

**UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA 1**

**Faculté de Technologie**

Département d'Electronique

# **THÈSE DE DOCTORAT**

Spécialité : Electronique

## **Détection et Séparation des Signaux des systèmes de télécommunications IDMA**

Par

**MEFTAH Elhadi**

Devant le jury composé de

|                 |   |           |
|-----------------|---|-----------|
| H.Meliani       | Professeur, U. de Blida 1                     | Président |
| A.Benallal      | Professeur, U. de Blida 1                     | Examineur |
| D.Berkani       | Professeur, ENP, Alger                        | Examineur |
| M.Halimi        | Directeur de recherche, CRTI, Alger           | Examineur |
| L.FERHAT-HAMIDA | Maître de conférences (A) , U.S.T.H.B., Alger | Examineur |
| A.Anou          | Maître de conférences (A) , U. de Blida 1     | Promoteur |

Blida, 21 Novembre 2017.

## DÉDICACE

**A** LA mémoire de mes très chère parents qui m'ont offert toutes les chances qu'ils leurs étaient possibles de me donner afin de réussir ce travail. Ils ont cru en moi et à mes chances d'accomplir mon rêve.

**A** MES frères et soeurs

**A** MA ma très chère femme, à qui j'exprime toute ma reconnaissance et ma profonde gratitude, pour sa générosité, son sacrifice au quotidien et son soutien et encouragements tout au long de ces années de thèse.

**A** MON mon adorable ange *Yasmine*.

## RÉSUMÉ

Les systèmes de communication sans fil récents doivent faire face à l'accroissement de débits de données, améliorer la fiabilité de liaison, supporter des différents types de services sur une même structure de trame utilisée dans un système d'accès sans fil. D'autre part, ces systèmes souffrent d'interférences d'accès multiple (MAI) et d'interférences entre symboles (ISI). Ceux – ci, sont présents par le fait que ces systèmes fonctionnent comme des systèmes à accès multiples. Afin d'améliorer la capacité des systèmes d'accès multiples et de réduire l'implication du récepteur dans un environnement multi – utilisateur, un grand nombre de schémas et d'algorithmes ont été proposés. Dans le cadre de cette thèse, nous projetons de développer des méthodes de traitement du signal qui permettent d'améliorer les performances de communication des systèmes multiutilisateur. Nous nous intéresserons particulièrement à la détection et séparation des signaux à la réception de systèmes de communications d'accès multiples (IDMA/CDMA) et (OFDM-IDMA/OFDM-CDMA). L'objectif étant d'exploiter les particularités de ces systèmes de communications par plusieurs algorithmes de détection, et dans diverses configurations et conditions de transmissions (évanouissement, MAI, effet doppler, effet d'éblouissement ...etc.). Parmi les détecteurs que nous avons proposés, nous trouvons ( ESE , détection aveugle, RAKE-IDMA,RAKE-CDMA, MMSE,ZF,MF,PIC-SIC,...). Les résultats obtenus ont permis de mentionner l'intérêt de l'application de la technique de détection aveugle pour les systèmes de communications proposés, permettant d'éviter l'estimation du canal au niveau de récepteurs. De plus, les résultats montrent l'avantage de l'architecture non orthogonale OFDM-IDMA, par rapport à l'architecture orthogonale comme OFDMA, cet avantage s'explique essentiellement par le gain multi-utilisateur (*Multi User Gain* , *MUG*).

## ABSTRACT

Recent wireless communication systems need to deal with growing data rates, improved link reliability, supported different traffic types within one wireless access frame structure. On the other hand, these systems suffer from multiple access interference (MAI) and inter-symbol interference (ISI). These, are present by the fact that these systems function as multi-access systems. To improve the reliability of multi-access systems and simplify the receiver complexity in a multiuser context, a variety of signal processing algorithms and schemes have been proposed. As part of this thesis, we are aiming to develop a signal processing methods for improving the communication performance of multiuser systems. We will give particular attention to detection and separation of the signals at the reception of (IDMA/CDMA) and (OFDM-IDMA/OFDM-CDMA) multiple access communication systems. The goal is to take advantage of these communications systems by several detection algorithms, and in various configurations and transmission conditions (fading, MAI, doppler effect, near/far effect ...etc.). Among the proposed detectors, we find ( ESE , blind detection, RAKE-IDMA,RAKE-ICA, MMSE,ZF,MF,PIC-SIC,...). The results obtained allowed to mention the interest of the application of the blind detection technique for the proposed communications systems, which prevent the channel estimation at the receivers. In addition, the results show the benefit of non-orthogonal OFDM-IDMA scheme compared to orthogonal scheme as OFDMA, this advantage is mainly due to the Multi User Gain (MUG).

## ملخص

على أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة التكيف مع زيادة تدفق البيانات، تحسين موثوقية الوصلة، دعم أنواعا مختلفة من الخدمات في هيكل واحد للإطار المستخدم في نظام الولوج اللاسلكي. ومن ناحية أخرى، تعاني هذه النظم من تداخل الولوج المتعدد و تداخل بين الرموز. وذلك نتيجة لعمل تلك الأنظمة كنظم متعددة الولوج، و لتحسين قدرة أنظمة متعددة الولوج و الحد من تدخل المستقبل في بيئه متعددة المستخدمين، عدد كبير من النماذج والخوارزميات تم اقتراحها. في إطار هذه الأطروحة، نعمل على تطوير أساليب معالجة الإشارات بهدف تحسين أداء الاتصالات أنظمة متعددة المستخدمين، سوف نركز خصوصا على الكشف وفصل الإشارات في استقبال نظم الاتصالات الولوج متعددة (IDMA/CDMA) و (OFDM-IDMA/OFDM-CDMA). الهدف هو استغلال الخصائص المميزة لتلك الأنظمة بواسطة عدة خوارزميات للكشف، وفي مختلف التكوينات وظروف الإرسال (التلاشي، MAI، تأثير دوبلير، تأثير الأبهار... الخ). الكاشفات المقترحة في هذه الأطروحة هي : ESE، الكشف الأعمى، MMSE, ZF, MF, PIC-SIC. النتائج المتوصل لها سمحت بتبيان أهميه تطبيق الكاشف الأعمى على النظم اللاسلكية المقترحة، ما يسمح لنا تفادي تقدير القناة على مستوى المستقبلات. إضافة إلى ذلك تبين النتائج الاستفادة من البنية الغير متعامدة لل-OFDM IDMA بالمقارنة بالبنية متعامدة ك OFDMA، هذه الأفضلية تعود أساسا لمكاسب متعددة ( Multi User Gain , MUG).

## REMERCIEMENTS

**N**OUS remercions tout d'abord ALLAH qui nous a donné la force et le courage pour terminer nos études et élaborer ce travail.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Détection Information et Communication (DIC) du département d'Electronique, de l'université Saad Dahlab de Blida 1 , sous la direction de Monsieur A.Anou, Maitre de conférence au département d'Electronique et responsable de l'équipe de recherche Systèmes d'Informations et Communications (SIC) du laboratoire DIC. Je tiens à le remercier, pour son soutien et sa vision pragmatique des problèmes. En de nombreuses occasions, son recul et sa vision d'ensemble du monde des réseaux de communication mobile se sont avérés essentiels, pour trouver de nouvelles solutions et dégager des perspectives de recherches.

Je remercie Monsieur H.Meliani, Professeur au département d'Electronique, de l'USDB 1, pour avoir accepté de présider le jury de thèse. J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

Mes remerciements vont également à Monsieur A.Benallal, Professeur au département d'Electronique, de l'USDB 1, ainsi que Monsieur D.Berkani, Professeur à l'ENP d'Alger et à Monsieur M.Halimi, Docteur et Directeur de recherche au Centre de recherche en technologies industrielles (CRTI), et à Madame L.FERHAT-HAMIDA épouse Fergani, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie HOUARI BOUMEDIENE (USTHB), pour m'avoir fait l'honneur d'examiné ce travail.

Enfin, je ne saurais terminer sans remercier l'ensemble des collègues et amis qui m'ont aidé et supporté. Je citerai tout particulièrement : Abedallah,Boualem,Bakir,....

## TABLE DES MATIERES

|   |     |
|---|-----|
| DEDICACES   | 1   |
| RESUME  | 2   |
| REMERCIEMENTS   | 5   |
| TABLE DES MATIERES  | 6   |
| LISTE DES FIGURES   | 7   |
| LISTE DES TABLEAUX  | 10  |
| INTRODUCTION  | 12  |
| 1. CDMA ET DETECTION MULTI-UTILISATEURS                           | 18  |
| 1.1 Modèle du système   | 19  |
| 1.2 Détecteur conventionnel                                       | 19  |
| 1.3 Détection multi-utilisateurs en CDMA                          | 20  |
| 1.4 Turbo détection CDMA  | 26  |
| 1.5 Traitement sur canal multi-trajets                            | 27  |
| 1.6 Détection aveugle   | 31  |
| 1.7 Conclusion  | 35  |
| 2. ÉTUDE DE LA TECHNIQUE D'ACCES IDMA                             | 36  |
| 2.1 État de l'art sur la technique IDMA                           | 36  |
| 2.3 Technique d'accès multiple par entrelacement                  | 39  |
| 2.4 Traitement sur un canal multi-trajets                         | 50  |
| 2.6 Détection multi – utilisateurs aveugle pour les systèmes IDMA | 55  |
| 2.7 Comparaison avec d'autres techniques d'accès multiples        | 58  |
| 2.8 Conclusion  | 60  |
| 3. SIMULATIONS ET RESULTATS                                       | 61  |
| 3.1 Performances de la technique CDMA                             | 61  |
| 3.2 Performances de la technique IDMA Versus CDMA                 | 68  |
| 3.3 Performances dans le contexte d'une transmission sans fil     | 70  |
| 3.4 Détection multi – utilisateurs aveugle                        | 75  |
| 3.5 Etude comparative des algorithmes de détection proposés       | 83  |
| 3.6 Conclusion  | 99  |
| CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES                               | 101 |
| APPENDICE   | 105 |
| REFERENCES  | 109 |

## LISTE DES FIGURES

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Figure 1    | Orthogonal et Non-Orthogonal accès multiple.   | 13 |
| Figure 2    | Structure de la thèse.   | 16 |
| Figure 1.1  | Structure de l'émetteur/récepteur du système CDMA.   | 20 |
| Figure 1.2  | Structure du détecteur conventionnel .   | 22 |
| Figure 1.3  | Structure du détecteur à annulation successive des interférences.  | 24 |
| Figure 1.4  | Structure du détecteur à annulation parallèle des interférences.   | 25 |
| Figure 1.5  | Structure du détecteur à retour de décision.   | 26 |
| Figure 1.6  | Structure du détecteur Turbo – CDMA.   | 27 |
| Figure 1.7  | Structure de l'émetteur/récepteur du système OFDM – CDMA.  | 29 |
| Figure 1.8  | Structure de l'émetteur/récepteur du système CDMA MIMO – OFDM.   | 30 |
| Figure 1.9  | Structure de l'étalement dans le système CDMA MIMO – OFDM.   | 31 |
| Figure 1.10 | Principe de la séparation par analyse en composantes indépendantes.  | 34 |
| Figure 2.1  | Structure du système IDMA pour $K$ utilisateurs.   | 41 |
| Figure 2.2  | Structure des émetteurs pour (a) CDMA, (b) IDMA.   | 42 |
| Figure 2.3  | Structure du récepteur IDMA pour $K$ utilisateurs.   | 44 |
| Figure 2.4  | Schéma du décodeur avec un ensemble de désétalement et décodage de canal pour un utilisateur $k$ quelconque. | 49 |
| Figure 2.5  | Schéma du décodeur avec un simple désétalement pour un utilisateur $k$ quelconque.                           | 50 |
| Figure 2.6  | Structure de l'émetteur/récepteur du système OFDM – IDMA.  | 52 |
| Figure 2.7  | Architecture du récepteur OFDM – IDMA à base du détecteur ICA.   | 59 |
| Figure 3.1  | Organigramme de la procédure retenue dans les simulations.   | 62 |

|             |   |    |
|-------------|---|----|
| Figure 3.2  | Performances de MUD en fonction de nombre d'utilisateurs pour SNR =5dB.   | 63 |
| Figure 3.3  | Performances de MUD dans un canal AWGN pour K = 12.   | 64 |
| Figure 3.4  | Performances de MUD sur un canal à évanouissement.  | 64 |
| Figure 3.5  | Performances de MUD pour le système OFDM-CDMA.  | 65 |
| Figure 3.6  | Performance du système CDMA MISO – OFDM avec un détecteur MMSE.   | 66 |
| Figure 3.7  | Performance du système CDMA MIMO – OFDM avec un détecteur MMSE.   | 67 |
| Figure 3.8  | Performances de MUD pour le système CDMA MISO-OFDM.   | 68 |
| Figure 3.9  | Comparaison des performances de systèmes IDMA et CDMA.  | 69 |
| Figure 3.10 | Comparaison des performances de systèmes IDMA, cI-CDMA et CDMA ESE.   | 69 |
| Figure 3.11 | Comparaison des performances de systèmes OFDM – IDMA et OFDM – CDMA MMSE.   | 72 |
| Figure 3.12 | Comparaison des performances de systèmes IDMA et OFDM – IDMA.   | 72 |
| Figure 3.13 | Performances du système OFDM – IDMA pour différents nombre de trajets.  | 74 |
| Figure 3.14 | Évanouissement du canal Rayleigh en fonction de la vitesse du mobile.   | 74 |
| Figure 3.15 | Performance du système OFDM – IDMA en fonction de la vitesse du mobile.   | 75 |
| Figure 3.16 | Comparaison des performances de systèmes OFDM – IDMA et OFDMA.  | 76 |
| Figure 3.17 | Performances du détecteur ICA dans un système CDMA en fonction de nombre d'utilisateurs pour SNR = 6dB.                       | 77 |
| Figure 3.18 | Comparaison des performances de détecteurs ICA et noisy – ICA dans un système CDMA.   | 78 |
| Figure 3.19 | Performances du détecteur ICA dans un système CDMA MIMO –OFDM pour différents nombres d'antennes en émission et en réception. | 79 |
| Figure 3.20 | Comparaison des performances de détecteurs ICA et ICA – MMSE dans un système CDMA MIMO – OFDM.                                | 79 |

|             |  |    |
|-------------|--|----|
| Figure 3.21 | Comparaison des performances de détecteurs ICA et noisy – ICA dans un système CDMA MIMO – OFDM $K = 15$ , $SF = 63$ .  | 80 |
| Figure 3.22 | Comparaison des performances de détecteurs IDMA ICA et OFDM –IDMA ICA.   | 81 |
| Figure 3.23 | Performances du détecteur noisy – ICA dans un système OFDM –IDMA.  | 82 |
| Figure 3.24 | Comparaison des performances de détecteurs à base ICA en fonction du nombre d'itérations de turbo décodeurs.   | 83 |
| Figure 3.25 | Comparaison des performances de détecteurs à base ICA en fonction du nombre d'itérations d'algorithme FastICA.   | 84 |
| Figure 3.26 | Comparaison de la complexité des systèmes OFDM–IDMA, OFDM–CDMA et IDMA.  | 86 |
| Figure 3.27 | Comparaison des performances de l'algorithme ICA– MMSE proposé et des algorithmes à base CMA, pour un système MC–CDMA, ( $K = 10$ , $\tau = 32.26\%$ ).            | 94 |
| Figure 3.28 | Comparaison des performances de l'algorithme ICA– MMSE proposé et de l'algorithme semi–aveugle et RLS pour un système MC–CDMA, ( $K = 15$ , $\tau = 48.39\%$ ).    | 95 |
| Figure 3.29 | Comparaison des performances de l'algorithme noisy– ICA proposé et de l'algorithme MMSE assisté par ICA et CMOE pour un système MC– CDMA, ( $K=15,\tau=23.44\%$ ). | 96 |
| Figure 3.30 | Comparaison des performances de l'algorithme ICA proposé et de l'algorithme ESE , ( $K = 16$ , $\tau = 50\%$ ).  | 97 |
| Figure 3.31 | Temps d'exécution moyen de l'algorithme ICA–MMSE pour différents utilisateurs.   | 98 |
| Figure 3.32 | Comparaison du temps d'exécution des algorithmes de détection proposés   | 98 |

## LISTE DES TABLEAUX

|               |  |    |
|---------------|--|----|
| Tableau 2. 1  | Comparaison entre l’IDMA et les autres systèmes d’accès multiples  | 60 |
| Tableau 3. 1  | Paramètres de simulation pour les différents détecteurs OFDM –CDMA   | 66 |
| Tableau 3. 2  | Paramètres de simulation du système OFDM – IDMA  | 76 |
| Tableau 3. 3  | Comparaison de la complexité des systèmes OFDM–IDMA, OFDM–CDMA et IDMA   | 85 |
| Tableau 3. 4  | Comparaison entre les architectures d’accès multiple hybride   | 86 |
| Tableau 3. 5  | Complexité calculatoire des différents algorithmes de détection aveugles proposés                                      | 89 |
| Tableau 3. 6  | Comparaison entre la complexité calculatoire de JADE , INFOMAX, ICAR et les algorithmes de détection aveugles proposés | 89 |
| Tableau 3. 7  | Comparaison des performances des algorithmes noisy–ICA et ICA pour les différents systèmes                             | 91 |
| Tableau 3. 8  | Influence du nombre d’utilisateurs sur les performances des algorithmes noisy–ICA et ICA                               | 92 |
| Tableau 3. 9  | Comparaison des performances des algorithmes ICA – MMSE et ICA pour les systèmes CDMA et CDMA MIMO– OFDM               | 92 |
| Tableau 3. 10 | Influence du nombre d’utilisateurs et la diversité spatiale sur les performances des algorithmes ICA – MMSE et ICA     | 92 |
| Tableau 3. 11 | Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et des algorithmes à base CMA                           | 93 |
| Tableau 3. 12 | Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et de l’algorithme semi–aveugle et RLS                  | 94 |
| Tableau 3. 13 | Comparaison des performances de l’algorithme noisy– ICA proposé et de l’algorithme MMSE assisté par ICA et CMOE        | 95 |
| Tableau 3. 14 | Comparaison des performances de l’algorithme ICA proposé et de l’algorithme ESE  | 97 |

## INTRODUCTION

**A**u cours des vingt dernières années, la technologie des systèmes de communication sans fil s'est développée à un rythme rapide à cause du développement potentiel de nouvelles applications telles que l'internet des objets (IoT : Internet of Things). Les exigences en terme des débits de transmissions et de la qualité de service (QoS) sont constamment revues et améliorées afin de s'assurer que les utilisateurs obtiennent la satisfaction souhaitée de leur expérience de communication sans fil. Les systèmes et les réseaux de communication sans fil devront devenir de plus en plus efficaces et souples afin de compenser la disponibilité limitée du spectre radiofréquence (RF) en raison de diverses réglementations. En outre, les utilisateurs mobiles nécessitent des techniques de détection moins complexes pour maximiser la durée de vie de la batterie. Pour répondre à toutes ces exigences, il faut un moyen efficace pour partager les ressources ou un schéma d'accès multiple. Ce dernier est défini par la façon dont le spectre radiofréquence est divisé en canaux qui sont attribués aux nombreux utilisateurs du système[1][2]. Nous pouvons classer les techniques d'accès multiple en orthogonal OMA (Orthogonal Multiple Access) et non-orthogonal NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access). Dans l'approche orthogonale, les signaux de différents utilisateurs sont orthogonaux l'un à l'autre, c'est-à-dire, leur intercorrélation est nulle. Dans l'OMA, chaque utilisateur a un accès exclusif à la ressource radio, alors que chaque sous-canal de NOMA peut accueillir plus d'un utilisateur. Dans l'OMA, le nombre maximum d'utilisateurs pouvant accéder simultanément aux sous-canaux est limité par le nombre de sous-canaux. Par contre, le nombre d'utilisateurs simultanément multiplexés dans NOMA peut être largement augmenté (comme le montre la figure 1)[3][4].

Parmi les techniques d'accès multiple orthogonales nous trouvons la FDMA (Frequency Division Multiple Access) ou AMRF (Accès Multiple à Répartition en Fréquence), qui consiste à partager la bande de fréquence aux différents utilisateurs, c'est la technique la plus ancienne qui était la seule lorsque le téléphone était purement analogique. Nous pouvons citer dans la même catégorie la TDMA (Time Division Multiple Access) ou AMRT (Accès Multiple à Répartition en Temps), qui consiste à diviser l'intervalle de temps, elle est utilisée dans la plupart des systèmes radio-mobiles de 2<sup>ème</sup> génération. Généralement ces

deux techniques sont combinées pour une excellente utilisation et du temps et de la bande de fréquence car dans la technique FDMA le spectre alloué à l'utilisateur est abandonné lorsque celui-ci ne l'exploite pas et de même dans la technique TDMA ou le temps est épuisé au cas ou l'utilisateur concerné n'émet pas. Les techniques d'accès non-orthogonales permettent une intercorrélation non-nulle entre les signaux de différents utilisateurs, comme le cas pour la technique CDMA (Code Division Multiple Access) ou AMRC (Accès Multiple à Répartition en Code) qui repose sur la notion d'étalement de spectre; cette technique bénéficie d'une attention toute particulière liée à sa très grande efficacité spectrale [5], qui lui vaut de figurer dans plusieurs normes (IS-95, UMTS, IMT-2000)[6][7].

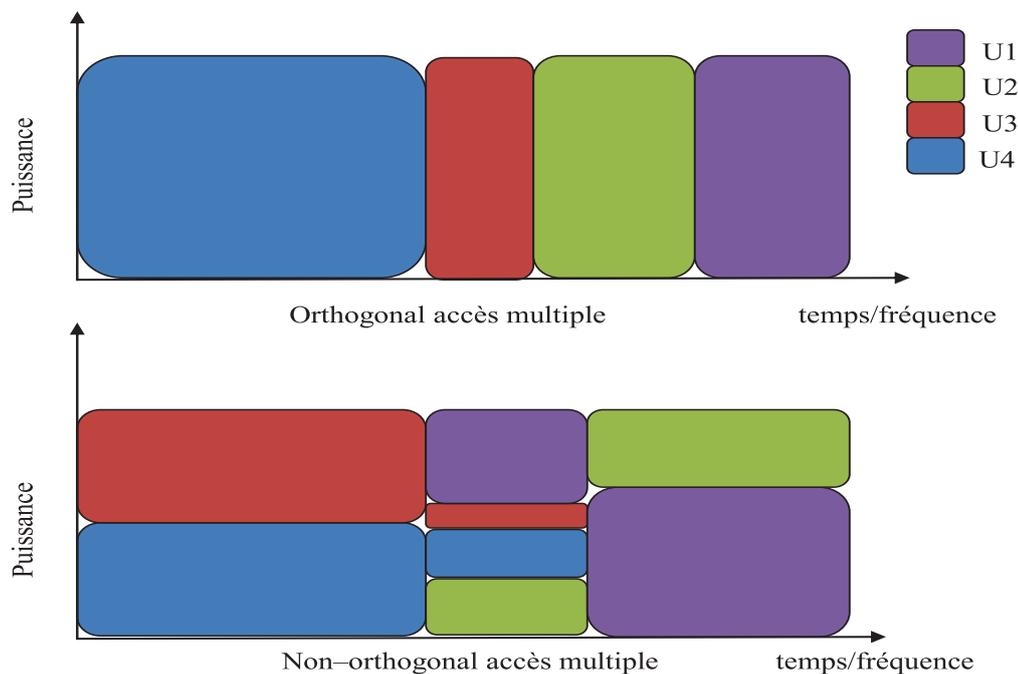


Figure 1 : Orthogonal et Non-Orthogonal accès multiple.

### 0.1 Problématique et objectifs

Dans la transmission CDMA, tous les utilisateurs partagent les mêmes ressources temporelles et fréquentielles ces derniers possèdent des codes<sup>1</sup> qui assurent leurs séparations au niveau du récepteur. Ainsi, le signal utile d'un utilisateur donné est soumis aux distorsions du canal de transmission, mais aussi aux contributions des autres utilisateurs ou bien les interférences à accès multiple (Multiple Access Interference ou MAI). Ces interférences sont vues comme l'une des principales limitations de performances pour les systèmes CDMA qui

1. Certains auteurs utilisent le terme (code signature), d'autres utilisent (code/séquence d'étalement). Dans cette thèse, (code signature) et (code/séquence d'étalement) sont utilisés pour désigner un code distinct de chaque utilisateur dans un système CDMA.

résultent suite à leurs négligences par le détecteur mono-utilisateurs. Ce problème a donné naissance à une grande activité de recherche sous le nom de Détection Multi-Utilisateurs (MUD : Multi-User Detection). L'inconvénient principal de tels détecteurs est l'augmentation de la complexité comparée au détecteur conventionnel mono-utilisateur.

Le besoin lié au mécanisme alternatif pour la séparation des utilisateurs a été résolue par une nouvelle technique d'accès multiple baptisée IDMA pour Interleave Division Multiple Acces dans laquelle la même séquence d'étalement est utilisée pour tous les utilisateurs et les signaux des différents utilisateurs se distinguent par l'emploi de différents entrelaceurs au niveau chips. Cette technique est directement inspirée de recherches effectuées dans le domaine de la théorie de l'information sur l'accès multiple sur canal gaussien [5][8]. Les entrelaceurs attribués à chaque utilisateur sont générés de façon aléatoire et indépendante. Le système utilise un récepteur basé sur le principe Turbo, qui permet de supprimer itérativement les interférences multi-utilisateurs par un échange d'informations entre le détecteur et le décodeur de canal. Grâce aux entrelaceurs et à ce traitement itératif à la réception, le système IDMA est capable de combattre efficacement les interférences d'accès multiple ainsi que les interférences entre symboles.

