cdot P^{I_1} - \widehat{h_{1,1}^{(Q)}} \cdot P^{Q_1} + \widehat{h_{1,2}^{(I)}} \cdot P^{I_2} - \widehat{h_{1,2}^{(Q)}} \cdot P^{Q_2} \right) \right]^2}_{DE_{UC}^I} + \underbrace{\left[ \widehat{y_1^{(Q)}} - \left( \widehat{h_{1,1}^{(Q)}} \cdot P^{I_1} + \widehat{h_{1,1}^{(I)}} \cdot P^{Q_1} + \widehat{h_{1,2}^{(Q)}} \cdot P^{I_2} + \widehat{h_{1,2}^{(I)}} \cdot P^{Q_2} \right) \right]^2}_{DE_{UC}^Q} \quad (9)$$

Les termes  $\widehat{y_1^{(I)}}$ ,  $\widehat{y_1^{(Q)}}$  ont été déjà calculés lors des étapes 1 et 2. Notons que les valeurs possibles des multiplications des coefficients  $\widehat{h_{j,i}}$  par  $P^{I_j}$  et  $P^{Q_j}$  sont limitées. Ainsi, seules 8 valeurs sont possibles pour  $P^{I_j}$  et pour  $P^{Q_j}$ . Ce calcul nécessite pour chaque couple reçu 32 MR pour couvrir toutes les valeurs possibles de  $\{S_2 = \alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{63}\}$ . Par ailleurs, le calcul de chaque distance Euclidienne nécessite 9 AR. À cela, on ajoute 2 MR pour l'élevation au carré des deux termes  $DE_{UC}^I$  et  $DE_{UC}^Q$ . Au final, cette étape requiert  $\{(9 \text{ AR} + 2 \text{ MR}) \times 64 + 32 \text{ MR}\}$  pour calculer les distances Euclidiennes des 64 symboles détectés pour  $S_1$  sachant que  $\{S_2 = \alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{63}\}$ . Enfin, un vecteur des distances Euclidiennes allant de  $DE_{UC0}$  à  $DE_{UC63}$  est construit à l'aide d'un tri croissant selon les fiabilités. Ce vecteur représente les distances Euclidiennes du symbole  $S_1$  le plus proche du symbole reçu pour chaque valeur fixée de  $S_2 = \alpha^k$ .

4-) **Calculer récursivement les distances Euclidiennes par exploitation des points voisins de la constellation [13]** : Durant cette étape, nous proposons d'appliquer la méthode proposée dans [13] pour calculer par récursion les distances Euclidiennes des points voisins autour de chaque élément du vecteur  $\{DE_{UC0}, \dots, DE_{UC63}\}$ . Ce vecteur a été déterminé lors de la troisième étape. Le calcul par récursion d'une seule distance Euclidienne nécessite 1 AR et 1 MR pour le carré de l'un des deux termes  $DE_{UC}^I$  et  $DE_{UC}^Q$  comme expliqué dans [13]. De plus et afin de réduire le nombre de multiplications réelles de notre détecteur, nous proposons de classer les valeurs du vec-

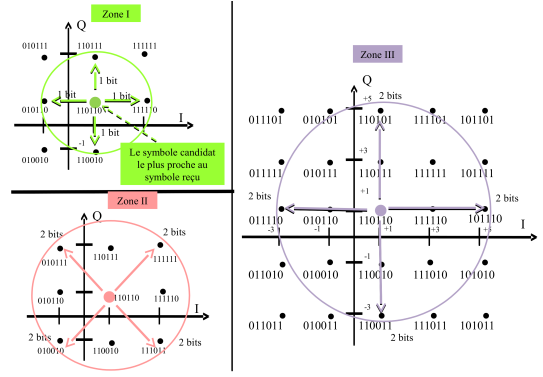


FIGURE 3 – Zones dynamiques selon la fiabilité du symbole détecté

teur  $\{DE_{UC0}, \dots, DE_{UC63}\}$  selon un ordre croissant de la fiabilité sous la forme  $\{DE_{UCf_0}, \dots, DE_{UCf_{63}}\}$  avec  $DE_{UCf_0}$  (resp.  $DE_{UCf_{63}}$ ) représentant la valeur la plus fiable (resp. la moins fiable) des 64 valeurs calculées. Ainsi, au lieu de calculer récursivement un ensemble de 63 points pour chaque distance Euclidienne de l'étape 3, nous proposons de calculer des ensembles de tailles dynamiques en tenant compte des fiabilités des valeurs  $DE_{UCf_i}$ . Ainsi, pour les valeurs  $DE_{UCf_i}$  les plus fiables, nous calculons récursivement des ensembles ayant des nombres de points voisins plus importants que pour les valeurs  $DE_{UCf_i}$  les moins fiables. Ce critère qui définit le nombre de points à calculer autour du symbole reçu en tenant compte de sa fiabilité permet d'atteindre une détection ML sans calculer tous les points de la constellation. Par exemple, pour les symboles les moins fiables, il suffit de calculer les quatre points voisins autour du symbole candidat qui diffèrent d'un seul bit comme illustré dans le cercle de la zone I de la figure 3.