D'autre part, La technologie de modulation multi – porteuses orthogonale, ou encore multiplexage orthogonal par répartition de fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM), est une technique qui consiste à utiliser plusieurs porteuses pour transmettre l'information. Cette technique de modulation a apporté une solution qui minimise les déformations dues aux interférences entre symboles communément appelées ISI (Inter Symbole interférences), en outre, nous nous intéressons à cette technique en particulier pour sa propriété d'orthogonalité qui est implémentée afin de combattre les effets de canal multi-trajets à évanouissements.

Dans un contexte multi-utilisateurs, il semble que la combinaison entre le système d'accès multiple IDMA avec la technique OFDM peut offrir une approche prometteuse pour une efficacité spectrale et une détection optimale dans la nouvelle génération des systèmes de télécommunications mobiles et sans fil. Le récepteur OFDM – IDMA est capable de combattre efficacement les interférences MAI et ISI, en les traitants indépendamment cela par extrait des avantages des deux techniques[9]. L'opération de modulation sur des sous-porteuses orthogonales nous permet de diminuer les interférences ISI. Par ailleurs le détecteur de la partie IDMA effectue l'annulation des interférences MAI. De plus, depuis quelques années, les techniques multi-antennes sont envisagées comme solution potentielle pour augmenter le débit des futurs systèmes de communications sans fils. L'utilisation de la technique multiennes MIMO (Multiple Input, Multiple Output) vient accroître l'efficacité en offrant plusieurs autres chemins possibles pour le signal, augmentant la fiabilité des transmissions.

Les systèmes actuels considèrent que le canal de transmission est connu en émission et en réception, c'est-à-dire la connaissance à priori de l'état du canal CSI (Channel State Information) est supposée. Dans la réalité, le canal de transmission devrait être estimé au moins en réception. Cependant, des résultats récents montrent que les systèmes utilisant les séquences d'apprentissage sont sous-optimaux, particulièrement en termes de rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) et d'efficacité spectrale. De plus, cette approche réduit le flux des informations dans le système. Les méthodes dites aveugles soulèvent un vif intérêt depuis plus de deux décennies car elles consistent à estimer les signaux d'intérêt sans connaissance a priori des séquences d'apprentissage ou des signatures, mais uniquement à partir des observations disponibles à la réception. Parmi les méthodes aveugles, la méthode statistique émergente analyse en composantes indépendantes qui sera utilisée en réception afin d'éviter la contrainte CSI. L'objectif étant d'exploiter les particularités de ces systèmes de communications par plusieurs algorithmes de détection, et dans diverses configurations et conditions de transmissions (évanouissement, MAI, effet doppler, effet d'éblouissement ... etc.). Parmi les détecteurs que nous avons proposés, nous trouvons ( ESE , détection aveugle, MMSE,ZF,MF,PIC-SIC,...).

## 0.2 Organisation de la thèse

Afin de rendre la compréhension plus aisée de cette thèse, une représentation schématique de sa structure est proposée à la figure 2.

Dans le but d'établir les contraintes de performances que doivent réaliser les techniques MUD à proposer, le chapitre 1 permet de comprendre le mode de fonctionnement d'un système CDMA et de poser le modèle mathématique de chacun des blocs qui le constitue. Nous introduisons le détecteur conventionnel qui ignore l'effet d'interférence entre les utilisateurs. Nous présenterons le premier détecteur découvert basé sur le maximum de vraisemblance également nommé le détecteur optimal. Afin de réduire la complexité de détecteur optimal, une variété de récepteurs sous-optimaux sont proposés tels que les détecteurs linéaires et non-linéaires. Enfin, nous présenterons l'implémentation des MUD dans un contexte aveugle et particulièrement ceux qui emploient l'analyse en composante indépendante. Le deuxième chapitre sera dédié à décrire les principes de transmission et de détection des systèmes IDMA, où les entrelaceurs aléatoires au niveau de chips sont les seuls moyens de séparation d'utilisateurs. Pour commencer, nous donnerons un état de l'art sur la technique IDMA et de l'entrelacement. Nous décrirons les différents types de techniques employés pour un traitement sur un canal multi-trajets. Plus spécifiquement nous présenterons les techniques hybrides telles que OFDM-IDMA, OFDMA. De plus, nous présenterons les algorithmes de détection aveugle basées sur l'analyse en composante indépendante dans le contexte IDMA. Enfin, une évaluation comparative entre la technique IDMA et d'autres techniques d'accès

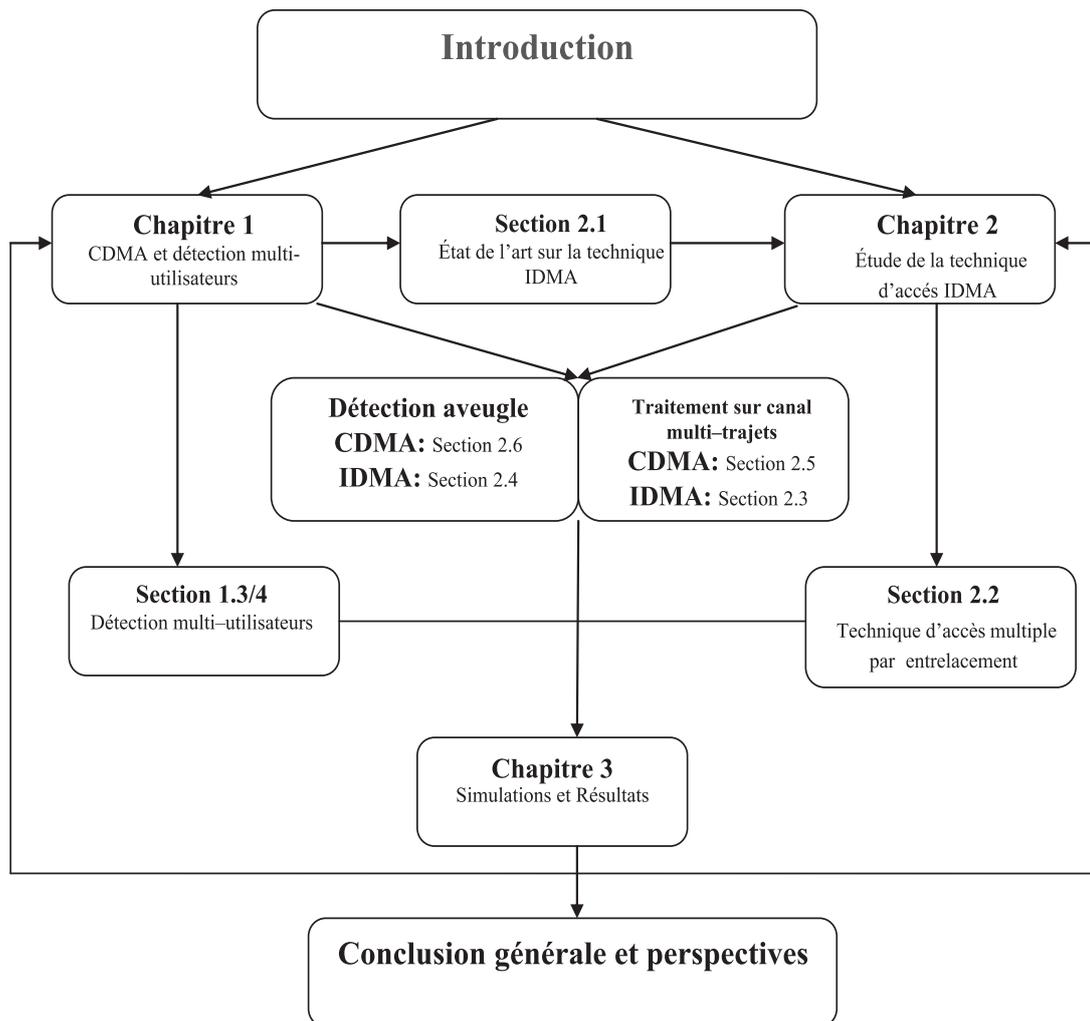


Figure 2 : Structure de la thèse.

multiple. le dernier chapitre est entièrement dédié à la comparaison numérique des différentes techniques de détections des systèmes que nous avons présentés durant de cette thèse. Nous rappelons que chaque détecteur proposé a déjà été étudié indépendamment, selon certains aspects, dans les chapitres 1 et 2. L'objectif maintenant est d'examiner les avantages et inconvénients de chaque détecteur dans un cadre commun de simulations ce qui permettra une comparaison facile et honnête. Tous les détecteurs proposés durant cette thèse seront évidemment évalués par leurs capacités à éliminer les interférences MAI et les ISI et de répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil en terme de capacité du système et de débit de transmission de donnée, ils doivent également être évalués, généralement avec des tests de taux d'erreur de bit (Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruit.

Le manuscrit est terminé par une conclusion générale résumant les objectifs atteints dans le cadre de cette thèse ainsi que les perspectives futures envisagées. Certains des travaux présentés ici ont déjà fait l'objet de publications dans plusieurs journaux et conférences internationales :

### Publications Internationales

- (1) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, "Blind detection in cdma context of compound system mimo- ofdm," *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, vol. 6, pp. 139– 147, Octobre 2010
- (2) **E. H. Meftah** and A. Anou, "Impact of interleaver design on the efficiency of a hybrid multi- access systems," *Journal of Automation and System Engineering (JASE)*, vol. 6, pp. 73– 83, June 2012

### Conférences Internationales

- (1) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, «Étude de la technique OFDM-IDMA sur un canal surchargé en utilisateur," *The 2nd International Conference on signal, image, vision and their applications SIVA'11*, November 21– 24, 2011, Guelma Algeria.
- (2) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, " OFDM-IDMA versus OFDMA :Performance Evaluation for fading multipath channels ," *the 2nd International Congress on Telecommunication and Application ICTA'12*, 11-12 APRIL 2012, Bejaia, Algeria.
- (3) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, " Analysis And Performance of A Hybrid Multiple Access Scheme With Iterative Interference Cancellation ," *the second International Conference on Information Processing and Electrical Engineering'12*, 14-16 Avril 2012 , Tebessa, Algeria.
- (4) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, " An application of ICA-based detection to OFDM-IDMA system,". In : *Microelectronics (ICM12)*, 24th I EEE International Conference., Algiers, Dec 16-20 2012, pp 1-4
- (5) **E. H. Meftah**, A. Anou, and M. Bensebti, " Étude de la Performance de la Technique d'Accès multiple IDMA dans un Environnement MIMO," *The International Conference On Electronics & Oil : From Theory To Applications ICEO'13*, March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria

## CHAPITRE 1

### CDMA ET DÉTECTION MULTI-UTILISATEURS

UNE des techniques d'accès multiples les plus prometteuses pour les systèmes de communication sans fil est la technique CDMA. Cependant, le système CDMA subit des interférences d'accès multiples (Multiple access interference : MAI) en raison de la non-orthogonalité de signatures des différents utilisateurs. Ce problème peut être atténué par l'utilisation de techniques de détection multi-utilisateurs (Multi-User Detection : MUD). Ces techniques n'exigent que la connaissance des paramètres de l'utilisateur désiré. L'idée de base de la détection multi-utilisateurs consiste à estimer les interférences causées par les autres utilisateurs dans le but de les éliminer et par conséquent augmente la capacité du système. Dans le même contexte elle traite efficacement l'effet d'éblouissement où bien le proche/lointain (Near Far Effect : NFE) dans la voie montante. D'autre part dans un environnement multi-trajets cette technique devient un outil de lutte contre l'interférence entre symboles (Intersymbol Interference : ISI).

Ce chapitre décrit de façon générale, les techniques de détection multi-utilisateurs dans les systèmes CDMA. Dans ce but, un bref aperçu du modèle de signal CDMA est donné dans la section 1.1. Dans la section 1.2 nous introduisons le détecteur conventionnel qui ignore l'effet d'interférence entre les utilisateurs. Dans la section 1.3, nous décrivons les différents détecteurs multi-utilisateurs issus de la littérature, nous présenterons le premier détecteur découvert basé sur le maximum de vraisemblance également nommé le détecteur optimal. Afin de réduire la complexité du détecteur optimal, une variété de récepteurs sous-optimaux sont proposés tels que les détecteurs linéaires et non-linéaires. Dans la section 1.4, nous décrivons la structure turbo-détecteur CDMA qui combine la turbo détection et la détection multi-utilisateurs. La section 1.5 traite les détecteurs utilisés afin de combattre l'effet de trajet multiple en exploitant les techniques de diversité. Dans la section 1.6, nous présenterons l'implémentation des MUD dans un contexte aveugle (Les Informations de l'état du canal (Channel State Information :CSI) ne sont pas parfaitement connues) et particulièrement

ceux qui emploient l'analyse en composante indépendante (ACI où en anglais : Independent Component Analysis : ICA).

### 1.1 Modèle du système

Le CDMA est un système d'accès multiples qui bénéficie de l'aspect aléatoire des signaux à spectre étalé de différents utilisateurs. Ceci est bien adapté pour la communication en voie montante où les utilisateurs émettent leurs signaux de façon asynchrone. L'idée générale de la détection CDMA est d'utiliser de bonnes propriétés d'autocorrélation de la séquence pseudo-aléatoires (Pseudo Noise : PN) de l'utilisateur désiré, afin d'obtenir une synchronisation initiale et d'exploiter les propriétés des interférences pour démoduler son signal. Tout au long de la thèse, un modèle de système CDMA synchrone est supposé (voir la figure 1.1). Le signal reçu peut être représenté sous forme matricielle par [10][11]

$$r = CA b + n \quad (1.1)$$

où  $r = [r_1, r_2, \dots, r_{SF}]$  est le vecteur de signal reçu,  $C$  est la matrice des séquences d'étalement des utilisateurs de taille  $SF \times K$ ,  $A$  est une matrice diagonale de dimensions  $K \times K$  dont chaque élément représente le niveau du signal de l'utilisateur  $k$ .  $b = [b_1, b_2, \dots, b_k, \dots, b_K]$  est le vecteur de données émis et  $b_k$  est le vecteur du signal émis de  $k^{ième}$  usager, avec  $k = 1, 2, \dots, K$ , et  $n$  est le vecteur du bruit de taille  $SF \times 1$ <sup>1</sup> qui perturbe le signal à la réception, généralement considéré comme additif et gaussien (Additive white Gaussian noise : AWGN) de moyen nulle et de variance  $\sigma^2$ . L'objectif de la détection CDMA est d'obtenir la meilleure estimation du vecteur de données émis  $b$  à partir du vecteur de signal reçu donné  $r$ [12].

### 1.2 Détecteur conventionnel

La façon la plus simple d'obtenir l'estimation des données consiste à corrélérer le signal reçu avec les séquences d'étalement des utilisateurs générés localement et à additionner la sortie sur une période de symbole. Ce processus est désigné par le détecteur conventionnel (Matched Filter :MF), il inverse les opérations d'étalement effectuées aux émetteurs et fournit des estimations douces du vecteur de données des différents utilisateurs  $\hat{b}$ . Pour une modulation BPSK cela peut être écrit comme :

$$\hat{b} = \text{sign} \{ R A b + n \} \quad (1.2)$$

La fonction  $\text{sign} \{ x \}$  est définie comme suit :

---

1.  $SF$  = Le facteur d'étalement (Spreading Factor) représente la longueur de la séquence d'étalement.

$$\text{sign}\{x\} = \begin{cases} +1, x \geq 0 \\ -1, x < 0 \end{cases}$$

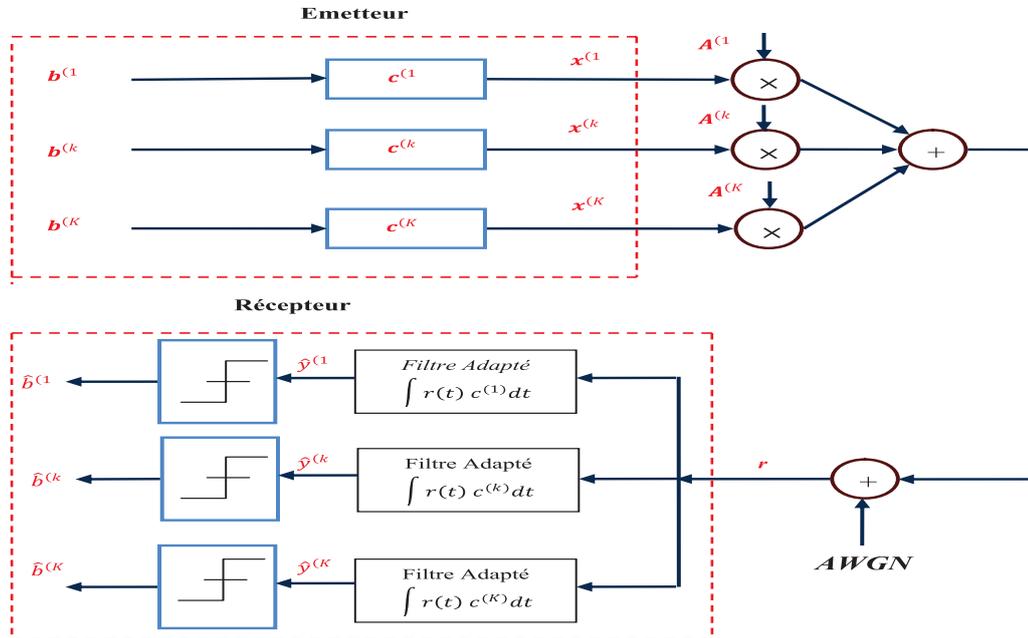


Figure 1.1 : Structure de l'émetteur/récepteur du système CDMA.

où  $R = CC^T \neq I$  est la matrice d'inter-corrélation. Nous observons que la matrice de corrélation affecte la décision des symboles transmis. C'est-à-dire que le détecteur conventionnel est vulnérable aux interférences d'accès multiples, en particulier dans un système asynchrone, car il n'est pas possible de concevoir des séquences d'étalement pour chaque utilisateur qui doivent être orthogonales pour tous les décalages temporels. Ainsi, la puissance d'interférences d'accès multiples devient plus forte avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs dans le système. Par conséquent, le MAI est inévitable dans un système asynchrone avec un détecteur conventionnel[11][12].

### 1.3 Détection multi-utilisateurs en CDMA

En raison des problèmes mentionnés ci-dessus, différents types de détecteurs ont été dérivés. Ces détecteurs ne traitent pas les autres utilisateurs comme des interférences / bruits, mais comme des signaux désirés, et la procédure de détection vise à détecter toutes les données de tous les utilisateurs conjointement et simultanément. Ces détecteurs sont connus sous le nom de détecteurs multi-utilisateurs (MUD). Dans ce type de détection, les informations de CSI sont utilisées conjointement pour une meilleure détection de données

de chaque utilisateur. En outre, une hypothèse importante dans ce type de détection est la connaissance préalable des codes d'étalement d'utilisateurs multiples au niveau du récepteur.

### 1.3.1 Détecteur optimal

La théorie du détecteur optimal appliquée à une transmission multi-utilisateurs a été développée en 1986 par Verdú dans le cas d'une transmission synchrone sur un canal sans distorsions. Sa mise en œuvre est souvent d'une complexité prohibitive (elle croît exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs  $K$ ). En effet, d'une façon générale, le détecteur optimal consiste à déterminer le vecteur des symboles  $b_{opt}$  associés aux  $K$  utilisateurs selon le critère [12][11] :

$$b_{opt} = \arg \max_{b \in \Omega} [2b^T Ar - b^T ARAb] \quad (1.3)$$

Où  $\Omega$  désigne l'alphabet des symboles émis de  $2^K$  possibilités. Nous pouvons constater que cette méthode bien optimale nécessite une complexité de calcul de l'ordre exponentiel au nombre d'utilisateurs  $K$ . Ce détecteur contient un banc de filtres adaptés associé à un algorithme de Viterbi basé sur le critère du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood : ML). En raison de sa complexité énorme, le détecteur optimal n'est pas pratique malgré ses performances. Cet inconvénient rend la recherche pertinente sur les détecteurs sous-optimaux étudiés dans la suite.

### 1.3.2 Détecteurs linéaires

Les détecteurs linéaires sont généralement beaucoup moins complexes que le détecteur optimal, ce qui les rend pratiques pour la plupart des applications. Ce groupe de détecteurs réduit les interférences en appliquant une transformation linéaire au vecteur de sortie du détecteur CDMA conventionnel (voir la figure 1.2). Ainsi, l'estimation de chaque bit de données peut être exprimé comme suit[13] :

$$\hat{b} = \text{sign} \{Ly_{MF}\} \quad (1.4)$$

Où  $L$  est la transformation linéaire et  $y_{MF} = RAb + n$  est le vecteur de sortie du détecteur CDMA conventionnel. Maintenant, nous examinons les deux détecteurs linéaires les plus courants, appelés le détecteur de décorrélateur et le détecteur multi-utilisateur à erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error : MMSE).

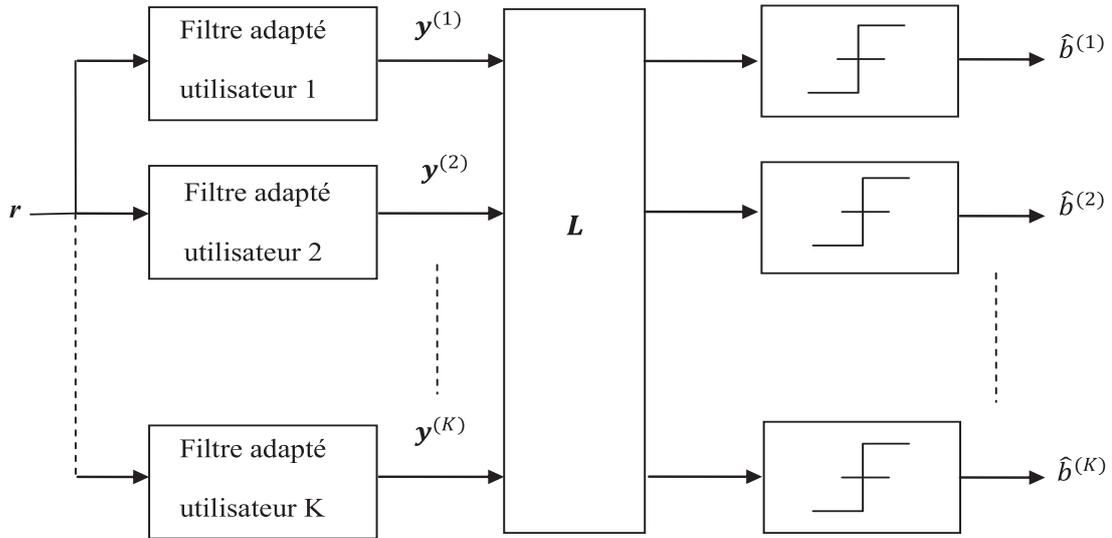


Figure 1.2 : Structure du détecteur conventionnel .

### 1.3.2.1 Détecteur décorrélateur

Le détecteur décorrélateur vérifiant le critère de forçage à zero ( Zero Forcing : ZF) applique l'inverse de la matrice de corrélation  $L = L_{ZF} = R^{-1}$  au vecteur de sortie du détecteur conventionnel. Nous obtenons alors[14][10] :

$$\hat{b}_{ZF} = R^{-1}y_{MF} = Ab + R^{-1}n \quad (1.5)$$

Nous voyons que le détecteur de décorrélateur élimine complètement les interférences d'accès multiples et il est insensible à l'effet de l'éblouissement (Near Far Effect : NFE) mais amplifie le niveau du bruit. Un autre inconvénient du détecteur est que les calculs nécessaires pour inverser la matrice  $R$  sont difficiles à effectuer en temps réel[10].

### 1.3.2.2 Détecteur à erreur quadratique moyenne

De façon similaire au détecteur décorrélateur, le détecteur MMSE applique une transformation linéaire à la sortie du détecteur conventionnel  $y_{MF}$  (voir la figure 1.2). Cependant, à la différence du décorrélateur, le détecteur MMSE prend en compte la puissance de bruit et utilise la connaissance de la puissance du signal reçu, qui nous permettra d'améliorer les

performances de détecteur décorrélateur. Le détecteur MMSE tente de trouver un compromis entre la suppression d'interférences d'accès multiples et la minimisation du bruit, en minimisant l'erreur moyenne quadratique causée par ces dernières [15]. Cette transformation est donnée par :

$$\hat{b}_{MMSE} = \underbrace{\left(R + \sigma^2 A^{-2}\right)^{-1}}_{L=L_{MMSE}} y_{MF} \quad (1.6)$$

D'après l'équation (1.6), si  $\sigma^2$  tend vers 0, le détecteur MMSE tend vers le décorrélateur, et que si  $\sigma^2$  tend vers l'infini, il tend vers le détecteur conventionnel. Toutefois, mis à part le calcul et l'inversion d'une matrice, son fonctionnement nécessite la connaissance des amplitudes des signaux transmis et de la puissance du bruit [16].

### 1.3.3 Détecteurs non linéaires

Cette classe de détecteurs applique un traitement non linéaire à la sortie du détecteur conventionnel  $y_{MF}$  [17]. Parmi ces détecteurs, nous trouvons :

#### 1.3.3.1 Détecteurs à annulation des interférences

Ce type de détecteur retranche les interférences d'accès multiples du signal reçu pour chaque utilisateur avant qu'il ne prenne une décision sur des données à la sortie des détecteurs. Nous distinguons deux types de détecteurs à annulation des interférences (Interference Cancellation : IC) : successif et parallèle [18].

**Détecteur à annulation successive des interférences:** Dans le détecteur à annulation successive des interférences (Successive Interference Cancellation : SIC), les signaux d'interférences sont estimés et classés en fonction de leur niveau de puissance (voir la figure 1.3). Le signal d'utilisateur avec la puissance maximale est retranché du signal des autres utilisateurs, ce processus est effectué pour tous les autres utilisateurs [14][19][11]. Dans l'équation (1.7) ci-dessous, le MAI dû aux utilisateurs les plus puissants a été soustrait de la sortie de filtre adapté reçue  $y_j$  du  $j^{i^{eme}}$  utilisateur pour détecter le bit  $\hat{b}$  :

$$\hat{b}_j = y_j - \sum_{k=j+1}^K A_k \rho_{kj} \hat{b}_k \quad (1.7)$$

Avec  $\rho_{kj}$  est défini comme l'intercorrélation entre la séquence d'utilisateur  $k$  et  $j$  telle que :

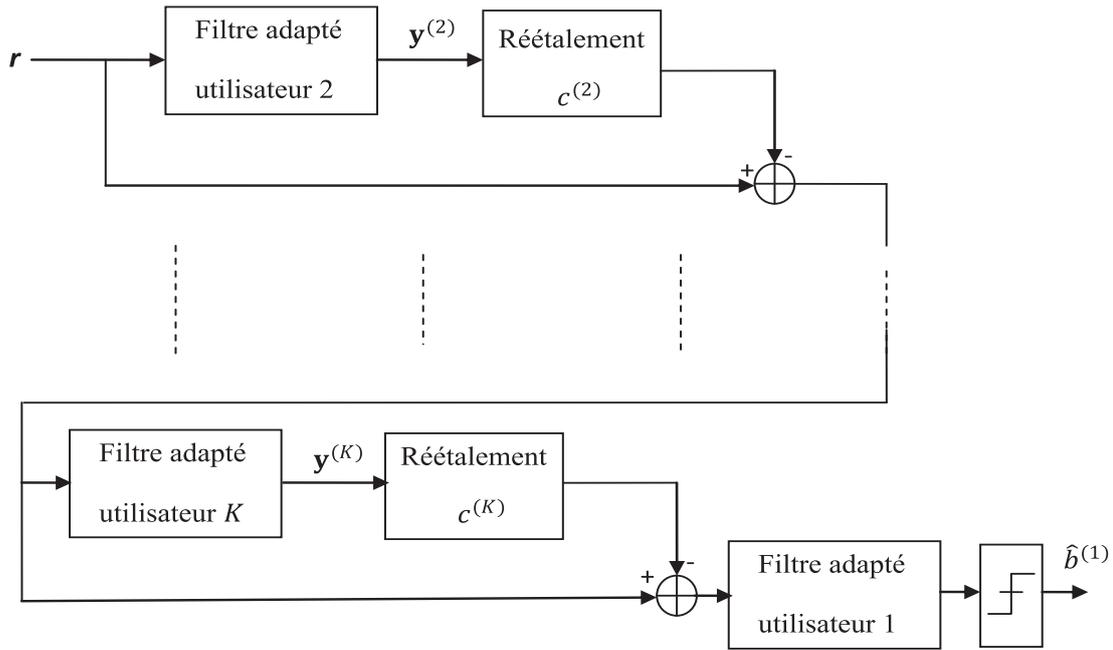


Figure 1.3 : Structure du détecteur à annulation successive des interférences.

$$\rho_{kj} = \langle c_k, c_j \rangle = \int_0^{Tb} c_k(t) \times c_j(t) dt \quad (1.8)$$

L'avantage du détecteur SIC réside dans sa capacité à détecter les signaux ayant de faibles puissances pouvant être affectés par l'effet proche-lointain. Par contre, seul le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence causée par les autres utilisateurs. En cas d'erreur lors de l'estimation de l'interférence des autres utilisateurs, cela peut représenter une imprécision qui pourrait se propager tout le long de la boucle d'annulation d'interférence [20].

**Détecteur à annulation parallèle d'interférences** Une autre méthode qui fonctionne mieux que SIC dans le cas où tous les utilisateurs sont reçus avec une puissance égale est l'annulation d'interférence en parallèle (Parallel Interference Cancellation : PIC) [21]. Contrairement au SIC, ce détecteur est basé sur un traitement parallèle de l'estimation et de la suppression de l'interférence. Il suit un processus itératif ainsi le vecteur de sortie à l'étage  $m + 1$  est alors décrit par [22] :

$$\hat{b}_k^{(m+1)} = y_k - \sum_{j \neq k}^K A_k \rho_{kj} \hat{b}_k^{(m)} \quad (1.9)$$

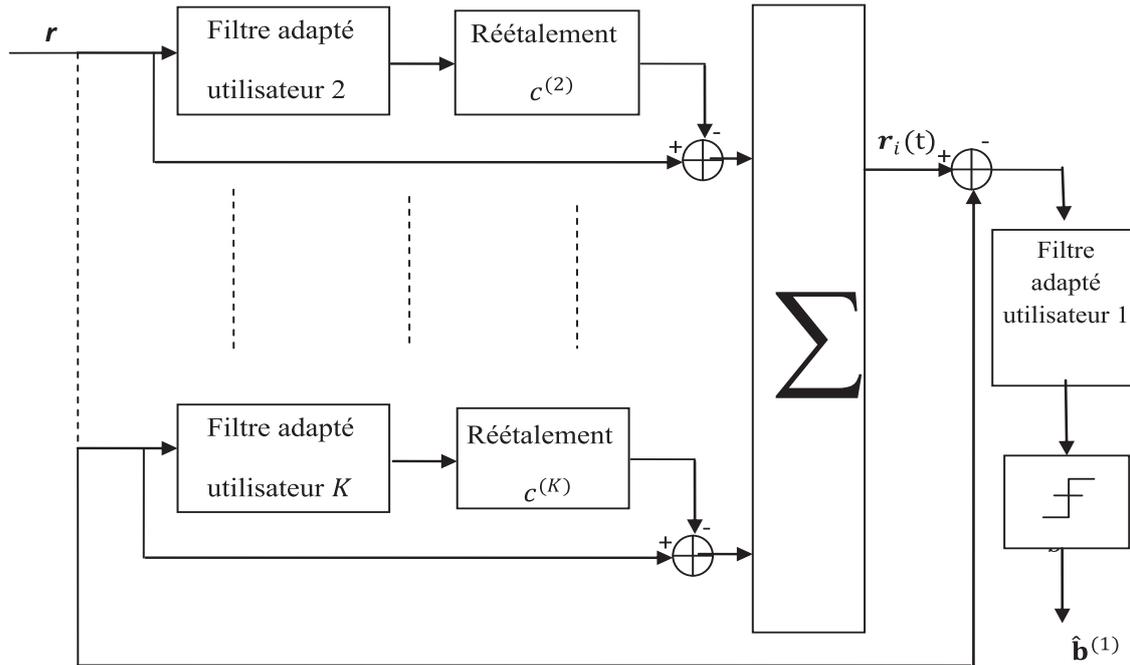


Figure 1.4 : Structure du détecteur à annulation parallèle des interférences.

Le détecteur PIC est plus compliqué à implanter que le détecteur SIC (voir la figure 1.4), car ce premier demande un nombre d'opérations de l'ordre de  $K^2$ , alors que ce dernier requiert seulement un nombre d'opérations de l'ordre de  $K$  [19]. Il est plus performant que le SIC quand tous les utilisateurs ont la même puissance. Par contre, quand l'éblouissement est fort, nous aurons tout intérêt à utiliser un détecteur SIC, qui convergera plus rapidement [23]

### 1.3.3.2 Détecteur à retour de décision

Afin d'améliorer les performances des égaliseurs linéaires, nous considérons une structure non-linéaire et appelée à retour de décision (Decision Feedback Equalizer : DFE) (voir la figure 1.5). Le détecteur DFE peut être interprété comme un détecteur à deux entrées. Il est à la fois alimenté par la sortie de filtre adapté reçue  $y_j$  et par les décisions passées sur le symbole  $\hat{b}_j$ . De part la construction de ce détecteur, le filtre retour  $F_R$  ne peut être que causal car il supprime l'interférence des symboles déjà détectés. La forme générale d'un détecteur à retour de décision successif est [8][11] :

$$\hat{b}_{DFE} = F_T \times y - F_R \times A\hat{b} \quad (1.10)$$

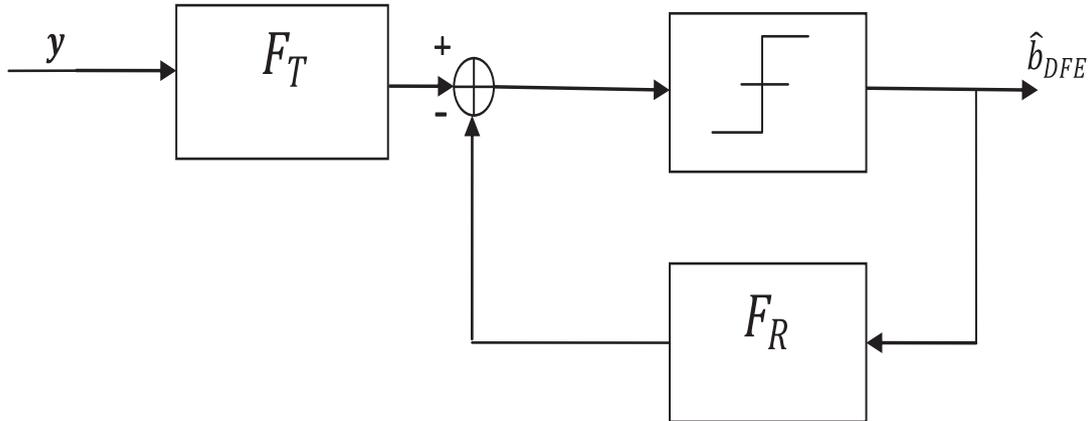


Figure 1.5 : Structure du détecteur à retour de décision.

Comme dans le cas de l'égaliseur linéaire, il existe deux approches différentes : Nous distinguons le DF-ZF et le DF-MMSE. Nous classons ici les utilisateurs par des puissances décroissantes, comme dans le cas du SIC, nous trouvons alors :

- Pour le détecteur DF-ZF :  $F_T = (L_{ZF}^{-1})^T$  et  $F_R = L_{ZF} - \text{diag}(L_{ZF})$
- Pour le détecteur DF-MMSE :  $F_T = (L_{MMSE}^{-1})^T$  et  $F_R = L_{MMSE} - \text{diag}(L_{MMSE})$

Le détecteur DF-ZF est meilleur que le détecteur ZF linéaire à partir du moment où les décisions correctes sont réinjectées dans le filtre de retour  $F_R$ . Le détecteur DF-MMSE réalise un compromis entre le détecteur conventionnel et le détecteur DF-ZF, comme dans le cas de détecteur MMSE linéaire[8].

#### 1.4 Turbo détection CDMA

La turbo détection consiste à traiter conjointement de la détection et du décodage, dans le but d'améliorer la suppression d'interférence entre l'utilisateur en exploitant l'information disponible au niveau du récepteur. En 1997, le principe de turbo détection a été adopté par les systèmes CDMA se basant sur un traitement itératif avec échange des informations douces entre le détecteur multiutilisateurs et les décodeurs de canal[24][25]. Dans un détecteur turbo-CDMA, présenté en figure 1.6, pour chacun des utilisateurs, un codeur de canal est suivi de l'opération d'étalement qui fournit des chips, traversant par la suite un

entrelaceur externe ( $\pi_k$ ) avant d'être envoyés sur un canal à accès multiple. Cette architecture est nommée CDMA à entrelacement chips (chips-Interleaved CDMA :cI-CDMA),elle utilise des entrelaceurs permettant de réduire considérablement la corrélation entre des chips rapprochés[26][15].

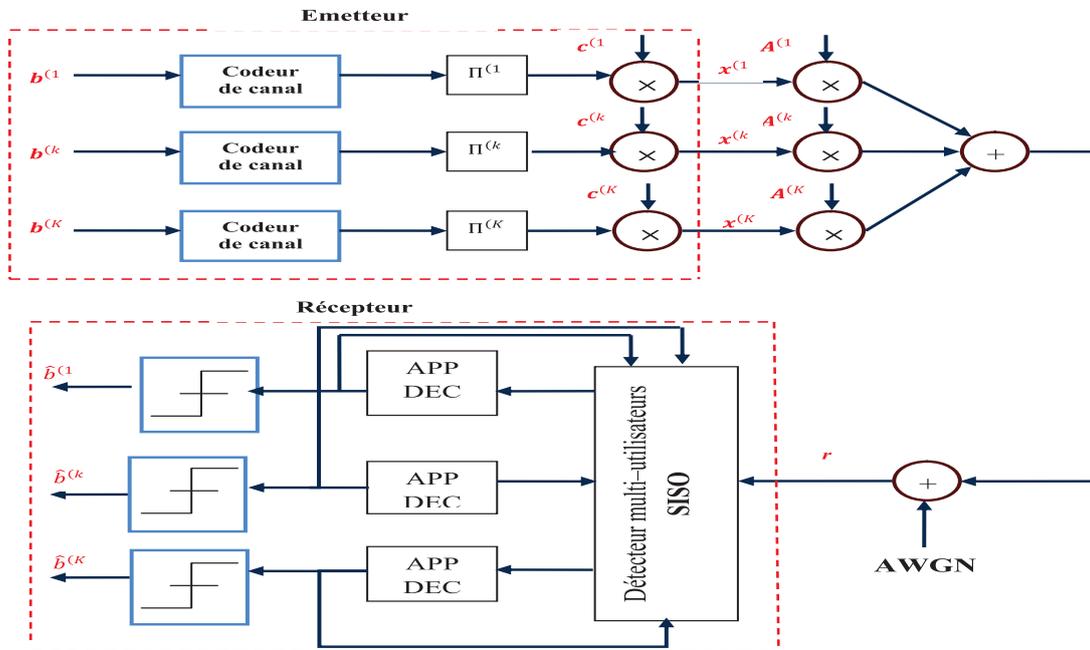


Figure 1.6 : Structure du détecteur Turbo – CDMA.

A la réception, la suppression d'interférence est effectuée conjointement avec le décodage dans un processus itératif, le turbo détecteur consiste en[27] :

- Un détecteur conventionnel afin d'offrir une première estimation des symboles transmis.
- Un détecteur multi-utilisateurs à entrée et sortie douce SISO (Soft Input Soft Output) dans le but de supprimer ou de réduire les effets du MAI et/ou ISI.
- Des décodeurs de canal à probabilité a posteriori ( A Posteriori Probability : APP) pour l'élimination des interférences afin de les soustraire au signal reçu.

### 1.5 Traitement sur canal multi-trajets

Dans cette section, nous présentons les techniques permettant de combattre les effets du canal multi-trajets à évanouissements et bénéficier de la diversité temporelle et fréquentielle, lors d'une transmission multi utilisateurs.

### 1.5.1 Multi porteuses avec accès multiple par répartition de code

L'implémentation d'un détecteur RAKE nécessite l'emploi de microprocesseurs des signaux numériques afin d'estimer de manière continue le délai relatif des différents échos. En outre, lorsque les débits sont importants et que la dispersion du canal  $Tm$  est grande, nous pouvons rencontrer le problème de l'interférence intersymboles (IES). Dans un tel cas, il est nécessaire de réduire le débit de symbole en utilisant une technique multiporteuses [28]. Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature afin de combiner la technique de modulation multiporteuses OFDM et la technique d'étalement de spectre CDMA comme une méthode d'accès multiples. Cette combinaison permet d'obtenir de très bonnes performances en exploitant la robustesse vis-à-vis de la suppression de l'ISI et l'efficacité spectrale de la modulation OFDM tout en bénéficiant de la souplesse offerte par la technique CDMA notamment en termes d'annulation de MAI. Différentes combinaisons ont été proposées. Elles se différencient par la façon dont sont imbriquées les opérations d'OFDM et de CDMA. Dans cette section, nous traitons la technique multi porteuses avec accès multiple par répartition de code ( Multicarrier-CDMA : MC-CDMA) appelée aussi OFDM-CDMA[14].

La structure de l'émetteur et du récepteur d'un système OFDM-CDMA en liaison montante est illustrée dans la figure 1.7. Dans OFDM-CDMA, chaque utilisateur est affecté d'une séquence de signature unique afin de le distinguer des autres utilisateurs. L'information résultante dans OFDM-CDMA est modulée sur les sous-porteuses en utilisant IFFT. La séquence de données d'entrée  $b_k$  pour l'utilisateur  $k$  est codée par un codeur de canal, les bits codés sont entrelacés puis étalés par un code d'étalement spécifique à l'utilisateur  $k$ , après la modulation la séquence des symboles  $x_k(n)$  est produite. Ensuite ces symboles sont modulés sur  $N_c$  sous-porteuses via l'IFFT, après l'insertion de l'intervalle de garde (Guard Interval : GI). Le signal reçu après la démodulation OFDM peut être exprimé comme suit :

$$r(n) = \sum_{k=1}^K H_k(n) x_k(n) + N(n) \quad \dots n = 1, \dots, N_c \quad (1.11)$$

Où  $H_k(n)$  est la réponse fréquentielle du canal pour la  $n^{ième}$  sous-porteuse et  $N(n)$  est la composante de bruit AWGN La partie inférieure de la figure 1.7. montre la structure du détecteur itératif basée sur l'annulation d'interférence.[29]. Notons que la détection itérative se fait dans le domaine fréquentiel, car le code d'étalement et d'accès multiple est appliqué dans ce domaine[30].

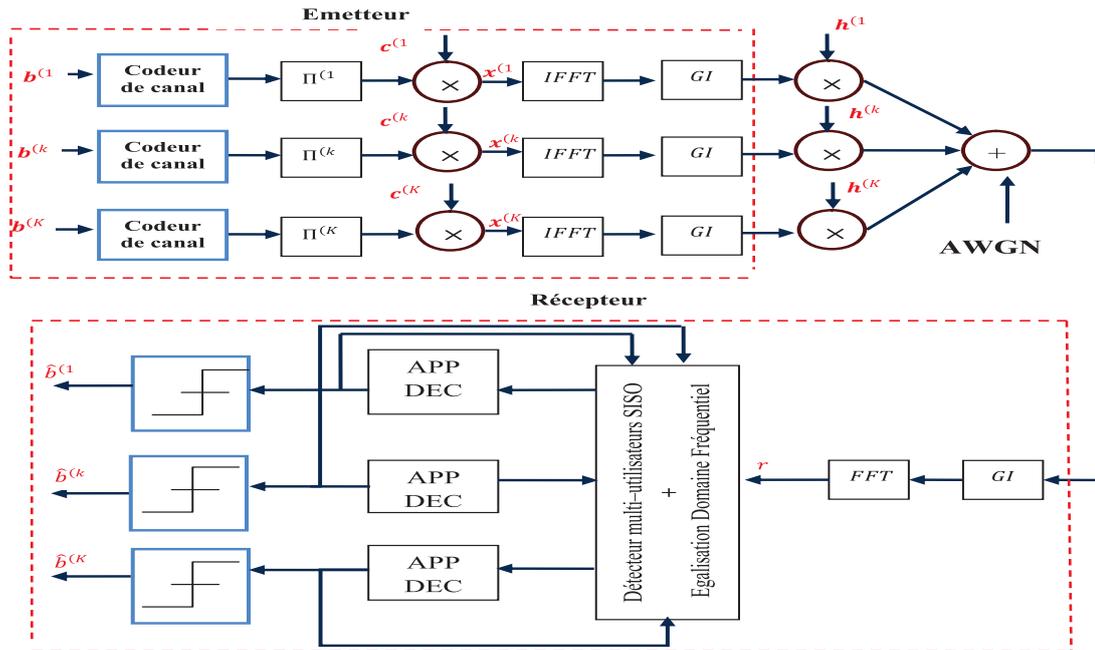


Figure 1.7 : Structure de l'émetteur/récepteur du système OFDM – CDMA.

### 1.5.2 Mutli – utilisateurs multi – antennes à porteuses multiples

Les systèmes d'entrées multiples, et de sorties multiples (Multiple Input Multiple Output :MIMO), consistant en l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception, offrent une optimisation de la fiabilité et des débits dans la communication sans fil. Le codage spatio-temporel (ST) offre un moyen d'atteindre de hauts débits avec des gains de diversité et de codage. Jusqu'à présent, les codes spatio-temporels ont surtout été improvisés pour des canaux plats en fréquence [31][32]. Néanmoins, la diminution de la période des symboles pour augmenter le débit donne naissance à une propagation sélective en fréquence. Une stratégie puissante pour convertir un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs est l'utilisation de la modulation multiporteuse MC (Multi-Carrier), nommée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[33]. Aujourd'hui, la technologie MIMO intégrée avec l'OFDM, à savoir le système composé MIMO-OFDM [34], est largement étudié, et il a été considéré comme une des technologies clés pour les futurs systèmes sans fil.

Cette association reste toujours dans le contexte mono-utilisateur qui peut être étendue au contexte multi-utilisateurs en la combinant à des techniques d'accès multiple notamment la technique CDMA (Code Division Multiple Access) qui offre la confidentialité des informations transmises, de plus la faible puissance du signal émis ainsi que la capacité d'accès multiple [11]. La combinaison de ces trois technologies fait apparaître le système CDMA basé sur MIMO-OFDM[35].

Le schéma d'émetteur/récepteur du CDMA basé sur MIMO-OFDM est donné dans la figure 1.8. Nous trouvons la partie CDMA où les chips d'un symbole étalé en temps sont transmis successivement sur  $N_t$  antennes après être modulés sur  $N_c$  sous-porteuses données dans les symboles OFDM.

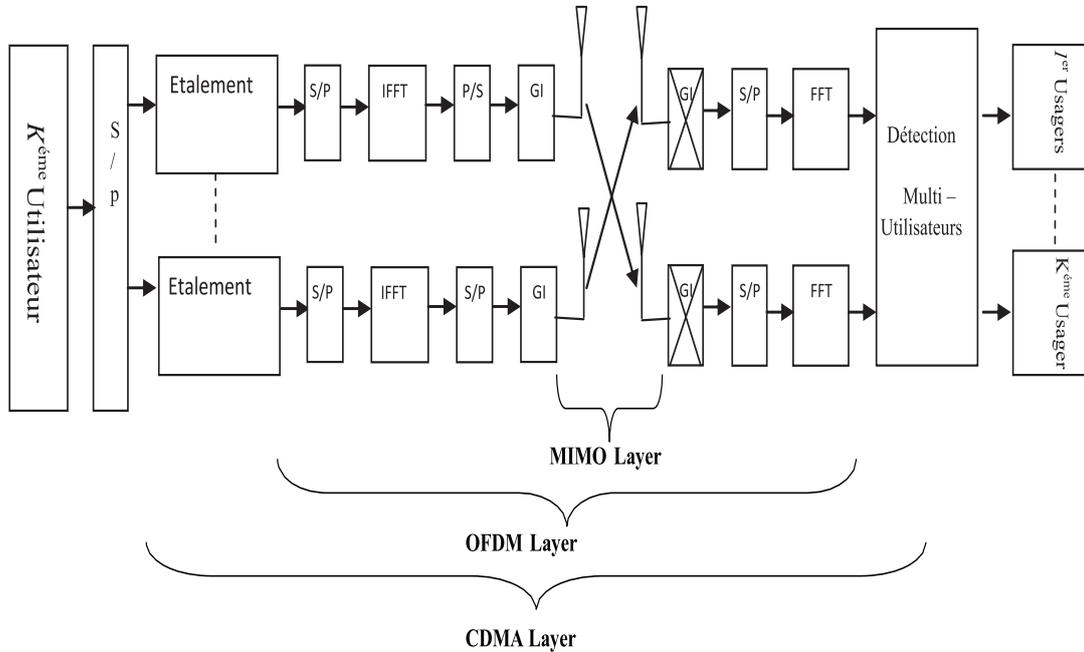


Figure 1.8 : Structure de l'émetteur/récepteur du système CDMA MIMO – OFDM.

Le signal CDMA basé sur MIMO-OFDM est issu de la concaténation des opérations d'étalements de spectre par séquences directes et de modulation à porteuses multiples. Le modulateur CDMA étale les données  $b_k$  de chaque utilisateur  $k$  dans le domaine fréquentiel. L'étalement se réalise par la multiplication des données  $b_k$  par chacun des éléments du code  $c_k$  d'étalements, nous pouvons modéliser ce système par l'équation suivante :

$$r = HAb + n \quad (1.12)$$

$$r = Mb + n$$

$$M = HA$$

$$H = \begin{bmatrix} H_{1,1}c_{1,1} & H_{1,2}c_{1,2} & \cdots & H_{1,K}c_{1,K} \\ H_{2,1}c_{2,1} & H_{2,2}c_{2,2} & \cdots & H_{2,K}c_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ H_{N_c,1}c_{N_c,1} & H_{N_c,2}c_{N_c,2} & \cdots & H_{N_c,K}c_{N_c,K} \end{bmatrix}$$

$$A = \text{diag}(A_1, \cdots, A_K)$$

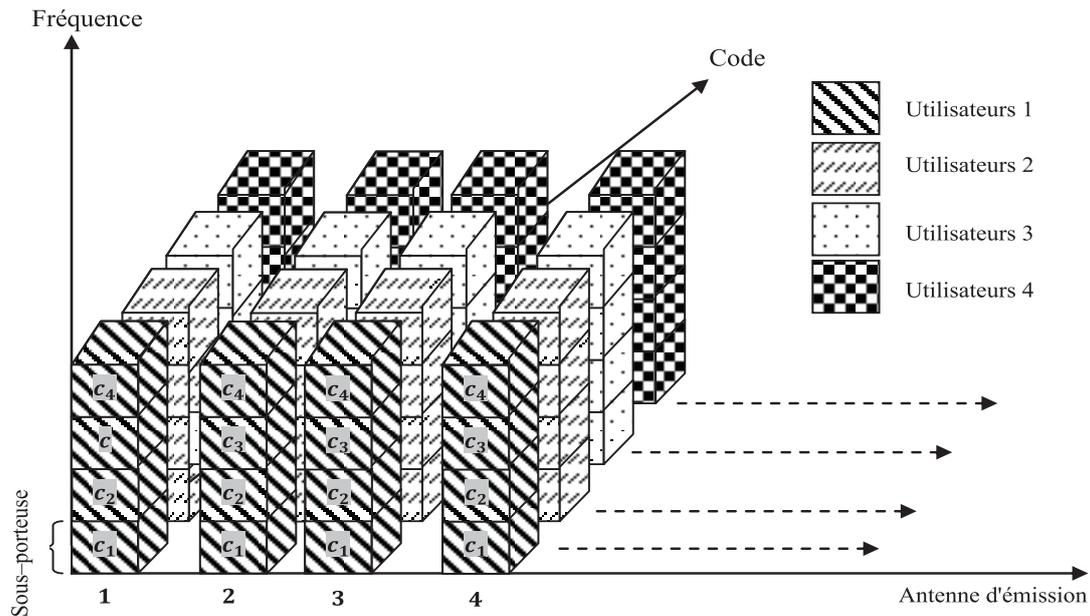


Figure 1.9 : Structure de l'étalement dans le système CDMA MIMO – OFDM.