Pour les symboles avec une fiabilité plus élevée, nous augmentons le rayon du cercle de la zone I pour définir une autre zone contenant plus de symboles les plus proche. Ceux-ci se diffèrent de deux bits. Cela revient à calculer huit symboles autour du symbole candidat comme illustré par le cercle de la zone II dans la figure 3. Pour les symboles les plus fiables, nous augmentons le cercle de la zone II pour inclure tous les points voisins qui se diffèrent de deux bits du symbole candidat. Cela correspond à calculer douze  $DE_{UC}$  autour du symbole candidat comme illustré par le cercle de la zone III de la figure 3. Notre objectif est de trouver une combinaison qui nécessite le plus petit nombre de valeurs à calculer avec des performances similaires à celles du détecteur de référence. Nous avons trouvé par simulation Monte Carlo une combinaison judicieuse. Elle se décrit de la manière suivante :

1-) **Pour les deux premières  $DE_{UC}$  les plus fiables  $\{DE_{UCf_1}, DE_{UCf_2}\}$**  : douze points voisins sont obtenus par récursion. Cela nécessite :  $\{(1MR \times 12) + (1AR \times 12)\} \times 2$ .

2-) **Pour les quatre  $DE_{UC}$  qui les suivent** : huit points voisins sont obtenus par récursion. Cela nécessite :  $\{(1MR \times 8) + (1AR \times 8)\} \times 4$ .

3-) **Pour les 58 dernières  $DE_{UC}$  au niveau de la fiabilité** : quatre points voisins sont obtenus récursivement. Cela nécessite :  $\{(1MR \times 4) + (1AR \times 4)\} \times 58$ .

Ainsi, la complexité calculatoire de l'étape 4 est de :  $\{2 \times 12 + 4 \times 8 + 58 \times 4\} \{MR, AR\}$ .

## 4 Analyse de la complexité calculatoire et résultats de simulation

La complexité calculatoire globale des 4 étapes proposées dans la section précédente est récapitulée dans le tableau 1. Cette dernière est comparée à la méthode de détection par ré-

$DEUC(s_1, s_2)$	MR	AR	Nb. de points
$64 \times 64$ Méthode classique	$[10 \times 64^2]$ = 40960 100%	$[9 \times 64^2]$ = 36864 100%	4096 points
$64 \times 25$ Méthode récursive dans [13]	$[192 + (64 \times 25)]$ = 1792 4.37%	$[338 + (64 \times 25)]$ = 1938 5.25%	1600 points
$2 \times 12 + 4 \times 8$ + $58 \times 4$ Méthode proposée	$204 + 2 \times 12 + 4 \times 8$ + $58 \times 4 = 492$ 1.20%	$714 + 2 \times 12 + 4 \times 8$ + $58 \times 4 = 1002$ 2.71%	288 points

TABLE 1 – Comparaison au niveau de la complexité calculatoire de la méthode proposée par rapport à l'état de l'art.

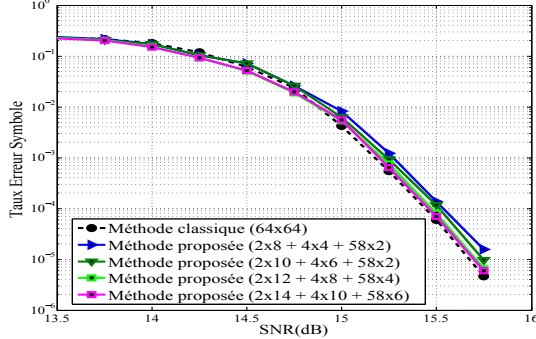


FIGURE 4 – Performances de l'algorithme proposé pour différentes combinaisons de point

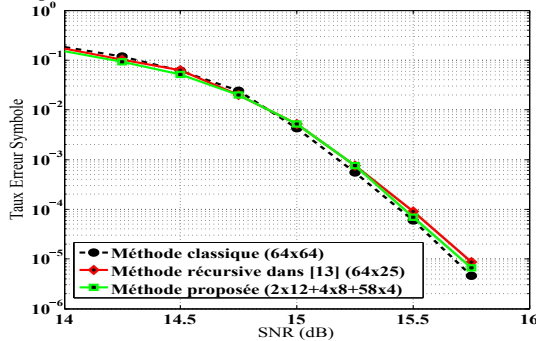


FIGURE 5 – Performances de l'algorithme proposé par rapport à l'état de l'art

cursion sur une zone statique  $\{64 \times 25\}$  proposée dans [13] et à une approche classique  $\{64 \times 64\}$ . Dans ce tableau, la méthode classique est prise comme une référence avec une complexité calculatoire égale à 100%. Nous remarquons dans ce tableau qu'une diminution par cinq du nombre de points à calculer est constatée pour notre approche par rapport à la méthode présentée dans [13]. Une diminution par 14 par rapport à la méthode classique est également observée. Cela conduit à une réduction par trois du nombre d'opérations de multiplication et par deux du nombre d'opérations d'addition par rapport à la méthode présentée dans [13]. En comparant notre approche à la méthode classique, la complexité calculatoire nécessaire est divisée par 80 au niveau des multiplications (soit une réduction de 98.5% de la complexité globale) et par 37 au niveau des additions (soit une réduction de 97,2% de la complexité globale).