Où  $r$  représente le vecteur du signal reçu pour toutes les antennes et  $r_i$  est le vecteur de signal reçu pour la  $i^{\text{ème}}$  sous-porteuses, avec  $i = 1, 2, \dots, N_c$ . Le vecteur  $b$  représente le vecteur du signal émis pour  $K$  utilisateurs, où  $b_k$  est le vecteur du signal émis de  $k^{\text{ème}}$  utilisateur, avec  $k = 1, 2, \dots, K$ , et  $n$  représente le vecteur du bruit qui perturbe le signal à la réception, généralement considéré comme additif et gaussien (AWGN) de moyenne nulle et d'énergie  $\sigma^2$ . La matrice de canal de la  $i^{\text{ème}}$  sous-porteuse du  $k^{\text{ème}}$  utilisateur est donné par  $H_{i,k}$ . La matrice  $A_k$  désigne l'énergie du signal de l'utilisateur  $k$ . Le schéma de l'étalement dans le système CDMA MIMO-OFDM<sup>2</sup> est présenté dans la figure 1.9.

## 1.6 Détection aveugle

La plupart des contributions faites dans le contexte des systèmes de la troisième génération de téléphones mobiles utilisent l'étalement de spectre CDMA comme étant une solution de séparer les signaux des utilisateurs, dans le but que tous les utilisateurs communiquent simultanément et dans la même bande de fréquence [36]. Les systèmes actuels considèrent que le canal de transmission est connu en émission et en réception, c'est-à-dire la connaissance a priori de l'état du canal CSI (Channel State Information) est supposée. En outre, dans les systèmes dits coopératifs, les utilisateurs transmettent une séquence d'apprentissage connue du récepteur. Ce dernier peut reconnaître le filtre caractérisant le canal

<sup>2</sup>. Dans cette thèse, nous utilisons aussi l'abréviation CDMA MIMO-OFDM pour désigner le système CDMA basé sur MIMO-OFDM.

de propagation afin d’annuler l’interférence entre symboles (IES) due aux trajets multiples. Cette approche est appelée égalisation. Néanmoins, si la réponse impulsionnelle du canal est longue, ou le canal varie rapidement au cours du temps, par exemple lorsque l’émetteur se déplace rapidement, il est bien plus intéressant d’égaliser le canal sans utiliser de séquences d’apprentissage. Cette méthode est communément appelée détection aveugle. Dans ce contexte, la méthode statistique émergente Analyse en Composantes Indépendantes sera utilisée en réception afin d’éviter la contrainte CSI[37][38].

Avant de passer à des principes de détection plus avancés. Nous allons jeter un œil sur la méthode centrale de traitement du signal dans cette thèse, à savoir l’analyse en composantes indépendantes (Independent Component Analysis : ICA). l’ICA est une méthode statistique pour rechercher des sources ou signaux aléatoires indépendantes à partir d’un ensemble de combinaisons linéaires observées de celles-ci (dans cette thèse, nous considérons l’ICA linéaire). L’une des principales applications de l’ICA est la séparation des sources aveugles (Blind Source Separation : BSS)[39][40][41], l’ICA utilise l’hypothèse d’indépendance statistique mutuelle des sources aléatoires recherchées afin de proposer une estimation de ces dernières. Ainsi, toute application envisagée de l’ICA doit respecter cette hypothèse d’indépendance statistique. De ce fait, l’ICA est plus flexible et plus générale que BSS. Elle peut être utilisée pour résoudre le problème de BSS, mais BSS ne peut pas être considérée comme ICA seulement et seulement si les hypothèses de l’ICA ont été prises en considération. ICA fonctionne d’une manière purement aveugle, c’est-à-dire sans aucune connaissance explicite des sources originales à partir de mélanges ; et sans connaissance a priori de la matrice de mélange. Elle repose sur l’hypothèse de l’indépendance statistique des sources. Bien que l’indépendance est une hypothèse très forte d’un point de vue théorique, c’est souvent une hypothèse très réaliste dans la pratique. Par conséquent, récemment ICA a attiré beaucoup d’attention dans divers domaines d’application[42].

### 1.6.1 Détection et analyse en composantes indépendantes

L’analyse en composantes indépendantes (ICA) a été proposée, pour la première fois, comme un outil de résolution de BSS [43]. Cependant, bien qu’elle est parfois utilisée comme interchangeable avec BSS, l’ICA a pris une autre dimension différente de BSS après plusieurs méthodes et algorithmes de l’ICA, neuronaux et algébriques, qui ont été développés depuis les années 90 jusqu’à nos jours. En effet, techniquement ICA et BSS sont différents dans leurs tâches [44]. Il s’avère que l’ICA est une méthode statistique d’analyse de données qui peut être considérée comme une extension d’une autre méthode statistique classique d’analyse de données très populaire à savoir l’Analyse en Composantes Principales ACP (Principal Component Analysis : PCA). L’ICA, en revanche, cherche l’indépendance statistique au-delà des statistiques d’ordre deux en utilisant les statistiques d’ordre supérieur des données.

En d'autre terme, l'ICA utilise l'hypothèse d'indépendance statistique mutuelle des variables aléatoires recherchées afin de proposer une estimation de ces variables. Ainsi, toute application envisagée de l'ICA doit respecter cette hypothèse d'indépendance statistique.

Nous souhaitons estimer  $N$  signaux sources supposés ergodiques, stationnaires et indépendants à partir des  $M$  signaux observés résultant d'un mélange des signaux sources. Nous allons supposer que le mélange est linéaire et instantané, que le bruit peut être négligé et que  $N \geq M$ . Nous notons  $S$  et  $X$  les vecteurs des signaux source et observés, respectivement. Le modèle général de mélange linéaire instantané non bruité est donné par[42] :

$$X = \mathcal{A}S \quad (1.13)$$

La séparation aveugle consiste à rechercher, à partir du signal d'observation  $X$ , une matrice  $W$  appelée matrice de séparation telle que, si le bruit est négligeable et que  $\mathcal{A}$  est connue, les sources  $U$  peuvent être estimées par cette matrice  $W$  appelée aussi la matrice (pseudo) inverse de la matrice  $\mathcal{A}$ . En effet  $W = \mathcal{A}^{-1}$ , c-a-d [45] :

$$\hat{S} \approx U = WX \quad (1.14)$$

### 1.6.2 Analyse en composantes indépendantes bruitée

Dans la pratique, le modèle sans bruit (1.13) est irréaliste dans la plupart des applications, en particulier dans les télécommunications. Pour cette raison, les modèles ICA avec bruit ont également été considérés dans la littérature [42][46]. Donc, il est souhaitable que le modèle de l'ICA soit conçu de sorte que le terme de bruit soit aussi pris en considération. Le problème qui se pose, cependant, est que l'estimation de la matrice de mélange devient plus difficile en présence du bruit. Autre problème posé avec le modèle de l'ICA bruité est comment extraire les CI qui ne sont pas bruitées. En effet, le modèle de l'ICA bruité n'est pas inversible, et donc l'estimation des CI non bruitées nécessitent des nouvelles méthodes qui mènent à des formes intéressantes des procédures de débruitage[47][48].

L'extension du modèle de l'ICA à la situation où le bruit est présent consiste d'abord à supposer que le bruit est additif (voir la figure 1.10). Cette hypothèse permet de considérer une formulation simple du modèle de l'ICA bruité. Un tel modèle peut alors être exprimé comme suit [47][48] :

$$X = \mathcal{A}S + n \quad (1.15)$$

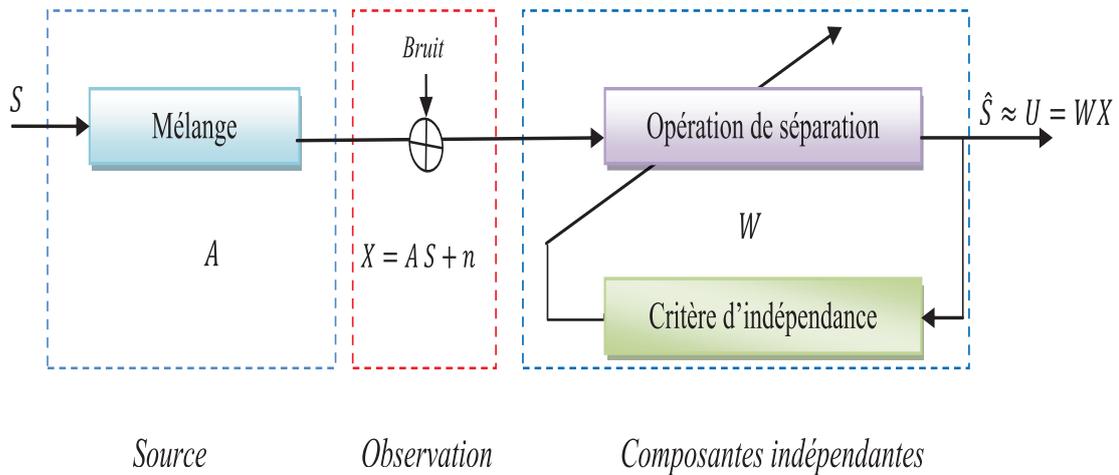


Figure 1.10 : Principe de la séparation par analyse en composantes indépendantes.

où  $n$  est le vecteur bruit. Autres hypothèses sur le bruit sont généralement supposées telles que le modèle gaussien pour le bruit et l'indépendance statistique entre ce dernier et les Composantes Indépendantes (CI) à extraire. La matrice de covariance du bruit, notée  $Cov_n$ , est souvent supposée de forme  $\sigma^2 I$ , ce qui présente une restriction forte dans certains cas. L'hypothèse que cette matrice est connue est aussi supposée ici. Notons, dans ce contexte, que peu de travaux qui traitent l'estimation de la matrice de covariance inconnue du bruit [49][50][51]. L'obtention de la matrice  $\mathcal{A}$  à partir du modèle de l'ICA bruité est garantie en respectant les mêmes hypothèses de départ du modèle de base de l'ICA, à savoir : indépendance et la non – gaussianité des CI. En revanche, les CI à extraire peuvent ne pas être complètement séparées du bruit, ce qui nécessite de tenir compte d'autres considérations supplémentaires dans le processus d'apprentissage de la matrice  $\mathcal{A}$ .

Le bruit dans le modèle (1.15) est ajouté aux observations. Dans le cas où le bruit est ajouté aux sources, le modèle de l'ICA bruité devient alors comme suit :

$$X = \mathcal{A}(S + n) \quad (1.16)$$

avec l'hypothèse que  $Cov_n$  est aussi diagonale. Soit  $\hat{S} = S + N$ , le modèle (1.16) peut alors se réécrire sous la forme suivante :

$$X = \mathcal{A}\hat{S} \quad (1.17)$$

Le modèle (1.17) est le modèle de base de l'ICA, mais avec des sources modifiées, et par conséquent, les hypothèses de départ de l'ICA restent valables, c'est – à – dire que les composantes de  $\hat{S}$  sont statistiquement indépendantes et non – gaussiennes. Ainsi nous pouvons estimer le modèle (1.17) en utilisant n'importe quelle méthode de base de l'ICA. Ceci nous donne un estimateur parfaitement approprié pour le modèle de l'ICA bruité. Ainsi, la matrice  $\mathcal{A}$  et les CI bruitées peuvent être facilement obtenus. Cependant, la détermination des CI non bruitées reste un problème à résoudre[52].

## 1.7 Conclusion

La technique CDMA présente plusieurs propriétés attractives. Elle facilite la planification du partage du canal et augmente la résistance des signaux utilisateurs aux évanouissements sur les canaux multi – trajets et aux autres signaux de même type. En revanche le système d'accès multiple à répartition par codes est limité par l'interférence d'accès multiple. Il a été dernièrement reconnu que cette interférence n'était pas une limitation inhérente au système CDMA, elle est plutôt due à la nature du récepteur mono – utilisateur qui néglige l'effet de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette simple remarque a donné le début à un grande domain de recherche rappelé sous le nom de « Détection Multi – Utilisateurs ». Ainsi, comme nous avons montré dans ce chapitre, il était possible de combiner la technique d'accès multiple par répartition de codes et la technique de la modulation multi – porteuses tout en bénéficiant de leurs avantages comme entre autres, la confidentialité et la résistance aux effets du multi – trajets. Notre application de l'ICA sera abordée en détail dans le chapitre suivant dans lequel nous allons préciser notre contexte d'application et ainsi la modélisation du problème posé dans notre cas.

Le détecteur turbo itératif peut améliorer les performances et diminuer la complexité. Cependant, les performances possibles sont toujours une source de préoccupation et la perte d'efficacité spectrale n'est pas négligeable, ce qui est dû à la structure de trame fixe (étalement) du système CDMA. Par conséquent, il est nécessaire d'introduire des changements dans la structure de l'émetteur des systèmes CDMA. Les travaux de recherches ont été dirigés vers l'utilisation des séquences appelées "entrelaceurs" comme le seul moyen de séparation des utilisateurs. Dans le chapitre suivant, nous aborderons en détail la technique d'accès multiple par répartition des entrelaceurs (Interleave Division Multiple Access : IDMA).

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE DE LA TECHNIQUE D'ACCÈS IDMA

LES architectures multi – utilisateurs nécessitent une caractéristique unique, afin que chaque utilisateur se distingue les uns des autres. Pour les systèmes CDMA, la caractéristique est d'utiliser des signatures spécifiques à l'utilisateur et l'entrelaceur est habituellement utilisé pour supprimer les dégradations du canal. Toutefois, comme indiqué dans les sections précédentes, la complexité élevée des architectures CDMA multi – utilisateurs limite leur mise en œuvre pratique. Ce chapitre décrit les principes de transmission et de détection des systèmes IDMA, où les entrelaceurs aléatoires au niveau de Chips sont les seuls moyens de séparation d'utilisateurs. Le schéma permet la détection de faible complexité du signal, qui est applicable aux systèmes à grand  $K$  dans des canaux à trajets multiples.

Pour commencer, nous donnerons un état de l'art sur la technique IDMA dans le paragraphe 2.1. Nous analyserons les caractéristiques des systèmes IDMA dans la section 2.2. Cela nous permettra de définir le modèle mathématique de l'IDMA qui a servi de base pour la construction de la plate-forme IDMA. Nous décrirons dans la section 2.3 les différents types de techniques employés pour un traitement sur un canal multi – trajets. Plus spécifiquement nous présenterons les techniques hybrides telles que OFDM – IDMA , ESE pour les canaux multi – trajets. Dans la section 2.4 nous présenterons les algorithmes de détection aveugle basées sur l'analyse en composante indépendante dans le contexte IDMA. Enfin, une évaluation comparative entre la technique IDMA et d'autres techniques d'accès multiples est donnée dans la section 2.5.

#### 2.1 État de l'art sur la technique IDMA

Nous nous intéressons dans cette section à l'état de l'art de la technique IDMA. Dans un premier temps, nous présenterons et expliquerons l'évolution de la technique CDMA vers la technique IDMA ; et dans un second temps, nous présenterons une brève synthèse de la littérature sur cette technique.

### 2.1.1 De CDMA à l'IDMA

Les performances des systèmes CDMA conventionnels sont limitées par l'interférence d'accès multiple (MAI), ainsi que l'interférence intersymbole (ISI)[53]. De plus, la complexité de la détection multi – utilisateurs CDMA a été toujours une préoccupation importante. Le problème peut être vu sous l'angle du coût computationnel ainsi que la complexité des algorithmes de détection multi – utilisateur. L'utilisation de séquences d'étalement pour la séparation de l'utilisateur est un élément caractéristique d'un système conventionnel de CDMA. L'entrelacement est généralement placé entre le codage de correction d'erreurs (Forward Error Correction) et le bloc d'étalement, il est traditionnellement employé pour combattre l'effet de fading. La possibilité d'employer l'entrelacement pour la séparation des utilisateurs dans les systèmes CDMA est brièvement mentionnée dans [54], mais la complexité du détecteur est considérée comme le principal obstacle. Dans [55][56], une amélioration de la performance est effectuée par l'attribution de différents entrelaceurs aux différents utilisateurs dans un système CDMA. Dans [57], la détection multi – utilisateurs dans des applications à bande étroite avec un petit nombre d'utilisateurs est étudiée.

Un système CDMA classique (tel que IS – 95) implique des opérations de codage et d'étalement séparées. L'analyse théorique montre que la capacité optimale de canal d'accès multiple (MAC) n'est réalisable que lorsque la totalité de la bande passante est consacrée au codage. Cela propose de combiner les opérations de codage et d'étalement à l'aide de codes à faible taux afin de maximiser le gain de codage. Mais la séparation des utilisateurs sans opération d'étalement n'est pas possible dans CDMA[58].

Une solution possible à ce problème consiste à utiliser des entrelaceurs au niveau de chips. Les auteurs de [54] ont montré la possibilité d'employer l'entrelacement pour la séparation des utilisateurs dans des systèmes codés. Les auteurs de [26] ont proposé un schéma CDMA d'entrelacement au niveau de chips, baptisé CDMA à entrelacement chips où cI – CDMA (chips Interleaved CDMA) et une technique de combinaison à rapport maximal (MRC) pour combattre l'effet de MAI et ISI, et ils ont clairement montré les avantages d'introduire des entrelacements au niveau de chips. Un schéma d'accès multiple à base d'entrelaceurs a également été étudié dans [59] [60] pour une efficacité spectrale élevée, une performance améliorée en termes d'erreurs et une faible complexité du détecteur.[58].

Basé sur la philosophie cI – CDMA de Proakis et al. [26], la philosophie IDMA a été développée avant par Ping et son équipe [58][61] aussi bien que par Hôeher et Schöeneich [62][63]. IDMA implique l'inversion de la position classique de d'étalement ( $c^{(k)}$ ) et d'entrelacement ( $\pi^{(k)}$ ) utilisée dans le système CDMA traditionnel, conduisant à l'entrelacement chips au lieu de l'entrelacement des bits, où les différents utilisateurs se distinguent par leur

unique entrelaceur spécifique, comme nous pouvons le voir sur la figure 2.2. IDMA bénéficie de beaucoup d'avantages du système CDMA, en particulier, l'atténuation d'interférence MAI et les évanouissements, une grande souplesse pour la planification radio des cellules et la qualité des services (QoS) garantie. Cependant, la caractéristique essentielle de l'IDMA est la réduction de la complexité au niveau du récepteur sans perte de performance par rapport aux récepteurs CDMA standard. Finalement, Kususme et al. [64] a présenté une comparaison très complète où il a montré que l'IDMA fonctionne de manière similaire au système CDMA standard avec une réduction significative de la complexité. En raison de toutes ces caractéristiques attrayantes, IDMA a été proposé comme une interface radio favorable pour les réseaux sans fil 4G [65], et récemment un candidat prometteur comme technique d'accès multiples pour les réseaux sans fil 5G [66][67].

### 2.1.2 Analyse bibliographique de l'IDMA

Les discussions sur l'IDMA trouvées dans la littérature ont été concentrées sur l'analyse de système en générale [58][61][68], sur la conception du codeur de canal [69][70], sur l'allocation de puissance [71][72] et sur leurs différentes applications possibles liées aux communications sans fil [73].

Le concept de l'IDMA a été proposé pour la première fois par Frenger et al [74] dans le contexte du codage – étalement CDMA et il a été baptisé comme IDMA par Ping et al dans [58]. Le système IDMA a été également analysé dans [71], où l'architecture du système et l' algorithme de détection a faible complexité ont été détaillées. Un schéma d'allocation de puissance optimisé a été étudié dans le cadre d'un récepteur itératif et une information d'analyse théorique a été fournie par exemple dans [68]. Les auteurs de [64] ont étudié le système IDMA dans un scénario d'utilisateurs à puissances reçues égales, où un diagramme EXIT (Extrinsic information transfer chart) a été utilisé pour l'évaluation de la performance. En outre, le scénario des utilisateurs à puissances reçues inégales a été examiné dans [61]. Les auteurs de [75] ont montré que le système IDMA a un avantage au niveau de la complexité lorsqu' un grand nombre d'utilisateurs est considéré. Toutefois, les auteurs de [76] ont montré que les performances de système IDMA ne sont pas supérieures à celles du CDMA avec codes longs[77]. S. Aliesawi et al. [78] ont proposé deux types de détecteurs IDMA dans le contexte d'une liaison descendante, il s'agit de détecteur RAKE et de détecteur DFE pour des applications de communications multi – utilisateurs sous – marines [77]. Le codage est un aspect important de l'IDMA, la littérature contient un certain nombre d'articles sur la génération et la conception de codes adaptés pour l'IDMA. Dans l'IDMA codé, la performance du système varie en fonction des types de codage FEC. Ping et al. [71] ont examiné diverses techniques de codage FEC, y compris le codage turbo – Hadamard [79], les codes Hadamard – zigzag concaténés [80] et les codes zigzag [81]. Dans

[82], les codes à contrôle de parité faible densité (Low-Density Parity-Check (LDPC)) ont été appliqués avec succès aux systèmes IDMA[83].

## 2.2 Technique d'accès multiple par entrelacement

La technique d'accès multiple CDMA est généralement utilisée dans la troisième génération des télécommunications mobiles. L'étalement de spectre dans les systèmes CDMA rend le signal modulé plus large que celui nécessaire à la transmission des données utiles. Aussi dans ce système le bloc de codage et le bloc d'étalement sont deux opérations séparées. Cependant, les analyses théoriques [11][5][84] montrent que la capacité optimale d'un système multi-utilisateurs est atteinte quand la totalité de la bande passante disponible est attribuée au codage. Dans ce contexte Ping et al [85][58][71] proposent de combiner le codage et l'étalement, et ils suggèrent d'employer des entrelaceurs différents pour séparer les utilisateurs, ce qui donne la nouvelle technique d'accès multiple à base d'entrelaceurs connue sous le nom IDMA[86]. L'IDMA hérite de nombreux avantages du CDMA, en particulier sa robustesse face aux différents types d'interférences, une grande souplesse pour la planification cellulaire et la qualité de service, la transmission asynchrone. En outre, les propriétés d'autocorrélation du signal transmis permettent de profiter de la diversité des canaux à trajets multiple. Cependant, La principale caractéristique de l'IDMA est la réduction de la complexité du récepteur sans perte de performance par rapport au récepteur CDMA standard.

### 2.2.1 Principe de l'IDMA

De nos jours, l'accès multiple non-orthogonal (NOMA) a suscité beaucoup d'attention de la part de la communauté scientifique comme étant un candidat potentiel pour les systèmes de communications sans fil de la prochaine génération ; étant donné que cette méthode surpasse la méthode d'accès multiple orthogonal en terme d'efficacité spectrale[7]. L'IDMA est une nouvelle NOMA technique d'accès multiple dont l'idée originale est inspirée par les travaux de Ping et al[85][58][71]. Contrairement au système CDMA, dans lequel les utilisateurs sont distingués à l'aide de différents codes d'étalement, l'IDMA emploie des entrelaceurs pour la séparation des utilisateurs, les codes d'étalement sont les mêmes pour tous les utilisateurs (codes à répétition). Elle combine la détection itérative et le décodage de canal pour distinguer les différents utilisateurs selon un principe turbo.

Le principe fondamental de l'IDMA est que les entrelaceurs optés pour la séparation des utilisateurs sont générés de façon indépendante et aléatoire, ce qui permet de disperser les séquences codées de sorte que les chips adjacents soient approximativement non corrélés, et offre des performances proches de la limite théorique d'un système multi-utilisateurs[85]. L'orthogonalité est un facteur important dans la génération des entrelaceurs. La corrélation

entre ceux-ci augmente avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs et par conséquent le BER se dégrade. Ainsi, l'orthogonalité implique aucune collision entre les entrelaceurs, deux entrelaceurs  $\pi_i$  et  $\pi_j$  (avec  $\pi_i \neq \pi_j$ ) sont dits orthogonaux, si pour n'importe quels deux mots  $w$  et  $v$  nous trouvons[87] :

$$R^c(\pi_i, w, \pi_j, v) = \langle w(\pi_i), v(\pi_j) \rangle = 0 \quad (2.1)$$

Où l'intercorrélation  $R^c$  est le produit scalaire entre deux mots  $w$  et  $v$ . Dans ce sens, zéro-corrélation pour  $i \neq j$  (orthogonalité) implique aucune collision entre les entrelaceurs. Dans ce qui va suivre, nous allons détailler la structure de l'émetteur et du récepteur en décrivant les différents blocs, ainsi que l'algorithme de détection correspondant. La structure du système IDMA est donnée par la figure 2.1[88, 89].

### 2.2.2 Emetteur IDMA

Les différences entre IDMA et CDMA du côté émetteur sont distinctes. Premièrement, le CDMA repose sur les séquences d'étalement pour la séparation des utilisateurs. Alors que IDMA dépend des entrelaceurs au niveau chips pour distinguer les utilisateurs. Bien qu'un étalement peut être impliqué, il ne fonctionne que pour l'élargissement de la largeur de bande. Et deuxièmement, les positions des entrelaceurs dans les systèmes CDMA classiques et les systèmes IDMA sont différentes, comme le montre la figure 2.2. Les entrelaceurs dans un système turbo CDMA sont placés entre les codeurs correcteurs d'erreurs dits FEC (Forward Error Correction) et les séquences d'étalement, fonctionnant au niveau de bit. En revanche, les entrelaceurs dans les systèmes IDMA sont placés derrière les séquences d'étalement, fonctionnant au niveau chips. En outre, dans le schéma IDMA, le codeur FEC et l'étalement sont combinés dans un codeur unique (ENC), identique ou différent pour tous les utilisateurs[71][70]. Dans la sous-section suivante nous allons présenter la structure de l'émetteur IDMA et pour des raisons de simplifications de calcul la modulation adoptée est une BPSK (Binary Phase Shift Keying), et le canal mono – trajet utilisé est un canal à évanouissement de Rayleigh.

#### 2.2.2.1 Structure de l'émetteur IDMA

La partie supérieure de la figure 2.1 montre la structure de l'émetteur du schéma IDMA avec  $K$  utilisateurs. La séquence de données d'entrée  $d^{(k)}$  de l'utilisateur  $k$  est codée par un code à faible débit  $C$  (étalement), générant une séquence chips  $b^{(k)} = \{b_j^{(k)}; j = 1, \dots, SF\}$ , où  $SF$  représente la taille de la séquence des chips. Ensuite, un entrelaceur aléatoire spécifique à chaque utilisateur permet de générer, à partir des chips codés, des séquences désentrelacés

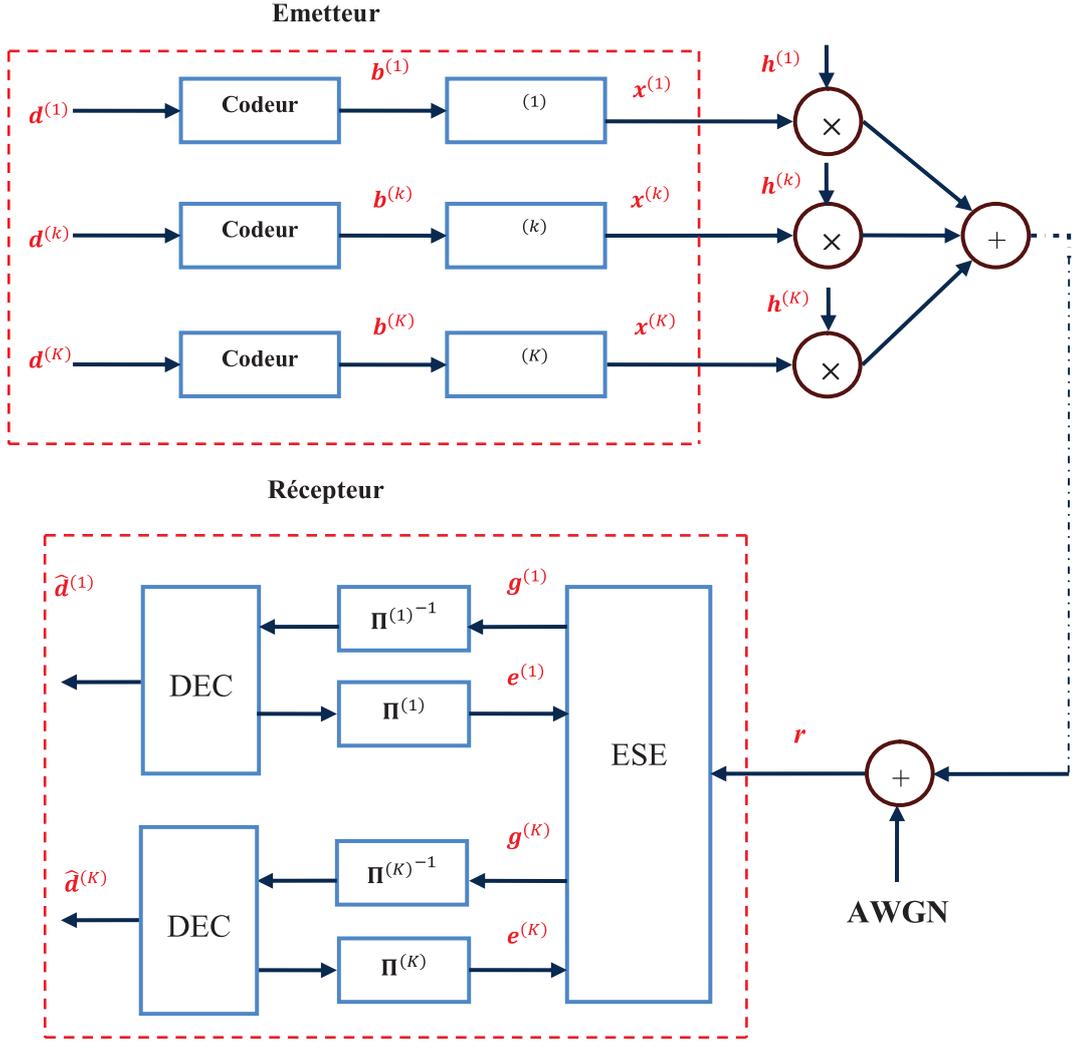


Figure 2.1 : Structure du système IDMA pour  $K$  utilisateurs.

$x^{(k)} = \{x_j^{(k)}; j = 1, \dots, SF\}$ . Le signal reçu correspondant à  $K$  utilisateurs est donné par [90][15] :

$$r_j = \sum_{k=1}^K h^{(k)} x_j^{(k)} + n_j \quad (2.2)$$

$x_j^{(k)}$  : est le  $j^{\text{ème}}$  chip transmise par le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur.

$h^{(k)}$  : représente un coefficient d'atténuation du canal pour le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur.

$n_j$  : sont les échantillons de bruit blanc réel additif gaussien, de moyenne nulle et de variance  $\sigma^2$ .

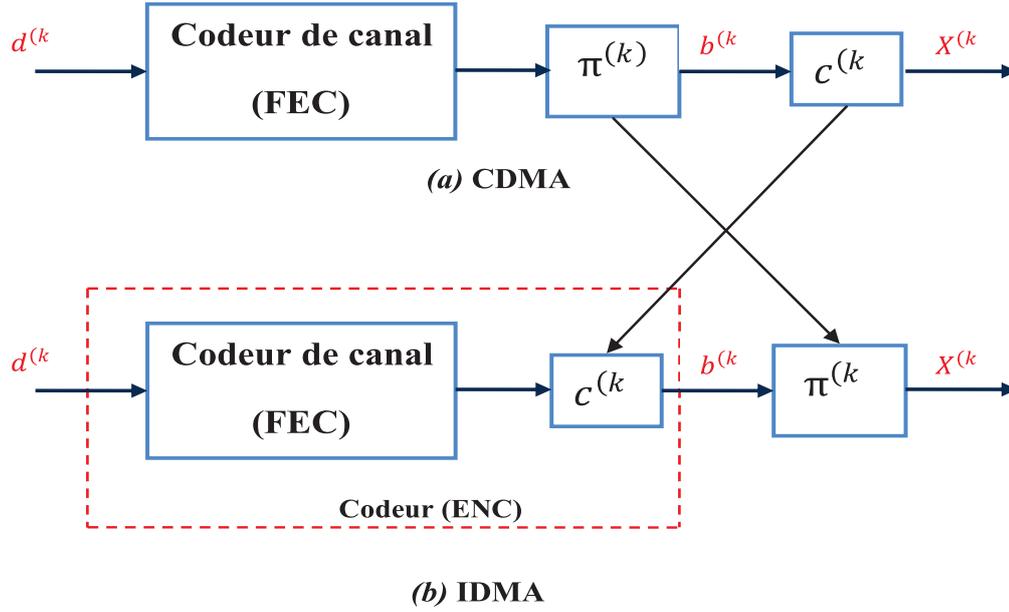


Figure 2.2 : Structure des émetteurs pour (a) CDMA, (b) IDMA.

### 2.2.2.2 Principe de codage

D'une manière générale le bloc de codage peut être un codeur FEC, un code d'étalement ou une concaténation des deux, comme il est indiqué sur la figure 2.2. Lorsque l'étalement est effectué uniquement (c.-à-d. sans le codeur FEC), ce type d'IDMA s'appelle IDMA non codé. L'utilisation des entrelaceurs aléatoires et indépendants fait apparaître une conséquence intéressante, le choix des séquences d'étalement n'affecte pas les performances d'un système IDMA. Par conséquent, l'étalement dans un système IDMA peut être simplement remplacé par un code à répétition. Le  $j^{\text{ème}}$  chip envoyé par le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur peut donc s'écrire comme le montre l'équation (2.3)[15][9] :

$$x_j^{(k)} = x_{ms}^{(k)} = d_m^{(k)} \times c_s^{(k)} \quad (2.3)$$

où  $c^{(k)} = \{c_s^{(k)}; s = 1, \dots, SF\}$

L'indice du chip  $m s$  correspond à  $j = (m - 1)SF + s$ . ainsi, les  $\{x_{m1}^{(k)}, x_{m2}^{(k)}, \dots, x_{mSF}^{(k)}\}$  forment la séquence des chips correspondant à  $d_m^{(k)}$  montré dans l'équation(2.4) :

$$c_1^{(k)} x_{m1}^{(k)} = c_2^{(k)} x_{m2}^{(k)} = \dots = c_{SF}^{(k)} x_{mSF}^{(k)} = d_m^{(k)} \quad (2.4)$$

Une représentation matricielle de l'expression (2.2), s'écrit :

$$r_j = \sum_{k=1}^K h^{(k)} x_j^{(k)} + n_j \quad (2.5)$$

$$r = CHd + n \quad (2.6)$$

$$r = Md + n \quad (2.7)$$

$$M = CH$$

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_K \end{bmatrix}$$

où  $r = [r_1, r_2, \dots, r_{SF}]$  est le vecteur du signal reçu,  $C$  est la matrice des séquences d'étalement entrelacées des utilisateurs de taille  $SF \times K$ ,  $H$  est une matrice diagonale de dimensions  $K \times K$  dont chaque élément représente le coefficient d'atténuation du canal pour le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur.  $d = [d_1, d_2, \dots, d_k, \dots, d_K]$  est le vecteur de données émis et  $d_k$  est le vecteur du signal émis de  $k^{\text{ième}}$  usager, avec  $k = 1, 2, \dots, K$ , et  $n$  est le vecteur du bruit de taille  $SF \times 1$  qui perturbe le signal à la réception, généralement considéré comme additif et gaussien AWGN de moyen nulle et de variance  $\sigma^2$ .

### 2.2.3 Récepteur IDMA

Du côté du récepteur, nous avons deux problèmes qui doivent être pris en considération, l'interférence entre les signaux transmis et le codage FEC. En raison de la présence de l'entrelacement, l'utilisation de décodage optimal de type ML (le maximum de vraisemblance) présente une complexité importante. L'approche sous-optimal proposée par Berrou et al [60] fournit de bonnes performances à un coût beaucoup plus faible. L'idée consiste à décomposer la tâche de décodage en deux parties et à la résoudre itérativement en fonction du principe dit turbo. Étant donné que l'information émise est sous forme de chips, le récepteur utilise une stratégie de détection chip par chip (Chip-By-Chip : CBC). Le détecteur multi-utilisateurs utilisé dans les premiers travaux publiés par Li Ping est un détecteur de chips gaussien appelé estimateur du signal chip par chip (Elementary Signal Estimator : ESE)[85].

#### 2.2.3.1 Structure d'un récepteur IDMA

Nous considérons ici le système IDMA en l'absence de codage canal, tel que décrit à la section 2.2.2.2. À la réception est mise en œuvre une détection multi-utilisateurs itérative (

sous – optimale) de type turbo réalisée chip par chip (voir figure 2.3). Ce récepteur comprend [85] :

- Une partie effectuant une estimation du signal chip par chip ESE fondée sur l’approximation gaussienne de l’interférence causée par les autres utilisateurs à laquelle s’ajoute le bruit AWGN. Plus précisément, ce sont les rapports de vraisemblance logarithmiques (Logarithm Likelihood Ratio : LLR ) relatifs à  $x^{(k)}$  qui sont évalués et envoyés au décodeur après désentrelacement.
- Un décodeur de canal (Channel Decoder : DEC) à probabilité a posteriori (A Posteriori Probability : APP) qui réalise ici une opération de désétalement, et fournit en sorties une estimée des symboles  $\hat{d}^{(k)}$  et une information extrinsèque sur les chips renvoyées à l’estimateur (via une opération d’entrelacement) pour lequel elle devient une information a priori à l’itération suivante.

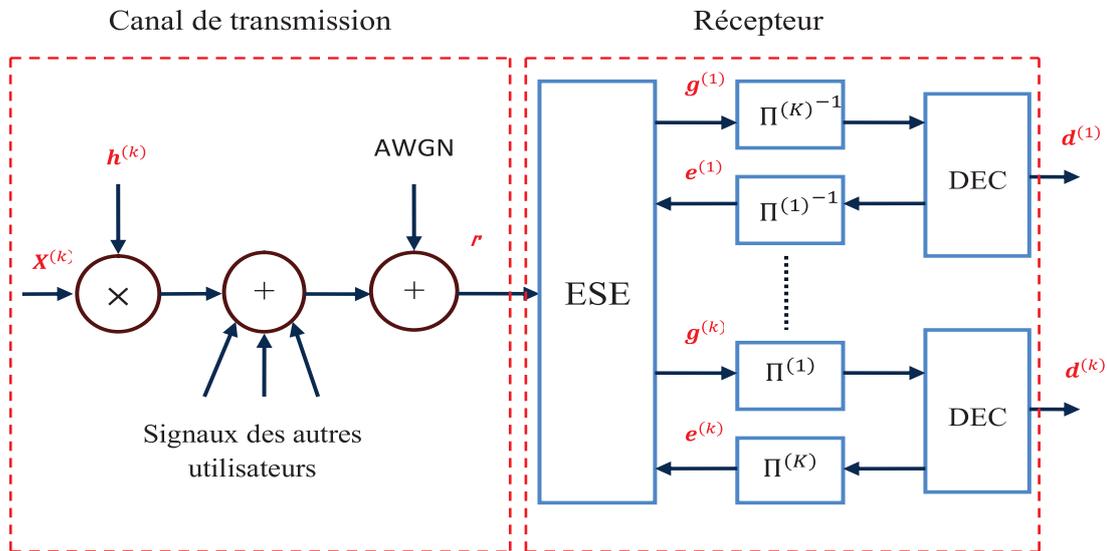


Figure 2.3 : Structure du récepteur IDMA pour  $K$  utilisateurs.

L’opération de réception est basée sur deux contraintes, (i) la contrainte du code  $C$  et (ii) celle du canal d’accès multiple  $\{h^{(k)}\}$ . Les deux contraintes sont considérées séparément dans ESE et dans les  $K$  DEC, et les résultats seront ensuite combinés à l’aide d’un processus itératif. Ceci réduit considérablement la complexité du récepteur [91][85][92].

la contrainte (i) de code  $C$  est ignorée dans le ESE. La sortie de ESE  $g^{(k)} = \{g_j^{(k)}\}$  est définie par le logarithme du rapport de vraisemblance ou le Logarithm Likelihood Ratio extrinsèque noté ( $LLR_{EXT}$ ), de  $x_j^{(k)}$ . Or, d’après le critère de vraisemblance maximale a

posteriori (Maximum A Posteriori : MAP) et en utilisant la loi de Bayes, la probabilité a posteriori peut être exprimée comme suit [93][15] :

$$P(x_j^{(k)} | \mathbf{r}) = \frac{p(\mathbf{r} | x_j^{(k)}) \times p(x_j^{(k)})}{p(\mathbf{r})} \quad (2.8)$$

Où  $p(x_j^{(k)})$  est la probabilité a priori. Sachant que le dénominateur de l'équation (2.8) est indépendant du signal qui a été émis, cette équation peut s'écrire :

$$p(x_j^{(k)} | r) = p(r | x_j^{(k)}) \times p(x_j^{(k)}) \quad d'o\grave{u} \quad LLR_{app} = LLR_{ext} + LLR_{ap} \quad (2.9)$$

Le  $LLR_{ext}$  peut ainsi s'écrire :

$$g_j^{(k)} = LLR_{app} - LLR_{ap} = \log \frac{p(r | x_j^{(k)} = +1, h)}{p(r | x_j^{(k)} = -1, h)} \quad \forall k, j \quad (2.10)$$

Nous supposons ici que le canal est mono – trajet ( le cas multi – trajets sera détaillé dans la section 2.3), l'équation (2.10) peut être réformuler comme suit :

$$g_j^{(k)} = \log \frac{p(r_j | x_j^{(k)} = +1, h)}{p(r_j | x_j^{(k)} = -1, h)} \quad (2.11)$$

D'une maniere similaire, la contrainte (ii) de canal  $\{h^{(k)}\}$  est ignorée dans le DEC. Le  $k^{ième}$  décodeur local effectue un décodage APP du code pour l'utilisateur  $k$  en utilisant la version désentrelacée de  $g_j^{(k)}$ . Sa sortie est définie par le LLR extrinsèque suivant :

$$e_j^{(k)} = \log \left( \frac{p(x_j^{(k)} = +1 | g_j^{(k)}, c)}{p(x_j^{(k)} = -1 | g_j^{(k)}, c)} \right) - g_j^{(k)} \quad (2.12)$$

Le  $LLR$   $e^{(k)} = \{e_j^{(k)}\}$  est aussi l'information de retour ou feedback, pour le meme  $k^{ième}$  utilisateur. Il sera utilisé lors de la prochaine iteration par le detecteur ESE comme le montre la figure 2.3[93][15].

### 2.2.3.2 Fonction du détecteur ESE

Afin de réduire la complexité de calcul élevée de l'approche MAP[94]. Nous présentons dans cette section une approche basée sur le détecteur multiutilisateurs ESE développée à partir de [71]. À une iteration donnée, l'ESE génère des estimations pour les chips  $\{x_j^{(k)}\}$ . La contrainte C du code étant ignorée, le  $j^{ième}$  chip du  $k^{ième}$  utilisateur  $x_j^{(k)}$  est considéré comme

une variable aléatoire. L'information de retour fournie par le décodeur *APP* est considérée comme *LLR* a priori au niveau du détecteur ESE. Elle est donnée par[15] :

$$e_j^{(k)} \approx \log \left( \frac{p(x_j^{(k)} = +1)}{p(x_j^{(k)} = -1)} \right) \quad (2.13)$$

Basant sur l'équation (2.13) nous pouvons calculer la moyenne  $u_j^{(k)}$  et la variance  $v_j^{(k)}$  de chip estimé par :

$$u_j^{(k)} = E(x_j^{(k)}) \approx \frac{\exp(e_j^{(k)}) - 1}{\exp(e_j^{(k)}) + 1} = \tanh \left( \frac{e_j^{(k)}}{2} \right) \quad (2.14)$$

$$v_j^{(k)} = \text{var}(x_j^{(k)}) \approx 1 - (u_j^{(k)})^2 \quad (2.15)$$

À partir de l'équation (2.2) nous pouvons écrire [85] :

$$r_j = h^{(k)} x_j^{(k)} + \xi_j^{(k)} \quad (2.16)$$

où

$$\xi_j^{(k)} = r_j - h^{(k)} x_j^{(k)} = \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^k h^{(p)} x_j^{(p)} + w_j \quad (2.17)$$

Correspond au terme d'interférences plus bruit. En appliquant le théorème de la limite centrale,  $\xi_j^{(k)}$  peut être approché à une variable aléatoire gaussienne dont la moyenne et la variance s'expriment comme suit :

$$E(\xi_j^{(k)}) = E(\mathbf{r}_j) - h^{(k)} \mu_j^{(k)} \quad (2.18)$$

$$\text{Var}(\xi_j^{(k)}) = \text{Var}(\mathbf{r}_j) - (h^{(k)})^2 v_j^{(k)} \quad (2.19)$$

En tenant compte de (2.2) :

$$E(\mathbf{r}_j) = \sum_{k=1}^k h^{(k)} \mu_j^{(k)} \quad (2.20)$$

$$\text{Var}(\mathbf{r}_j) = \sigma^2 + \sum_{k=1}^k (h^{(k)})^2 v_j^{(k)} \quad (2.21)$$

En appliquant le même théorème (la limite centrale),  $\mathbf{r}_j$  peut être caractérisée par une fonction de densité de probabilité conditionnelle :

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{x}_j^{(k)} = \pm 1, \mathbf{h}) = \phi(\mathbf{r}_j - E(\xi_j^{(k)}) \pm h^{(k)}, Var(\xi_j^{(k)})) \quad (2.22)$$

Où la densité de probabilité d'une variable aléatoire gaussienne est donnée par :

$$\phi(t, \sigma^2) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.23)$$

En tenant compte de (2.22), l'équation (2.11) devient :

$$g_j^{(k)} = 2h^{(k)} \times \frac{\mathbf{r}_j - E(\xi_j^{(k)})}{Var(\xi_j^{(k)})} \quad (2.24)$$

L'algorithme de détection chip par chip est résumé comme suit [95][15][91][85] :

### Initialisation :

À la première itération aucun  $LLR_{ext}$  n'est disponible à la sortie du décodeur APP, le détecteur ESE ne dispose ainsi d'aucune information a priori. Tous les  $e_j^{(k)}$  sont donc initialisés à zéro :  $e_j^{(k)} = 0 \quad \forall k, j$ .

### Processus itératif :

#### Première étape : estimation des interférences

$$\mu_j^{(k)} = \tanh\left(\frac{e_j^{(k)}}{2}\right) \quad \forall k, j \quad (2.25)$$

$$v_j^{(k)} = 1 - (\mu_j^{(k)})^2 \quad \forall k, j \quad (2.26)$$

$$E(\mathbf{r}_j) = \sum_{k=1}^k h^{(k)} \mu_j^{(k)} \quad \forall k, j \quad (2.27)$$

$$Var(\mathbf{r}_j) = \sigma^2 + \sum_{k=1}^k (h^{(k)})^2 v_j^{(k)} \quad \forall k, j \quad (2.28)$$

$$E(\xi_j^{(k)}) = E(\mathbf{r}_j) - (h^{(k)})^2 \mu_j^{(k)} \quad \forall k, j \quad (2.29)$$

$$Var(\xi_j^{(k)}) = Var(\mathbf{r}_j) - (h^{(k)})^2 v_j^{(k)} \quad \forall k, j \quad (2.30)$$

**Deuxième étape : annulation d'interférences et génération du LLR**

$$g_j^{(k)} = 2h^{(k)} \times \frac{\mathbf{r}_j - E(\xi_j^{(k)})}{Var(\xi_j^{(k)})} \quad \forall k, j \quad (2.31)$$

Le  $LLR$  calculé par la dernière équation est fourni au décodeur pour calculer le  $LLR$  extrinsèque  $e_j^{(k)}$ . Une fois le  $e_j^{(k)}$  trouvé, les calculs de l'équation (2.25) à l'équation (2.31) sont réitérés.

Cet algorithme n'est autre que la version simplifiée de celui proposé par X. Wang et H. V[96]. Le coût de calcul normalisé dans (2.25) – (2.31) n'est que de 6 additions, 7 multiplications et une fonction tanh par chip par utilisateur et par itération. Cette complexité est très faible et indépendante du nombre d'utilisateurs  $K$ .

### 2.2.3.3 Fonction du décodeur APP

Le décodeur APP utilise la version désentrelacée de  $g_j^{(k)}$ , c-à-d  $\pi^{-1}(g_j^{(k)})$  afin de réaliser un  $LLR$  a posteriori  $LLR_{app}$  à partir du  $LLR$  a priori. Après la première opération de décodage, les LLRs  $e_j^{(k)}$  sont disponibles et des nouveaux LLR peuvent être calculés pour améliorer les estimations. c-à-d répéter l'étape (2.25) à (2.31). L'opération du décodage dépend du type du code utilisé. Ce dernier peut être formé, comme le montre la figure 2.2, par un code correcteur d'erreurs ou un code répétitif ou un ensemble des deux[97][98][15].

#### **Décodage avec un ensemble de désétalement et décodage de canal :**

Dans ce type de décodage, le code est composé d'une combinaison d'un code correcteur d'erreurs avec un code à répétition. Le schéma du décodeur est illustré dans la figure 2.4. L'opération de désentrelacement permet de masquer l'effet corrélateur au niveau des chips formant le  $LLR_{ext}$  fournit par le ESE.

L'information extrinsèque  $\{g_j^{(k)}\}$  générée par le détecteur ESE, après le désétalement approprié, est utilisée comme entrée pour le  $ki^{eme}$  bloc de désétalement. Le désétalement est une simple somme sur les chips correspondants à un symbole de donnée émis [15][99] :

$$L'_m = \sum_{S=0}^{SF-1} c_S^{(k)} g_j^{(k)} \quad (2.32)$$

Après le décodage, le LLR a posteriori fournit par le décodeur de canal est réétalé pour calculer ensuite le LLR extrinsèque en effectuant l'opération suivante [15][99] :





### 2.3.1 Principe de l'émetteur/récepteur du système OFDM – IDMA

Les systèmes de communication sans fil récents doivent faire face à l'accroissement de débits de données, améliorer la fiabilité de liaison, supporter des différents types de trafic sur une même structure de trame utilisée dans un système d'accès sans fil . D'autre part, ces systèmes souffrent d'interférences d'accès multiple (MAI) et d'interférences entre symboles (ISI). Ceux – ci, sont présents par le fait que ces systèmes fonctionnent comme des systèmes à accès multiples. Afin d'améliorer la capacité des systèmes d'accès multiples et de réduire l'implication du récepteur dans un environnement multi – utilisateur, un grand nombre de schémas et d'algorithmes ont été proposés [102].