Les performances de la méthode de détection proposée dans cet article sont présentées dans les figures 4 et 5. Ces performances sont exprimées en terme de Taux d'Erreur Symbole (TES) en fonction du rapport signal à bruit (SNR). Rappelons que nous modélisons un système de réception itérative  $2 \times 2$  intégrant un détecteur MIMO-BP suivi d'un décodeur LDPC-NB de longueur  $N=384$  symboles pour rendement  $R=1/2$ . Notre objectif est de trouver une combinaison qui nécessite le plus petit nombre de points à calculer avec des performances similaires à celles du détecteur original. Plusieurs combinaisons ont été étudiées comme illustré dans la figure 4. Des performances maximales sont atteignables pour plusieurs combinaisons en effectuant 32 itérations globales entre le détecteur et le décodeur. Nous remarquons que le profil proposé  $\{(2 \times 12) + (4 \times 8) + (58 \times 4)\}$  présente des performances comparables aux

autres profils considérés tout en réduisant considérablement le nombre de calcul. Dans la figure 5, nous comparons les performances du profil choisi pour notre approche dynamique avec celle de la méthode récursive proposée dans [13] et à une autre approche classique. Nous remarquons que les performances de la méthode dynamique sont similaires à celles de l'approche classique. Cela s'explique par le fait que la méthode statique n'est pas centrée sur le point le plus proche. Par conséquent les symboles les plus proches de l'observation ne sont pas toujours calculés. Ainsi, une sous-région dynamique centrée au point le plus proche de l'observation reçue est plus cohérente en comparaison à une sous-région statique.

## 5 Conclusion

Dans cet article, un récepteur MIMO itératif basé sur l'algorithme de propagation de croyance est étudié au niveau des performances et de la complexité calculatoire. Nous avons proposé une approche dynamique pour calculer la sous-région qui entoure le symbole reçu. Pour ce faire, une méthode simple pour estimer le point le plus proche de l'observation est proposée. Elle ne nécessite pas de calculer toutes les distances Euclidiennes d'une constellation. Une étude comparative des performances et de la complexité calculatoire de l'approche a été effectuée. En appliquant cette approche, une réduction de 98,5% du nombre total de multiplications requises pour le calcul des distances Euclidiennes est obtenue en comparaison avec la méthode classique tout en conservant des performances similaires.

## Références

- [1] E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *European Trans. on Telecom.*, vol. 10, pp. 585–595, 1999.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [3] G. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, pp. 41–59, 1996.
- [4] B. Steingrimsson, Z. Luo, and K. Wong, "Soft Quasi-Maximum-Likelihood Detection for Multiple-Antenna Wireless Channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, pp. 2710–2719, 2003.
- [5] D. Wübben, R. Böhnke, V. Kühn, and K. Kammeyer, "MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition," in *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf. (VTC)*, pp. 508–512, 2003.
- [6] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, 1999.
- [7] S. Wang and al., "A Radius Choice Algorithm for MIMO Sphere Decoding Based on the Noise Statistics," *Journal of Computational Information Systems*, vol. 52, pp. 2401–2408, 2012.
- [8] M. Kaynak, T. Duman, and E. Kurtas, "Belief Propagation over MIMO Frequency Selective Fading Channels," in *Proc. ICAS-ICNS*, vol. 34, pp. 564–570, 2005.
- [9] A. Haroun, C. Abdel Nour, M. Arzel, and C. Jégo, "Réception itérative MIMO basée sur la propagation de croyance et des codes LDPC non-binaires," *24ème Colloque GRETSI*, 2013.
- [10] —, "Symbol-based BP Detection for MIMO Systems associated with Non-Binary LDPC Codes," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*, pp. 212–217, 2014.
- [11] —, "Low-Complexity layered BP-based Detection and Decoding for a NB-LDPC Coded MIMO System," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, pp. 5107–5112, 2014.
- [12] —, "An efficient MIMO receiver based on BP algorithm with truncated message-passing," in *Proc. 9ème Colloque GDR SoC-SiP*, 2014.
- [13] —, "Low-Complexity LDPC-coded Iterative MIMO Receiver Based on Belief Propagation algorithm for Detection," in *Proc. IEEE Int. Symposium on Turbo Codes and Iterative Inf. Process. (ISTC)*, pp. 213–217, 2014.
- [14] L. Hanzo, T. H. Liew, B. L. Yeap, and S. X. Ng, "Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for transmission over fading channels," *Wiley*, vol. 9, pp. 317–390, 2002.
- [15] A. Voicila and D. Declerc, "Benchmark Non-Binary LDPC codes : Report and software," *DaVinci Deliverable D4.1, Europ. project FP7*, 2008.