Dans le cas mono – porteuse, une technique de détection multi – utilisateurs (MUD) comme erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) peut être appliquée pour minimiser le MAI et l'ISI. Cependant, en présence du phénomènes de propagation par trajets multiples avec un grand nombre de trajets rend cette technique coûteuse [103]. Pour résoudre ce problème, Mahafeno et Ping et al. ont proposé une extension de la technique IDMA à des canaux sélectifs en fréquences en combinant les schémas OFDM et IDMA résultant en une nouvelle technique nommée ultérieurement l'OFDM – IDMA [9][104]. Dans cette architecture, l'ISI est traité par l'intervalle de garde (GI) dans la partie OFDM et le MAI est supprimé par le processus itératif dans la partie IDMA.

La figure 2.6 montre la structure de l'émetteur/récepteur avec  $k$  utilisateurs simultanés[9], ou  $\pi^{(k)}$  est l'entrelacement de l'utilisateur  $k$ . Soit  $d^{(k)}$  le flux de données de l'utilisateur  $k$ , ce flux est codé par un code correcteur d'erreur , et/ou un code d'étalement générant du chip  $b^{(k)}$  , puis ce dernier permuté par un entrelaceur  $\pi^{(k)}$  spécifique à l'utilisateur (Nous supposons que les entrelaceurs sont générés de façon aléatoire et indépendamment), après la modulation, la séquence de symboles  $X_k(n)$  est produite, ensuite ces symboles sont modulés sur différentes porteuses par IFFT , afin d'émettre simultanément  $N_c$  éléments d'information sur les  $N_c$  sous – porteuses différentes ; un intervalle de garde GI est inséré entre chaque symbole après l'insertion de l'intervalle de garde afin d'éviter que le signal reçu ne contienne des contributions de plusieurs symboles OFDM consécutifs [105][104][15].

Au niveau de la réception, la démodulation OFDM est effectuée avant la détection multi – utilisateurs comme le montre la figure 2.6. En supposant que la durée de l'intervalle de garde (préfixe cyclique pour notre cas) est supérieure au retard maximal le signal reçu après la démodulation OFDM peut être exprimé comme suit :

$$r(n) = \sum_{k=1}^K H_k(n)X_k(n) + V(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (2.35)$$

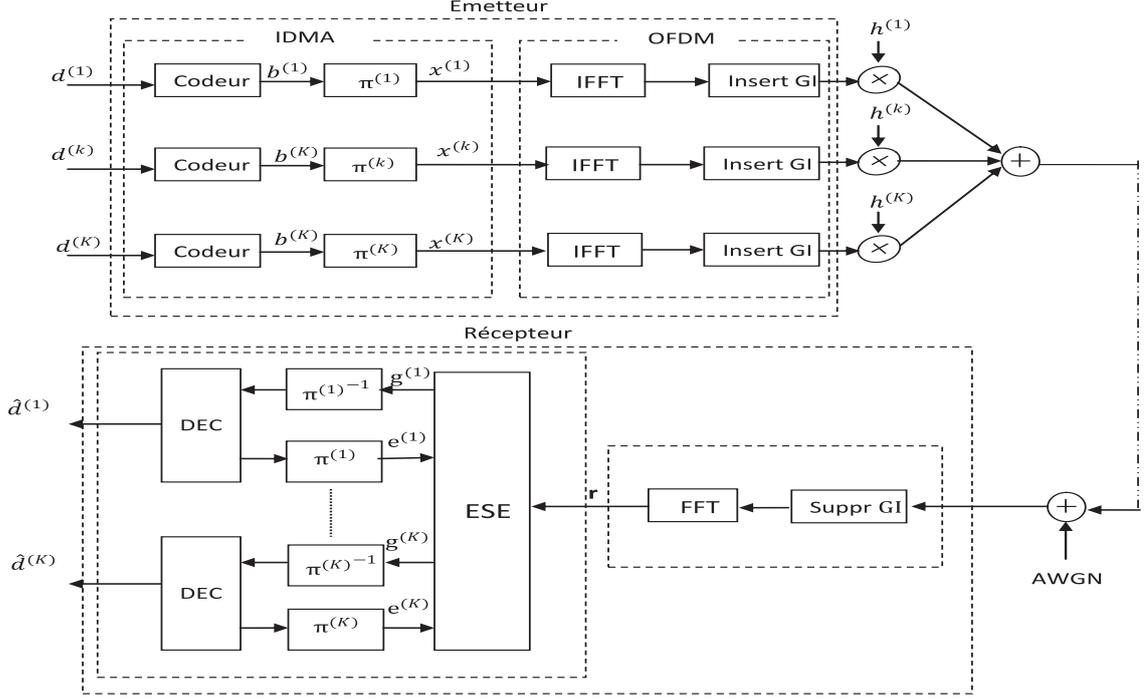


Figure 2.6 : Structure de l'émetteur/récepteur du système OFDM – IDMA.

$$r(n) = H_k(n)X_k(n) + \xi_k(n) \quad (2.36)$$

où

$$\xi_k(n) = r(n) - H_k(n)X(n) = \sum_{k' \neq k}^K H_{k'}(n)X_{k'}(n) + V(n) \quad (2.37)$$

Où les  $H_k(n)$  correspondent aux composantes de la FFT de la réponse du canal. Le terme  $\xi_k(n)$  représente l'effet conjoint du bruit et les interférences de MAI totales. D'après le théorème de limite central (CLT), l'interférence  $\xi_j^{(k)}$  peut être approché à une variable aléatoire gaussienne avec une moyenne de  $E\{\xi_k(n)\}$  et une variance de  $Var(\xi_k(n))$

L'information fournie au détecteur ESE est alors de même nature que celle du système multi – utilisateurs IDMA sur canal mono – trajets ; Ainsi, afin de récupérer les informations venant de chaque utilisateur, le détecteur ESE estime uniquement les interférences MAI pour permettre leur suppression du signal démodulé [9].

L'expression du  $LLR$  de  $X(n)$ , correspondant au récepteur du système OFDM – IDMA pour un traitement série et une modulation BPSK est donnée comme suit :

$$e_{ESE}(X_k(n)) = \frac{2|H_k(n)|}{Var\{\xi_k(n)\}} \times (r(n) - E\{\xi_k(n)\}) \quad (2.38)$$

L'approche pour calculer  $E\{\xi_k(n)\}$  et  $Var\{\xi_k(n)\}$  est disponible en [9][105]. Les résultats de l'ESE sont fournis aux décodeurs à probabilité a posteriori (APP), les détails de cette étape sont fournis en [9][105]. En supposant que la détection des symboles est traitée trame par trame et chaque trame contient plusieurs symboles OFDM. Ensuite, le signal reçu pour les  $m^{th}$  symboles OFDM peut être réécrit comme :

$$r_m(n) = \sum_{k=1}^K H_{k,m}(n)X_{k,m}(n) + V_m(n) \quad (2.39)$$

En utilisant une notation matricielle, l'équation (2.39) peut être réécrit comme :

$$r_m = \sum_{k=1}^K H_{k,m}c_k d_{k,m} + V_m \quad (2.40)$$

$$r_m = H_m C d_m + V_m \quad (2.41)$$

$$r_m = B d_m + V_m \quad (2.42)$$

Avec

$$B = \begin{bmatrix} H_{1,1}c_{1,1} & H_{2,1}c_{2,1} & \cdots & H_{K,1}c_{K,1} \\ H_{1,2}c_{1,2} & H_{2,2}c_{2,2} & \cdots & H_{K,2}c_{K,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1,SF}c_{1,SF} & H_{2,SF}c_{2,SF} & \cdots & H_{K,SF}c_{K,SF} \end{bmatrix} = (b_1, b_2, \cdots, b_k \cdots, b_K)$$

représente la fonction de transfert du système matrice de dimension  $SF \times K$ , qui contient les vecteurs spécifiques à l'utilisateur  $K$

$$b_k = H_k c_k = (H_{K,1}c_{K,1}, H_{K,2}c_{K,2}, \cdots, H_{K,SF}c_{K,SF})^T$$

$H_k$  est la matrice diagonale de dimension  $SF \times SF$  comprenant la réponse en fréquence canal de l'utilisateur  $k$  et  $c_k$  est le vecteur de dimension  $SF \times 1$  représente la séquence de la signature de l'utilisateur  $k$  et  $V_m$  est le vecteur de bruit blanc additif gaussien de dimension  $SF \times 1$ .

### 2.3.2 La fonction ESE pour les canaux multi – trajets

Dans un contexte de canaux multi – trajets, le rôle du détecteur ESE est d’annuler l’effet des interférences ISI et MAI simultanément. Ce système a été proposé la première fois par Li Ping et al [71]. où la méthode d’annulation d’interférences a été baptisée LLRC pour LLR Combining. Celle – ci consiste d’abord à calculer les LLR correspondant aux chips émis empruntant chaque trajet, puis à combiner ces LLR à l’aide de la méthode de combinaison à gain maximal MRC.

Nous considérons la fonction ESE dans des canaux à évanouissements quasi – statique de Rayleigh à  $L$  trajets et  $h_l^{(k)} = [h_k(0), h_k(1), \dots, h_k(L - 1)]$  sont les coefficients d’évanouissement correspondant au  $k^{\text{ème}}$  utilisateur. le signal reçu pour une modulation BPSK peut être représenté par[71] :

$$r(m) = \sum_{k=1}^k \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(k)} x_k(m-l) + n_l(m) \quad m = 1, \dots, M + L - 1 \quad (2.43)$$

Nous écrivons :

$$r(m+l) = h_l^{(k)} x_k(m) + \xi_l^{(k)}(m) \quad (2.44)$$

Où

$$\xi_l^{(k)}(m) = r(m+l) - h_l^{(k)} x_k(m) \quad (2.45)$$

La similitude entre (2.45) et (2.17) est clairement visible. L’algorithme de détection dans un canal multi – trajets ci – dessous est une extension simple de l’algorithme précédent

Initialisation :

—

$$\mu_m^{(k)} = E(x_k(m)) = 0, \nu_m^{(k)} = Var(x_k(m)) = 1 \quad \forall k, m$$

Processus itératif :

Première étape : estimation des interférences

$$E(r(m)) = \sum_{k=1}^k \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(k)} E(x_k(m-l)) \quad (2.46)$$

$$\text{Var}(r(m)) = \sum_{k=1}^k \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(k)}|^2 \text{Var}(x_k(m-l)) + \sigma^2 \quad (2.47)$$

$$E(\xi_l^{(k)}(m)) = E(r(m+l)) - h_l^{(k)} E(x_k(m)) \quad (2.48)$$

$$\text{Var}(\xi_l^{(k)}(m)) = \text{Var}(r(m+l)) - |h_l^{(k)}|^2 \text{Var}(x_k(m)) \quad (2.49)$$

Deuxième étape : annulation d'interférences et génération du LLR

$$g(x_k(m))_l = 2h_l^{(k)} \times \frac{r(m+l) - E(\xi_l^{(k)}(m))}{\text{Var}(\xi_l^{(k)}(m))} \quad (2.50)$$

Le LLR  $g(x_k(m))$  du chip émis  $x_k(m)$  est donc la somme des LLR notés  $g(x_k(m))_l$ , des chips ayant emprunté les  $L$  trajets. Il est donné par l'équation suivante :

$$g(x_k(m)) = \sum_{l=0}^{L-1} g(x_k(m))_l \quad (2.51)$$

Puisque, durant le processus de détection, le détecteur ESE combine le LLR de tous les trajets, l'algorithme de détection connu sous le nom IDMA avec LLR combining (LLRC) dans [71].

## 2.4 Détection multi – utilisateurs aveugle pour les systèmes IDMA

Formalisée par P. Comon [41], l'analyse en composantes indépendantes (ACI) est une technique équivalente à la résolution du problème de séparation des sources (dans son expression la plus simple). Il s'agit de la généralisation de l'analyse en composantes principales (ACP). Le principe est de transformer linéairement des données vectorielles en données dont les composantes sont statistiquement indépendantes, alors que l'ACP ne les transforme qu'en composantes décorrelées. Ces hypothèses sont généralement réalisées dans de nombreux domaines de la communication sans fil, tels que code division multiple access (CDMA) systèmes [106][107], IDMA systèmes [108], multiple input multiple output (MIMO) systèmes [109] OFDM systèmes [110], CDMA MIMO – OFDM systèmes [111][112], cognitive radio networks (CRNs) [113][114], and wireless sensor networks (WSNs) [115][116].

Les systèmes actuels considèrent que le canal de transmission est connu en émission et en réception, c'est – à – dire la connaissance à priori de l'état du canal CSI (Channel State Information) est supposée. Dans la réalité, le canal de transmission devrait être estimé au moins en réception. Cependant, des résultats récents montrent que les systèmes utilisant les séquences d'apprentissage sont sous-optimaux, particulièrement en termes de rapport signal

sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) et d'efficacité spectrale. De plus, cette approche réduit le flux des informations dans le système. Dans ce contexte, la méthode statistique émergente ICA sera utilisée en réception afin d'éviter la contrainte CSI[106][107].

Récemment, les auteurs de [108] ont appliqué la séparation aveugle ICA (sans bruit) comme un outil d'ajustement attaché au récepteur IDMA. En outre, une méthode aveugle pour l'IDMA codé est présentée dans [117]; cependant, elle est basée sur les grands écarts de puissance entre les utilisateurs. Une détection par un post – processeur ICA – bruité (Noisy – ICA) des signaux reçus CDMA corrompus par un bruit gaussien est rapportée dans [46]. Hamza et al dans [118] ont employé la même approche dans le contexte IDMA. L'approche ICA (sans bruit) en liaison montante OFDM – IDMA est analysée dans [119], où les auteurs ont comparé l'algorithme FastICA dans le cas de l'IDMA et OFDM – IDMA systèmes dans un canal de Rayleigh quasi – statique à évanouissements plats.

#### 2.4.1 Modélisation du problème

Le principe de l'ICA nécessite la mesure de l'indépendance de variables aléatoires CI (Composantes Indépendante) qui se repose sur une distribution de probabilité non gaussienne. Pour simplifier la formulation du problème, nous effectuons une opération de blanchiment des signaux à traiter qui consiste à rendre les composants du signal mutuellement décorrélaté de moyenne nulle [120]. L'indépendance entre les CI recherchées est estimée par des mesures caractéristiques et autour desquelles ont été développés les différents algorithmes de l'ICA [121][122]. Certains ont eu un impact considérable dans la communauté de l'ICA par leur efficacité, leur généralité et leur vitesse de convergence. Parmi ces algorithmes nous trouvons Fast – ICA qui se base sur le théorème de point fixe [120]. Nous pouvons remarquer que les modèles de systèmes OFDM – IDMA et IDMA dans les équations (2.42) et (2.7) peuvent être exprimées sous forme similaire à celui du modèle de l'ICA bruité en equation (1.15). Donc, l'estimation des symboles (les sources pour notre cas) uniquement à partir des observations reçues est :

$$y_m = W^T r_m \quad (2.52)$$

Où  $W = [w_1, w_2, \dots]$  est appelée la matrice de séparation qui devrait rendre les composantes  $w_1^T r_m, w_2^T r_m, \dots$ , indépendantes les unes des autres autant que possible et chacune d'eux puisse représenter une des sources. Ainsi,  $y_m$  est employé pour estimer le bit de données de l'utilisateur désiré à  $m^{ième}$  intervalle. Pour simplifier, la modulation BPSK est supposée, le symbole de l'utilisateur désiré  $k$  peut être obtenu simplement en prenant la fonction de signum de  $y_m$  :

$$\hat{d}_m^k = \text{sign}(y_m^k) = \text{sign}(w_k^T r_m) \quad (2.53)$$

#### 2.4.2 Technique de suppression de biais

Une approche qui permet d'estimer le modèle de l'ICA bruité est la technique de suppression de biais pour l'algorithme FastICA proposé par Hyvarinen [120][52]. L'objectif est de modifier les méthodes de base de l'ICA (1.13) dans le sens d'enlever, ou au moins de réduire, le biais introduit par le bruit dans le modèle de l'ICA bruité(1.15). Il est à noter ici que dans l'étape de blanchiment préliminaire, l'effet du bruit doit être pris en considération. Ceci est possible si la matrice de covariance du bruit est supposée connue. En effet, si nous notons par  $\Gamma = E \{r_m r_m^T\}$  la matrice de covariance des données observées bruitées,  $\Phi = E \{n_m n_m^T\}$  est la matrice de covariance du bruit additif avec une moyenne nulle et une variance unitaire. Donc le blanchiment ordinaire devrait être remplacé par le "quasi - blanchiment" [47][42] :

$$z_m = (\Gamma - \Phi)^{-1/2} r_m^c \quad (2.54)$$

Où  $r_m^c = r_m - E \{r_m\}$  est le vecteur de données bruitées observées centré. La transformation linéaire (2.54) est appelée quasi - blanchiment du fait que la matrice de blanchiment est obtenue à partir de la matrice de covariance des données non - bruitées ( $\Gamma - \Phi$ ). D'après (1.15) et (2.54), les données quasi - blanchies possèdent alors le modèle de l'ICA bruité suivant :

$$z_m = \Psi d_m + \tilde{n}_m \quad (2.55)$$

Où  $\Psi = (\Gamma - \Phi)^{-1/2} B$  est orthogonale, et  $\tilde{n}_m$  est le bruit linéairement transformé par la matrice  $(\Gamma - \Phi)^{-1/2}$ . Tout algorithme de base de l'ICA pourrait maintenant être utilisé pour extraire les composants CI du modèle (2.55), si seulement nous pouvons l'estimer pour le modèle des données non - bruitées (1.13) en utilisant le vecteur des observations bruitées  $r_m$ . L'étape de prétraitement consiste à blanchir les données d'observations bruitées. Le paragraphe suivant est consacré à présenter cette étape.

#### 2.4.3 Procédure de détection multi - utilisateurs

L'algorithme FastICA est choisi pour estimer le modèle ICA - bruité, principalement en raison de sa mise en œuvre plus simple et de sa convergence rapide [120]. Une fois l'étape de blanchiment est effectuée, ce qui est garantie par la partie PCA modifiée du modèle proposé dans la sous - section ci - dessus, une version modifiée de l'algorithme FastICA est

dérivée comme dans [47][52]. En biaisant la règle d'apprentissage de l'algorithme de base FastICA, nous obtenons ainsi l'algorithme noisy – ICA qui peut être donc décrit comme suit :

$$w_j = E \{ z_m g(w_j^T z_m) \} - (I + \tilde{\Phi}) w_j E \{ \dot{g}(w_j^T z_m) \} \quad (2.56)$$

$$\tilde{\Phi} = E \{ \tilde{n}_m \tilde{n}_m^T \} = (\Gamma - \Phi)^{-1/2} \Phi (\Gamma - \Phi)^{-1/2} \quad (2.57)$$

$$w_j = w_j - \sum_{p=1}^{j-1} (w_j^T w_p) w_p \quad (2.58)$$

$$w_j^+ = \frac{w_j}{\sqrt{w_j^T w_j}} \quad (2.59)$$

Où  $w_j^+$ , la nouvelle valeur de  $w_j$ , elle est normalisée à l'unité après chaque itération [41]. où  $g(\cdot)$  et  $\dot{g}(\cdot)$  sont respectivement les dérivées de  $G(\cdot)$  et  $g(\cdot)$ . Comme dans le cas de l'algorithme FastICA, l'équation (2.58) sert à rendre le vecteur  $w_j$  orthogonal aux lignes de  $W$  déjà extraites et l'équation (2.59) est pour normaliser les  $w_j$ . La fonction non – linéaire  $G(\cdot)$  appelée fonction de contraste peut être choisie parmi ces trois fonctions suivantes :

$$G_1(u) = \frac{1}{\alpha_1} \log \cosh(\alpha_1 u) \quad (2.60)$$

$$G_2(u) = -\frac{1}{\alpha_2} \exp\left(\frac{-\alpha_2 u^2}{2}\right) \quad (2.61)$$

$$G_3(u) = \frac{1}{4} u^4 \quad (2.62)$$

Où  $1 \leq \alpha_1 \leq 2$  and  $\alpha_2 \approx 1$  sont des constantes. Ces fonctions couvrent principalement les non – linéarités utilisées dans les algorithmes de base de l'ICA [42]. Le schéma fonctionnel du détecteur à base d'ICA est illustré dans la figure 2.7.

## 2.5 Comparaison avec d'autres techniques d'accès multiples

Bien que l'approche CDMA puisse également comprendre trois composantes, à savoir un codeur de canal, un entrelacer et un bloc d'étalement, inverser l'ordre d'entrelacement et d'étalement dans IDMA conduit à un entrelacement au niveau chips au lieu de l'entrelacement au niveau bits dans le cas CDMA. Les corrélateurs peuvent être retirés et les différents utilisateurs peuvent être distingués par leur unique entrelaceur spécifique à l'utilisateur désiré et non plus de par des codes d'étalement. Puisque les codes d'étalement ne sont pas

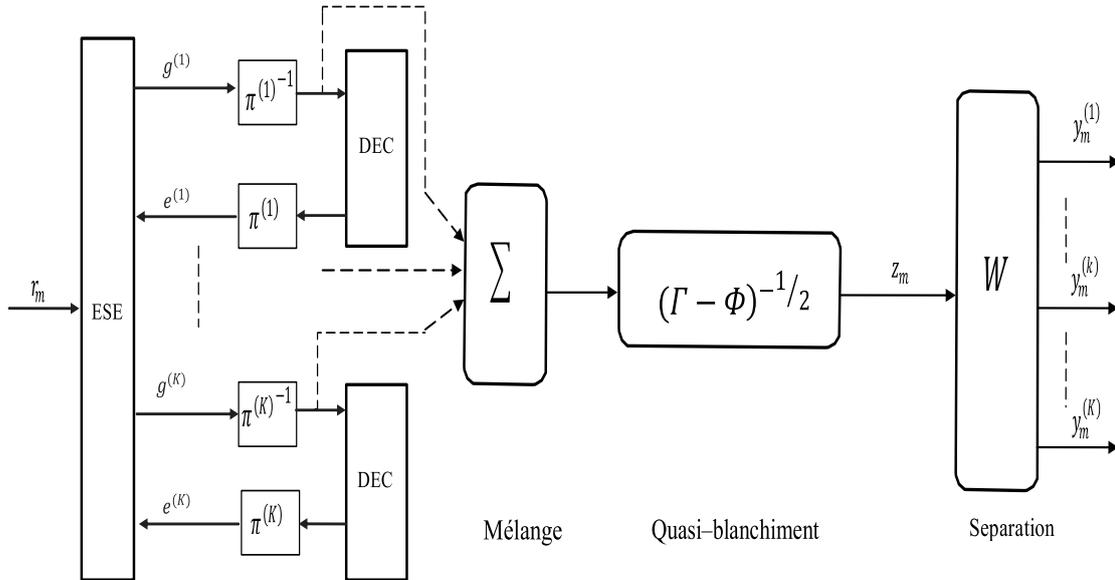


Figure 2.7 : Architecture du récepteur OFDM – IDMA à base du détecteur ICA.

nécessaire pour le fonctionnement du système IDMA, la structure CDMA basée sur les corrélateurs ne convient pas dans l’IDMA. Cependant, le code d’étalement peut être utilisé conjointement avec les codeurs du canal afin de simplifier le codeur global. Ce changement de structure montre l’avantage de l’approche IDMA par rapport à l’approche CDMA.

Dans CDMA, des débits de données élevés peuvent être obtenus en utilisant un CDMA multicode ou en réduisant le facteur d’étalement, ce qui entraîne une diminution du gain de traitement (processing gain) par rapport aux interférences. Alors que dans IDMA des débits de données élevés peuvent être atteints en utilisant un codage avec des taux de codage élevés. Le traitement au niveau chips augmente la diversité temporelle dans les canaux sélectifs en temps, et l’interférence pour un chip est indépendante pour un autre chip. La complexité de calcul par utilisateur est indépendante du nombre d’utilisateurs actifs, cette propriété est toujours vérifiée même dans les canaux à trajets multiples parce qu’elle ne dépend que du nombre de trajets  $L$ . De plus, pour maintenir l’orthogonalité, des techniques telles que la TDMA et la FDMA nécessitent une synchronisation de trames. En revanche, aucune exigence de synchronisation n’est nécessaire dans l’IDMA. Une comparaison entre l’IDMA et d’autres architectures d’accès multiple est rapportée dans le tableau 2. 1 [123].

|                                 | <b>FDMA</b>      | <b>TDMA</b> | <b>CDMA</b>       | <b>IDMA</b>      |
|---------------------------------|------------------|-------------|-------------------|------------------|
| Séparation multi – utilisateurs | Fréquences       | Temps       | Codes d'étalement | Entrelaceurs     |
| Interférences inter – cellules  | Sensible         | Sensible    | Atténuées         | Atténuées        |
| Suppression des interférences   | Inutile          | Inutile     | MUD               | MUD              |
| Méthode d'annulation IES        | Préfixe cyclique | Égalisation | Rake              | Turbo – décodeur |

Tableau 2. 1 : Comparaison entre l'IDMA et les autres systèmes d'accès multiples

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le schéma de l'émetteur et le récepteur itératif pour les systèmes IDMA. La particularité du schéma IDMA est qu'elle permet une détection à faible coût et capable de prendre en charge un grand nombre d'utilisateurs dans des cas non – codés et codés, cette caractéristique est à l'origine de l'utilisation d'entrelaceurs dans le procédé de séparation d'utilisateurs. En présence de canaux à évanouissent, il est nécessaire de mettre en œuvre des techniques permettant de combattre les effets de MAI et ISI, ainsi de profiter de la diversité fréquentielle et temporelle à savoir la technique hybride telle que OFDM – IDMA. Par ailleurs le détecteur ESE – LLRC proposé par Li Ping et. al. traite simultanément les interférences MAI et ISI, en utilisant la technique LLRC. Nous nous mettons dans le cadre particulier de séparation aveugle. L'objectif est d'extraire les signaux émis par les différents utilisateurs sans connaissance préalable de contrainte de l'état du canal CSI. Dans ce cadre, nous avons présenté les différents algorithmes de l'ICA utilisés afin d'estimer les symboles transmis.

## CHAPITRE 3

### SIMULATIONS ET RÉSULTATS

L'appréciation des performances des systèmes de communication est considérée comme une étape primordiale avant de concevoir ces derniers. L'approche analytique est épargnée pour sa délicatesse malgré qu'elle soit la méthode la plus raisonnable pour cette appréciation, ou tous les paramètres sont calculés minutieusement selon une démarche mathématique. La simulation est un bon alternatif permettant aux développeurs de manipuler des formules mathématiques parfois complexes ; par conséquent se focalisent uniquement sur les résultats.

Ce dernier chapitre est entièrement dédié à la comparaison numérique des différentes techniques de détection des systèmes que nous avons présentés durant de cette thèse. Nous rappelons que chaque détecteur proposé a déjà été étudié indépendamment, selon certains aspects, dans les chapitres 1 et 2. L'objectif maintenant est d'examiner les avantages et inconvénients de chaque détecteur dans un cadre commun de simulations ce qui permettra une comparaison facile et honnête. Tous les détecteurs proposés durant de cette thèse seront évidemment évalués par leurs capacités à éliminer les interférences MAI et les ISI et de répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil en terme de capacité du système et de débit de transmission de données, ils doivent également être analysées, généralement avec des tests de taux d'erreur de bit (Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruit ; c'est – à – dire à assurer un BER aussi faible que possible, et à acheminer le plus d'information utile, ce qui revient à maximiser la capacité, et/ou l'efficacité spectrale. Pour nos simulations, nous nous sommes basés sur l'organigramme mentionné à la figure 3.1.

#### 3.1 Performances de la technique CDMA

Dans cette section, nous analysons quelques détecteurs utilisés dans le cas d'une transmission CDMA. Le but étant de ressortir les récepteurs les plus performants dans chacune des classes de détecteurs multi – utilisateurs. Nous nous intéressons d'abord à la comparaison de différents détecteurs multi – utilisateurs tels que, les détecteurs classiques le conventionnel, le décorrélateur, le MMSE, les détecteurs non linéaires PIC,SIC,DFE. De plus, nous examinons les performances des différents détecteurs pour un canal de Rayleigh à évanouissement plat.

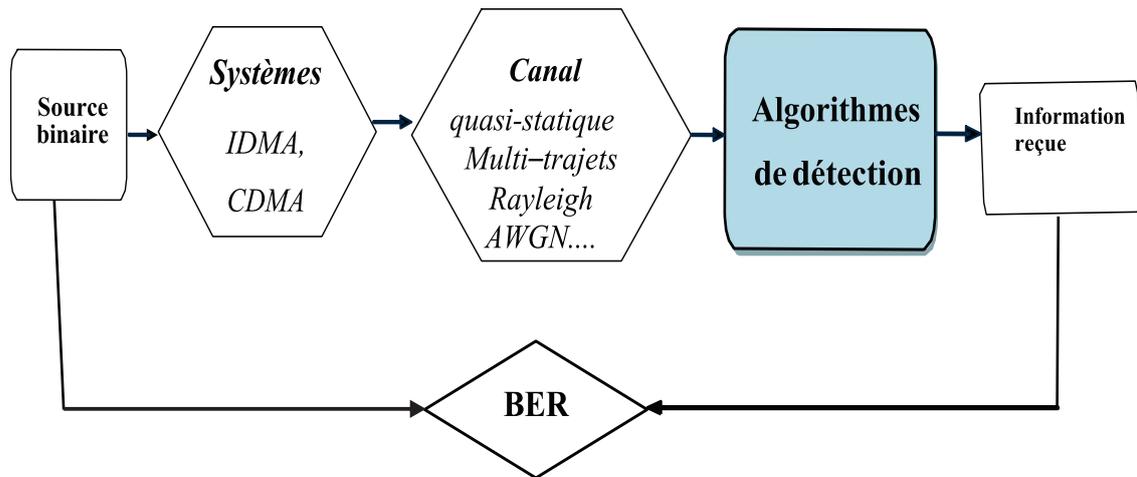


Figure 3.1 : Organigramme de la procédure retenue dans les simulations.

Enfin, nous analysons les performances de la combinaison de la technique d'accès multiples CDMA et la technique multi – porteuses OFDM.

### 3.1.1 Performances de la détection multi – utilisateurs CDMA

La figure 3.2 montre les courbes de variation du BER en fonction de nombre d'utilisateurs dans un canal AWGN, avec un SNR de 5 dB, un facteur d'étalement de  $SF = 64$  et un contrôle de puissance parfait. Étant donné que le détecteur conventionnel MF est un détecteur mono – utilisateurs, les inter-corrélations entre les codes d'étalement ne sont pas tout à fait nulles, donc le second terme dû aux interférences multiutilisateurs MAI sera considéré comme du bruit et va affaiblir le BER si  $K$  augmente. Les détecteurs linéaires MMSE, ZF permettent des performances à peu près semblables à celles de détecteurs non linéaires PIC, SIC, DFE, cela est dû au contrôle parfait de puissance ( pas de problème d'éblouissement). La performance de SIC est nettement plus faible en raison de l'absence de variance des puissances reçues et sachant que ce détecteur non linéaire est fondé sur les variances de différents utilisateurs, dans notre cas ces variances sont égales.

Maintenant, nous allons maintenir constant le nombre d'utilisateurs à  $K = 12$  et le facteur d'étalement à  $SF = 16$ . Ensuite, nous évaluons les performances de chacun des détecteurs à l'aide des courbes représentant les variations du BER en fonction de celles du SNR. La figure 3.3 affirme la caractéristique de détecteur SIC, ce qui signifie qu'avec le

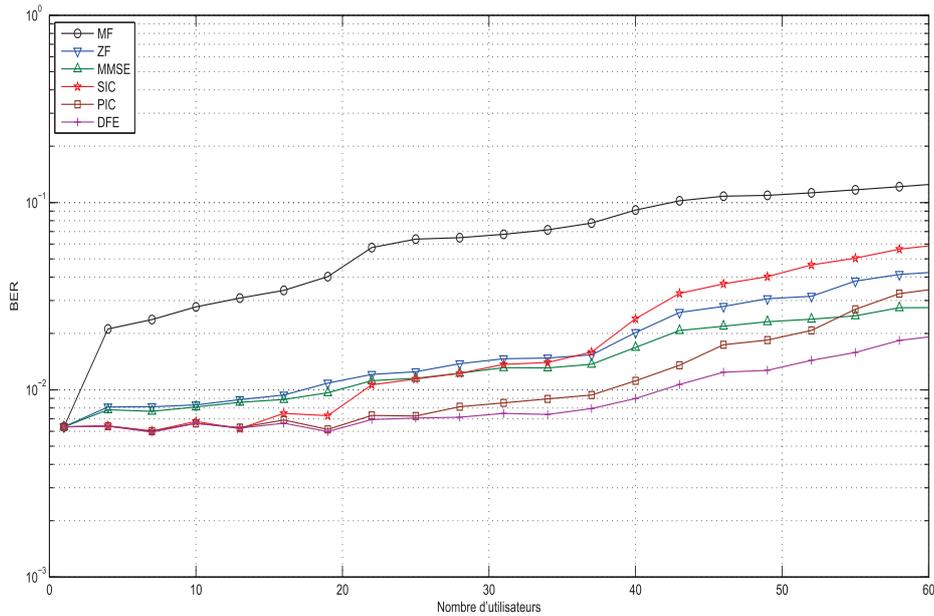


Figure 3.2 : Performances de MUD en fonction de nombre d'utilisateurs pour  $SNR = 5dB$ .

$K = 12^{ieme}$  utilisateur est le dernier à être décodé ceci permet d'obtenir une performance inférieure à celles d'autres détecteurs non linéaires. Nous remarquons aussi que le détecteur MMSE permet de donner de bonnes performances que le détecteur décorrélateur ZF pour des faibles SNR. Nous voyons bien qu'au delà d'un SNR élevé ( $SNR \gtrsim 8 dB$ ), les performances du ZF approchent ceux de MMSE. Cela s'explique comme nous l'avons montré dans le sous – paragraphe 1.3.2.2 de chapitre 1 par le fait que ce détecteur est excellent pour la suppression du bruit dû à l'interférence.

Nous considérons maintenant un canal de Rayleigh à évanouissement plat, les performances de différents détecteurs sont présentées sur la figure 3.4 , pour  $K = 8$  et  $SF = 16$ . De façon similaire à la simulation précédente, nous trouvons une amélioration significative par rapport au détecteur conventionnel, ces détecteurs offrent des performances presque équivalentes. Le détecteur SIC présente des performances supérieures à celles du détecteur PIC, ces performances sont principalement dues au fait de l'utilisation d'un filtre conventionnel au premier étage du détecteur PIC. Le détecteur PIC est limité par la contrainte de convergence qui dépend de la matrice d'intercorrélation  $R$ . Le détecteur SIC ne présente pas de problème de convergence, et il converge mieux que le PIC vers le détecteur décorrélateur.

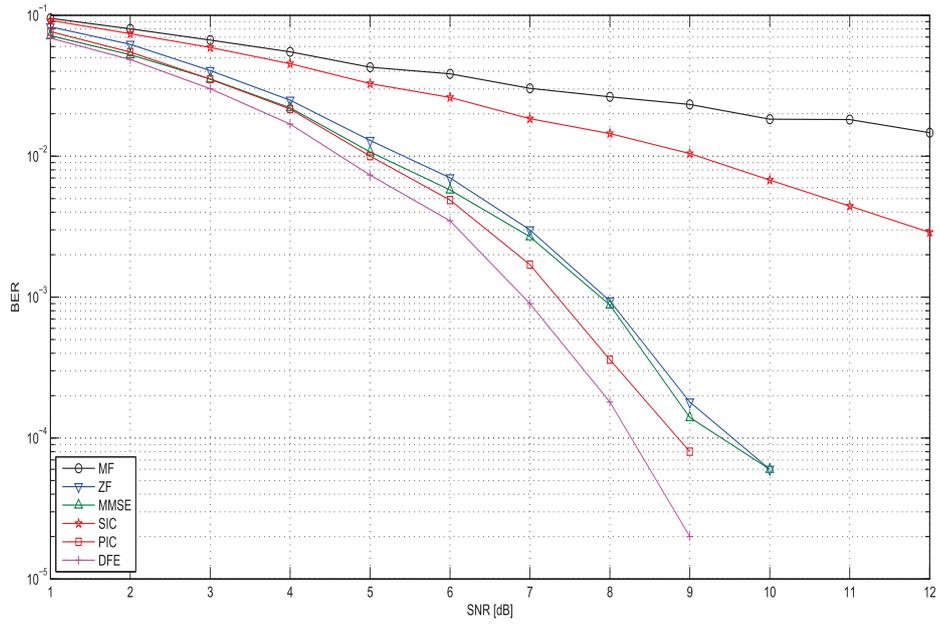


Figure 3.3 : Performances de MUD dans un canal AWGN pour  $K = 12$ .

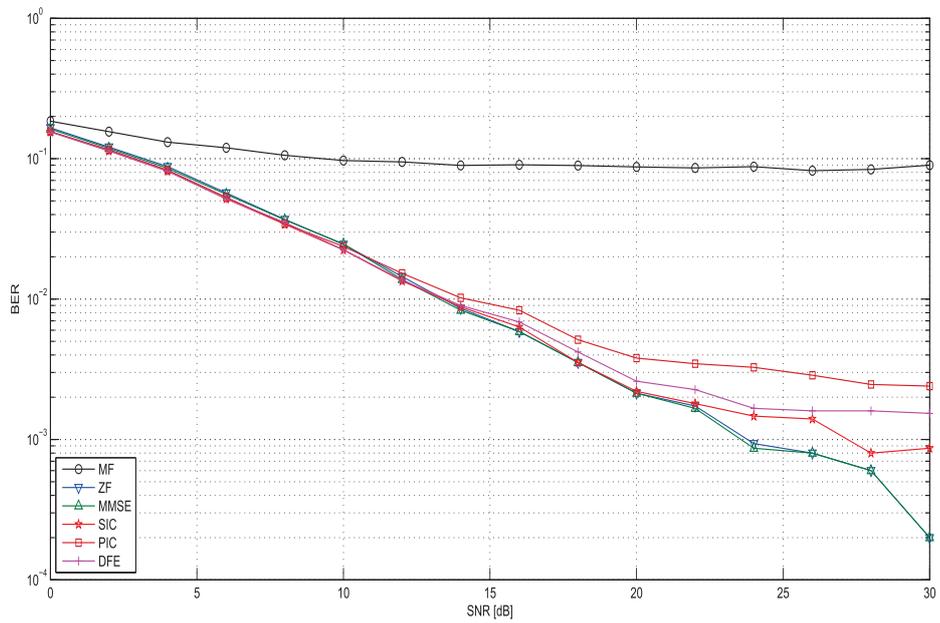


Figure 3.4 : Performances de MUD sur un canal à évanouissement.

### 3.1.2 Performances de l'association OFDM – CDMA

Dans cette section, nous allons montrer les performances des systèmes OFDM – CDMA et CDMA MIMO – OFDM et l'amélioration apportée par le fait d'utiliser une diversité spatio – temporel. Ensuite, nous avons intégré différents détecteurs à notre chaîne de transmission d'un système mutli – utilisateurs multi – antennes à porteuses multiples. Le schéma synoptique de tels systèmes est présenté dans les figures 1.7 et 1.8 du chapitre 1. Nous supposons ici une liaison descendante, (de station de base vers les terminaux) et une parfaite synchronisation entre les utilisateurs.

#### 3.1.2.1 Comparaison des différents détecteurs

Il s'agit dans cette étude comparative d'effectuer les simulations dans les mêmes conditions pour chacun des détecteurs afin de comparer leurs performances à l'aide des graphiques du taux d'erreur binaire. Nous avons utilisé les paramètres de simulation montré dans le tableau 3.1 avec une modulation QPSK et un canal AWGN avec  $N_c = 128$ . La figure 3.5 nous montre que le détecteur MMSE permet de donner de bonnes performances que le détecteur décorrélateur ZF. Nous voyons bien qu'au delà d'un SNR élevé (proche de  $10dB$ ), les performances du ZF approchent ceux de MMSE. Enfin, le détecteur conventionnel MF est un détecteur mon – utilisateur qui ne tient pas compte des MAI.

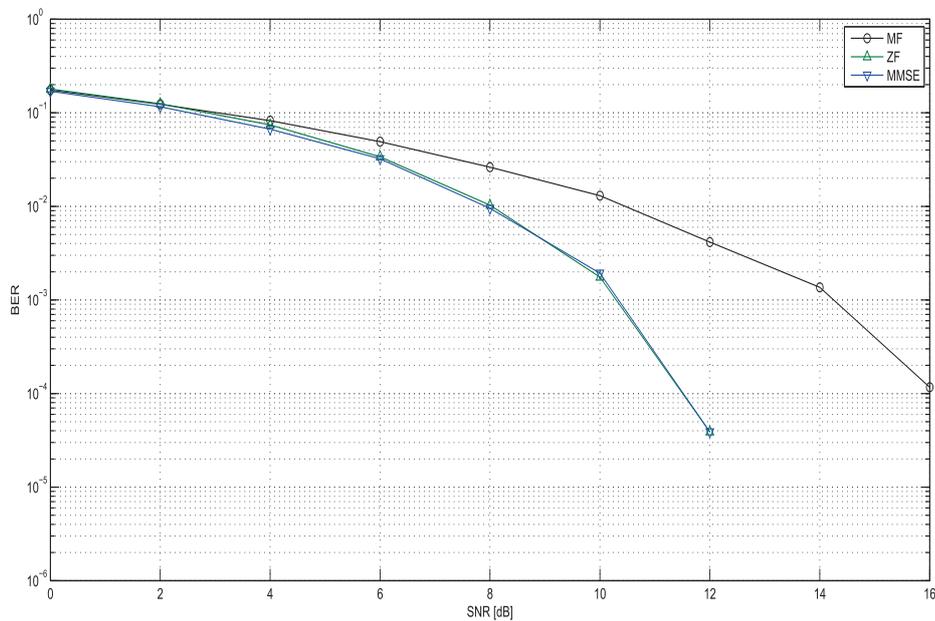


Figure 3.5 : Performances de MUD pour le système OFDM-CDMA.

|                              |                                   |
|------------------------------|-----------------------------------|
| Type du canal                | AWGN, Rayleigh                    |
| Séquences d'étalement        | Code Gold de longueur $SF = 63$ . |
| Nombre de sous porteuses     | $N_c = 64,128$                    |
| Nombre de bits à transmettre | $N_c \times 100$                  |
| Type du constellation        | QPSK,BPSK                         |
| Nombre d'utilisateurs        | $K = 10$                          |

Tableau 3. 1 : Paramètres de simulation pour les différents détecteurs OFDM – CDMA

### 3.1.2.2 Évaluation des performances en diversité

L'objectif principal de ce paragraphe est de montrer l'effet de la diversité spatio – temporel sur les performances du système CDMA MIMO – OFDM . Les paramètres de la simulation sont résumés dans le tableau 3. 1 avec une modulation BPSK et un canal Rayleigh avec  $N_c = 64$ . Les figures 3.7, 3.6 montrent, respectivement, les résultats obtenus pour des systèmes MISO et MIMO à accès multiple et porteuses multiples, avec un détecteur MMSE, pour différents nombres  $N_t$  d'antennes émettrices, et  $N_r$  antennes réceptrices et les codes d'étalement utilisés dans cette simulation sont des séquences du Gold.

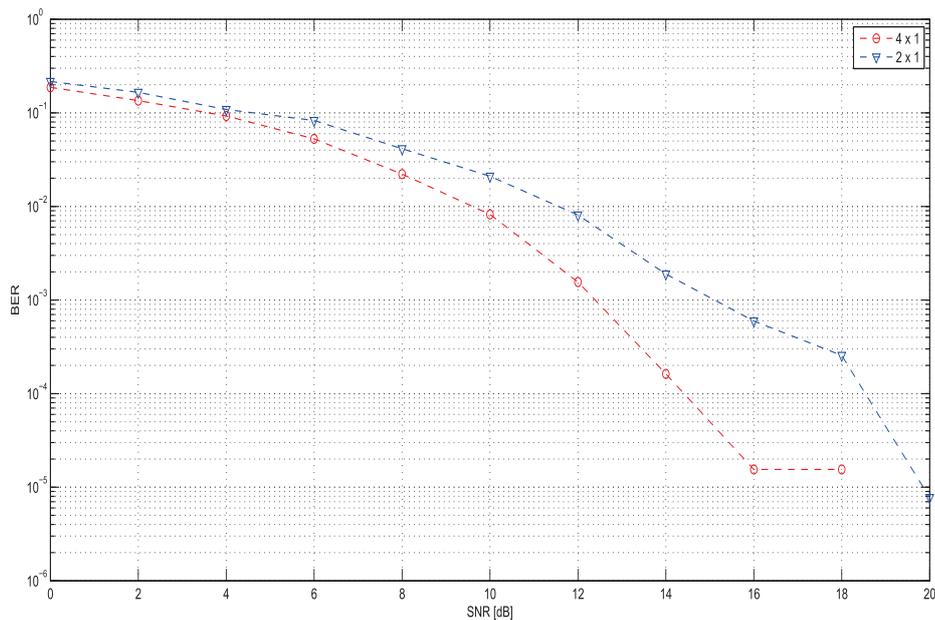


Figure 3.6 : Performance du système CDMA MISO – OFDM avec un détecteur MMSE.

En premier temps, nous supposons un système MISO avec  $N_t$  antennes émettrices et une seule antenne réceptrice. La figure 3.7 nous donne le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit pour chaque valeur de  $N_t$  différente. Nous remarquons que le BER

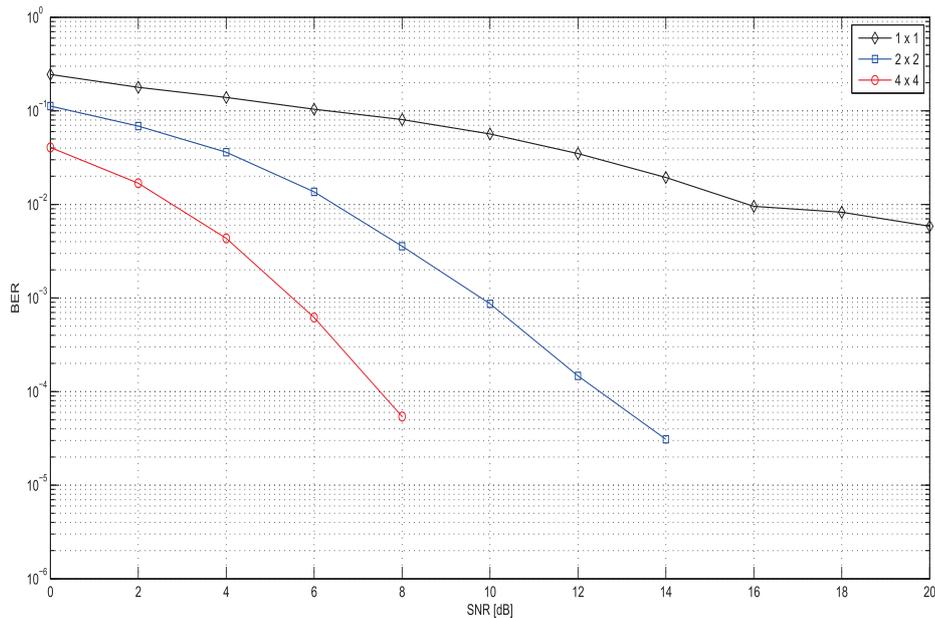


Figure 3.7 : Performance du système CDMA MIMO – OFDM avec un détecteur MMSE.

est clairement abaissé en augmentant le nombre d'antennes à la réception. Ceci est dû au fait d'avoir plusieurs versions du signal émis, ce qui diminue le taux d'erreur, cette figure met en avant le gain de performance lorsque le nombre d'antennes est augmenté de 2 à l'émission. Lors du passage de  $(N_t, N_r) = (2, 1)$  à  $(4, 1)$ , pour un BER de  $10^{-4}$ , le gain est de presque 2 *dB*.

Nous étudions maintenant l'effet de la diversité spatiale sur les performances du système ( voir la figure 3.6). Nous remarquons que les performances s'améliorent en augmentant le nombre d'antennes émettrices et réceptrices. Par exemple, pour un SNR de 8 *dB*, nous avons un BER de  $4 \cdot 10^{-5}$  pour  $(N_t, N_r) = (4, 4)$  contre un BER de  $2 \cdot 10^{-3}$  pour  $(N_t, N_r) = (2, 2)$  et un BER d'ordre  $10^{-1}$  pour le cas SISO. Cette amélioration est due à la disponibilité de plusieurs versions du signal émis au niveau du récepteur.

En figure 3.8, nous comparons les performances des détecteurs MMSE, ZF, MF pour une configuration MISO  $(N_t, N_r) = (2, 1)$ . Nous remarquons que le détecteur MF est le moins performant que les autres détecteurs utilisés. Nous notons aussi que le détecteur MMSE présente une meilleure résistance au bruit que le détecteur ZF. Effectivement, le détecteur ZF, ne tient pas en considération le niveau du bruit additif, ses performances se détériorent avec l'augmentation de ce dernier. Par contre, lorsque le niveau bruit devient faible les performances du détecteur ZF et du détecteur MMSE deviennent similaires

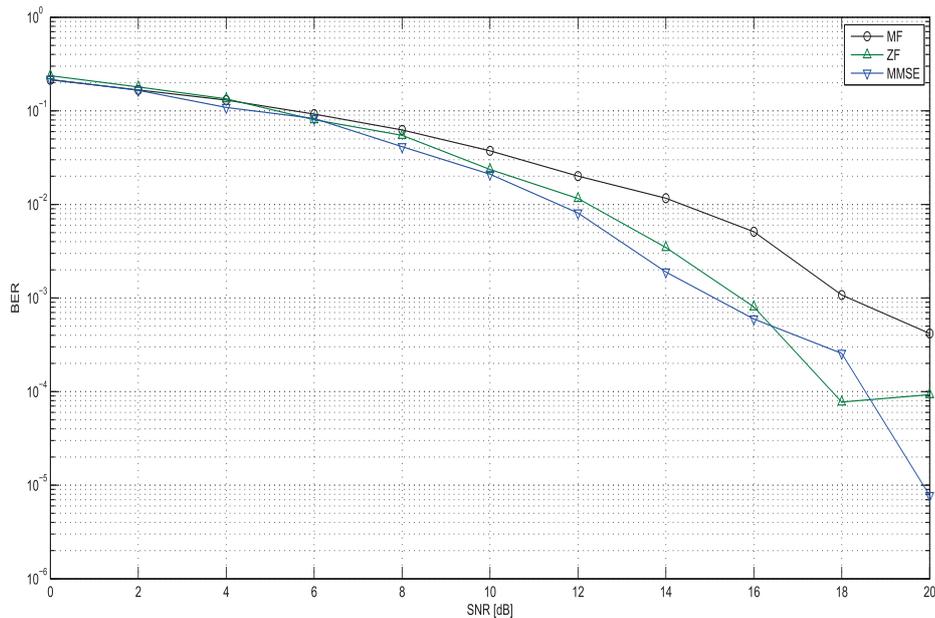


Figure 3.8 : Performances de MUD pour le système CDMA MISO-OFDM..

### 3.2 Performances de la technique IDMA Versus CDMA

Pour cette partie, nous allons simuler la technique CDMA en fonction du taux de charge, nous utilisons des séquences aléatoires PN (Pseudo Noise) de longueur  $SF = 32$ , et nous allons comparer ses performances avec celles du système IDMA, les résultats de cette comparaison sont présentés sur la figure 3.9. Dans cette section, nous considérons que le nombre d'itérations turbo – décodage est fixé  $it = 10$ , et le nombre de bits à envoyer  $N_{info} = 256bits$ , avec un nombre de blocs = 100 et avec une modulation BPSK.

À partir de la figure 3.9, les courbes de BER nous permettent de voir que les courbes de la technique IDMA ont des meilleures performances par rapport à celles de CDMA avec un détecteur MMSE. Ce décalage de performances s'élargit encore davantage lorsque le nombre d'utilisateurs actifs dans le système est important. Les performances de l'IDMA sont dues à l'utilisation des entrelaceurs spécifiques aux utilisateurs, avec la taille de ces entrelaceurs est égale à  $N_{info} \times SF$ , l'augmentation de la taille de l'un de ces deux derniers permet alors d'obtenir une profondeur de permutation à priori importante, d'où une convergence plus rapide du système. Le détecteur MMSE permet de donner de bonnes performances à un faible taux de charge mais dès que le taux de charge s'accroît le nombre d'utilisateurs augmente et les performances du MMSE se dégradent à cause des MAI et la difficulté d'inverser la matrice d'inter – corrélation de grande dimension.

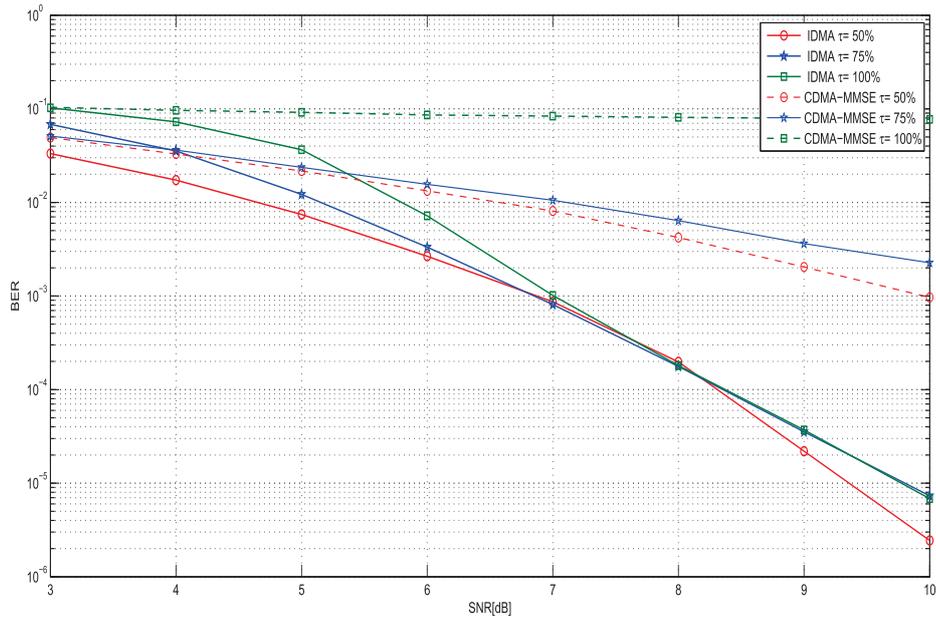


Figure 3.9 : Comparaison des performances de systèmes IDMA et CDMA.

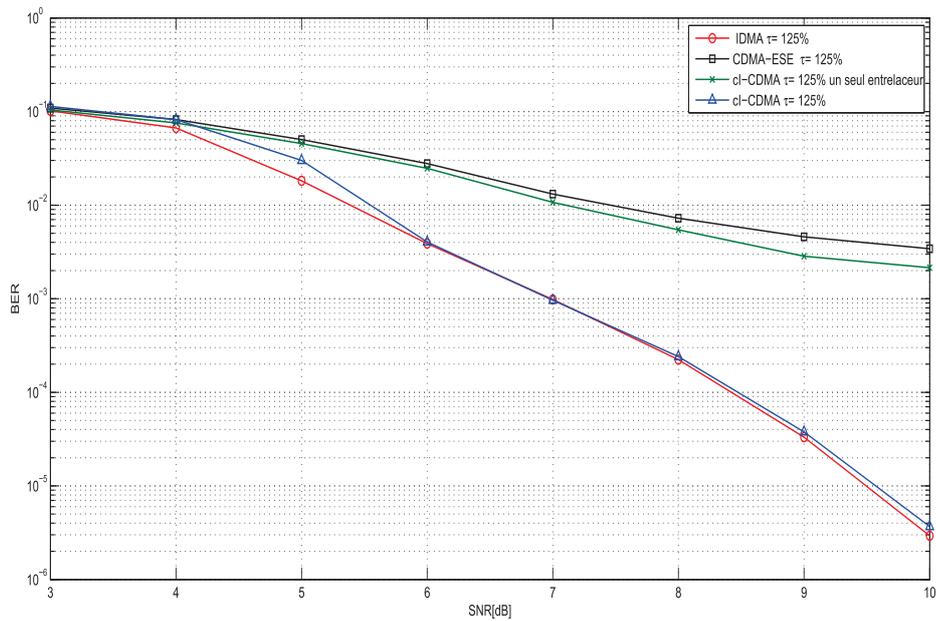


Figure 3.10 : Comparaison des performances de systèmes IDMA, cI-CDMA et CDMA-ESE.

La figure 3.10 permet de comparer les performances fournies par le système IDMA avec celles du CDMA, lorsque nous appliquons le principe de la turbo détection ESE et en supposant que les séquences d'étalement sont des séquences PN (Pseudo Noise) faiblement inter - corrélés de taille  $SF = 64$  dont le taux de charge  $\tau = 125\%$ . Nous remarquons également que les résultats sont meilleurs avec un système IDMA. L'algorithme turbo - détection utilise l'information extrinsèque entre les modules du détecteur ESE et du décodeur DEC au niveau bits, par contre l'algorithme CBC ( Chip By Chip) dans le cas IDMA exploite l'information extrinsèque de niveau chips ce qui donne plus de précision par rapport au niveau bits. De plus, il existe toujours quelques interférences MAI dues aux séquences d'étalement. Une solution pour améliorer les performances de système CDMA est d'associer la turbo - détection avec un bloc MMSE, néanmoins la complexité de cette technique augmente et rend cette association très coûteuse.

Nous nous intéressons ensuite aux performances de système CDMA à entrelacement chips , et nous gardons les mêmes paramètres des simulations  $(SF, K)$ . nous remarquons à partir de la figure 3.10 que le système IDMA utilisant un seul code d'étalement atteint les performances du système cI - CDMA associant à chaque utilisateur un code PN spécifique. nous pouvons donc affirmer que les entrelaceurs sont les seuls moyens de distinguer les différents utilisateurs dans le cas du système IDMA. Les entrelaceurs dans le système cI - CDMA masquent l'effet corrélateur et donnent au signal un aspect aléatoire et ils sont implémentés afin de rompre les paquets d'erreurs en entrée du décodeur , lors de la réception. Le prix à payer pour avoir une telle performance c'est l'augmentation de la complexité du récepteur. En effet, l'augmentation du nombre d'utilisateurs implique l'augmentation du nombre de codes d'étalement et d'entrelaceurs utilisés dans le système cI - CDMA.

Afin de visualiser l'impact de l'opération d'entrelacement, nous fixons un seul entrelaceur pour tous les utilisateurs du système cI - CDMA. La figure 3.10 montre que le fait d'imposer un entrelaceur unique pour les différents utilisateurs produit une dégradation des performances du système cI - CDMA à des taux de charges élevés. Les performances du système IDMA utilisant différents entrelaceurs et un seul code d'étalement sont nettement meilleures que celles du système cI - CDMA utilisant plusieurs codes d'étalement et un seul entrelaceur.

### 3.3 Performances dans le contexte d'une transmission sans fil

La plupart des études sur les systèmes IDMA considèrent un canal non sélectif en fréquence. Cependant, l'effet multi - trajets provoque la sélectivité fréquentielle du canal. Pour cette raison, nous proposons dans cette section, d'étudier l'association de la technique IDMA à la technique OFDM. La technique OFDM - IDMA permet d'une part, l'accès de

plusieurs utilisateurs dans le même canal radio et d'autre part, une transmission dans un canal non sélectif en fréquence grâce à la modulation OFDM employée.

### 3.3.1 Performances de système OFDM – IDMA

Dans cette partie, nous allons présenter la technique de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence associée à la technique d'accès multiple par entrelacement (OFDM – IDMA) dans un contexte de surcharge en utilisateurs, c'est – à – dire lorsque le nombre d'utilisateurs est supérieur à ce que permet l'utilisation de signaux orthogonaux. Dans cette contribution, nous présentons les résultats comparatifs avec la technique OFDM – CDMA effectués sur canal de Rayleigh non sélectif à évanouissements indépendants (Rayleigh flat fading). Les résultats de simulation obtenus montrent que la technique étudiée donne une amélioration en terme de Bit Error Rate (BER).

L'objectif de comparer, d'une part, la capacité de la technique de surcharge multi – porteuse OFDM – IDMA avec IDMA à combattre les interférences et d'autre part, avec d'autre technique multi – porteuse de surcharge OFDM – CDMA[124][125]. Pour cet ensemble de simulations, nous retenons des codes d'étalement de type PN de taille  $SF = 32$ , et un nombre de blocs = 100, plus un nombre d'itérations  $it = 10$ ,  $N_c = 256$  sous – porteuses. OFDM. Le canal de transmission comme canal quasi – statique de Rayleigh et une modulation type BPSK.

La comparaison entre deux architectures telles que l'OFDM – CDMA avec un détecteur MMSE (OFDM – CDMA MMSE) en première approche illustrée dans la figure 3.11 , et avec l'IDMA dans la seconde est illustrée dans la figure 3.12. D'après les résultats obtenus, le système OFDM – IDMA est le plus performant pour toutes les différentes valeurs de taux de charge et si nous prenons une valeur  $\tau = 75\%$  nous gagnons un gain très important, ce qui confirme l'avantage de cette combinaison qui est une association entre une technique qui élimine les interférences ISI et une technique qui élimine le problème de MAI[126].

La figure 3.12 montre que les performances du système OFDM – IDMA sont supérieures à celles de l'IDMA toute seule, par exemple si nous prenons un taux de charge égale à 75%, nous allons gagner avec le système OFDM – IDMA un gain presque de  $2dB$  pour un  $BER = 10^{-4}$ . Ces avantages proviennent du traitement indépendant de l'ISI et du MAI dans le système OFDM – IDMA

En présence de canaux à évanouissement, il est nécessaire de mettre en œuvre des deux techniques OFDM – IDMA et OFDM – CDMA permettant de combattre les effets de ce type de canal, ainsi de profiter de la diversité fréquentielle[9]. Les résultats obtenus ont permis de mentionner l'intérêt de l'association des deux techniques OFDM et IDMA, son récepteur est capable de combattre efficacement les interférences MAI et ISI, en les traitant

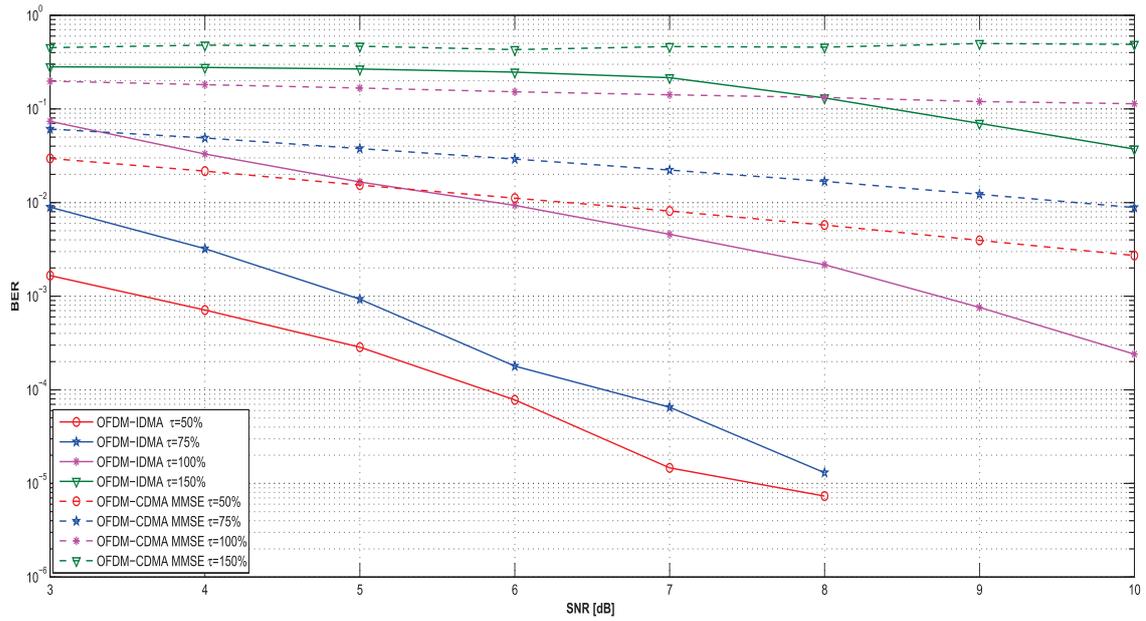


Figure 3.11 : Comparaison des performances de systèmes OFDM – IDMA et OFDM – CDMA MMSE.

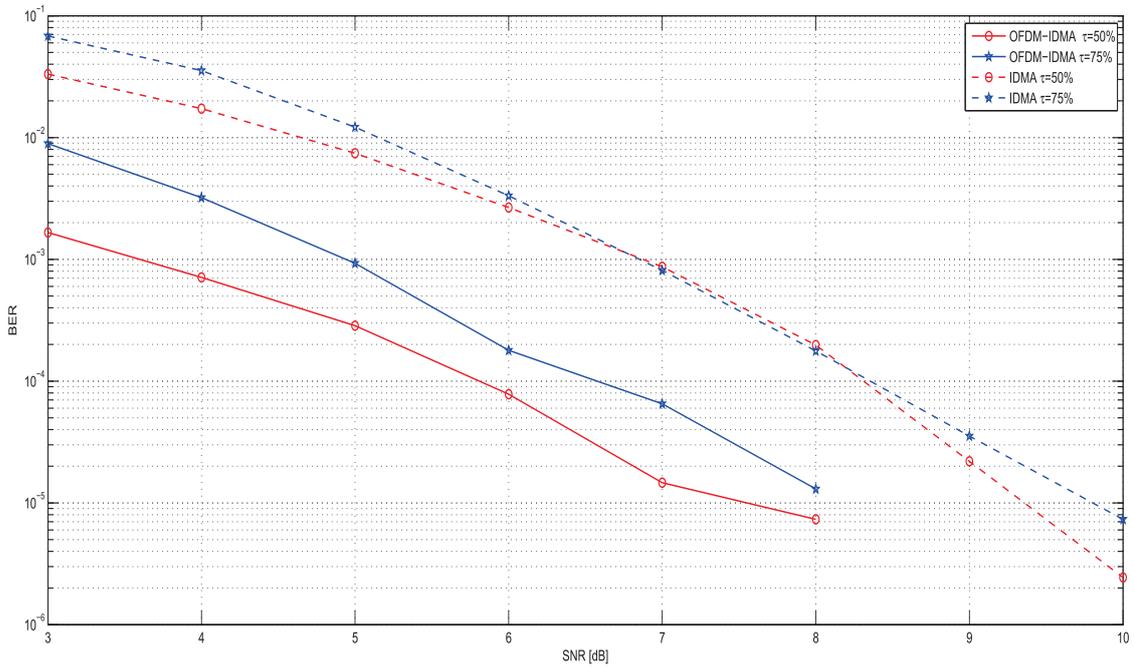


Figure 3.12 : Comparaison des performances de systèmes IDMA et OFDM – IDMA.

indépendamment cela permet d'exploiter les avantages de ces deux techniques. L'opération de modulation sur des sous – porteuses orthogonales nous permet de diminuer les interférences ISI, Par ailleurs le détecteur ESE effectue l'annulation des interférences MAI.

### 3.3.2 Influence du nombre de trajets

Les systèmes IDMA nécessitent une technique pour combattre les effets multi – trajets et éviter les interférences ISI. Une solution possible est d'utiliser une méthode d'annulation de l'ISI comme celle dans [71] Cependant, le coût calculatoire correspondant de cette méthode augmente linéairement avec le nombre de trajets ce qui la rend inadaptée pour des systèmes à haut débit. Dans ce contexte la technique OFDM – IDMA a été proposée par [9][15] comme une solution prometteuse pour éliminer les effets d'interférence ISI et MAI .

Pour voir l'influence du nombre de trajets sur les performances de système OFDM – IDMA, nous supposons que les signaux des utilisateurs se propagent à travers le même nombre de trajets  $L$ . Le nombre de bits par bloc  $N_{info} = 256bits$ , le nombre de sous porteurs  $N_c = 64$ , sur un canal multi – trajets quasi – statique de Rayleigh. Le nombre d'utilisateurs  $K = SF = 4$ , nous avons choisi le nombre d'itérations  $it = 10$  afin d'assurer la convergence. La modulation QPSK est utilisée.

Nous remarquons d'après la figure 3.13 , que les performances de système OFDM – IDMA s'améliorent uniformément avec le nombre de trajets. Nous pouvons dire que la technique OFDM– IDMA exploite la diversité de trajets multiples fournis par le canal.

### 3.3.3 Influence de l'effet doppler

Dans cette section, nous allons étudier les performances des systèmes OFDM – IDMA en présence de l'effet Doppler dans un canal de Rayleigh à évanouissements plats. Les atténuations du canal sont modélisées en utilisant le modèle Jakes [127](voir la figure 3.14). Nous gardons les mêmes paramètres de simulation utilisés dans la simulation précédente (de la section 3.3.2) , mais avec un code d'étalement de taille  $SF = 16$  ( $\tau = 25\%$ ). Le débit binaire de transmission est d'ordre chip est égale à  $16 Mchips/s$  équivalant à un débit binaire de  $1Mbits/s$ .

La figure 3.15 montre les résultats de simulation pour différentes vitesses de déplacement du récepteur  $10Km/h, 25Km/h, 75Km/h, 125Km/h$  correspondant à des fréquences doppler d'ordre  $22Hz, 56Hz, 160Hz, 278Hz$ , respectivement et une fréquence porteuse de  $2.4GHz$ . Nous pouvons remarquer que pour des faibles vitesses, telles que  $10Km/h$  et  $25Km/h$ , les performances sont similaires. Tandis que pour des vitesses supérieures à  $125Km/h$ , le canal change rapidement et la performance BER se dégrade. C'est probablement un

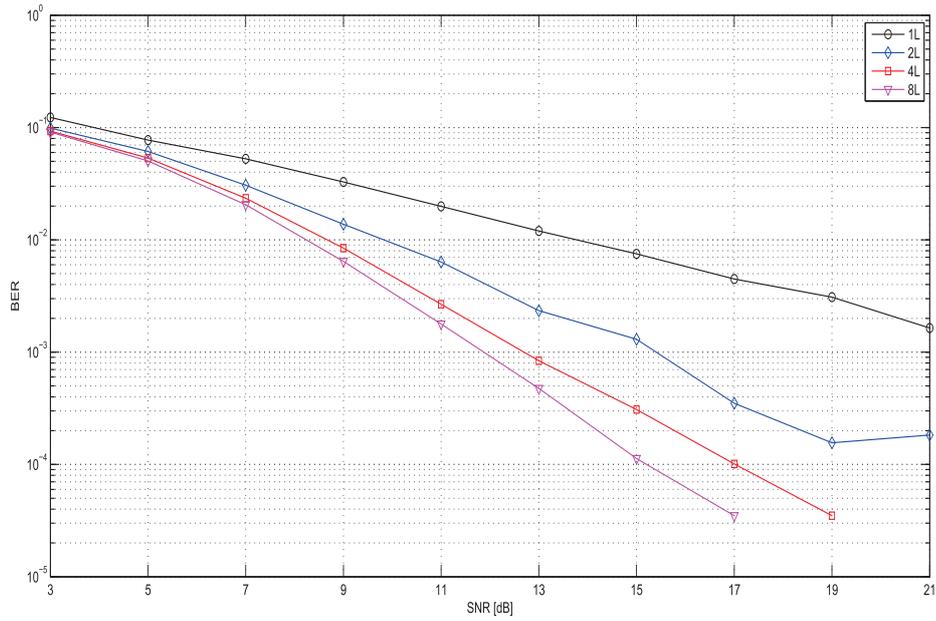


Figure 3.13 : Performances du système OFDM – IDMA pour différents nombre de trajets.

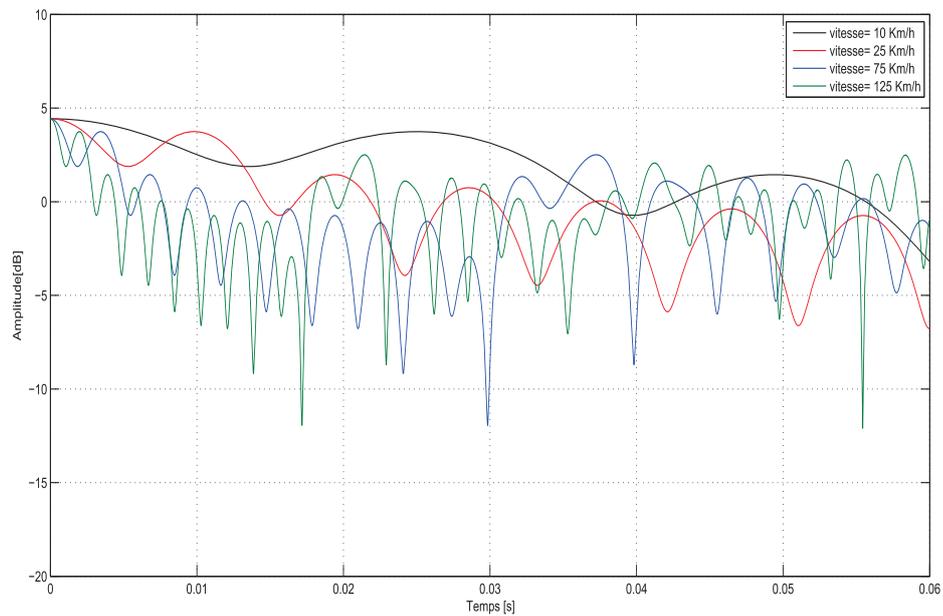


Figure 3.14 : Évanouissement du canal Rayleigh en fonction de la vitesse du mobile.

contexte dans lequel l'OFDM devient peu efficace. En effet, même si l'OFDM traite aisément les ISI, il n'est pas efficace dans le cadre de canaux variant dans le temps, il se produit un

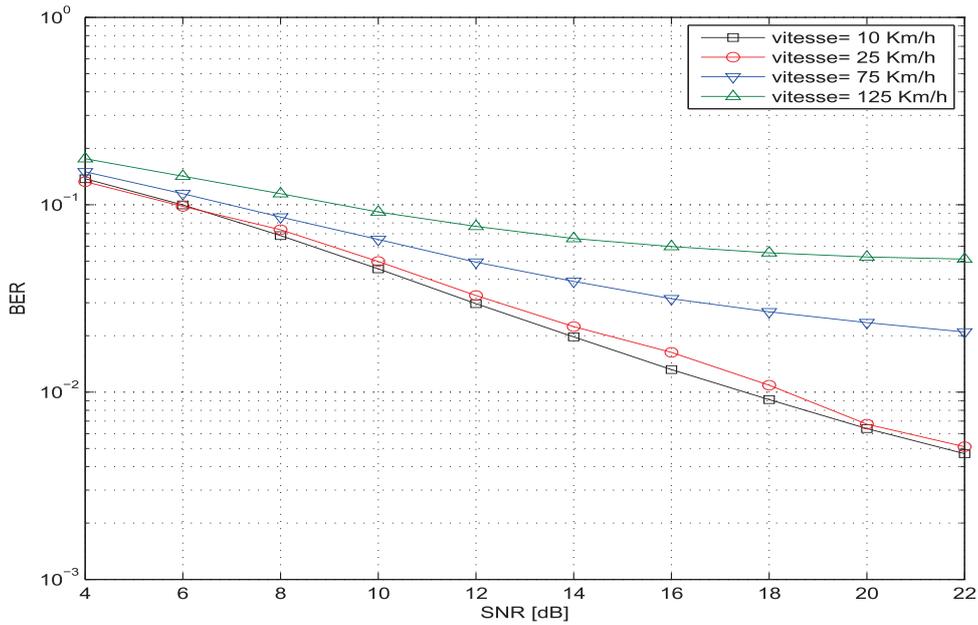


Figure 3.15 : Performance du système OFDM – IDMA en fonction de la vitesse du mobile.

étalement fréquentiel dû à l'effet doppler qui devient plus important au fur et à mesure que la variation temporelle du canal augmente[77].

### 3.3.4 OFDM – IDMA vs OFDMA

Nous comparons dans cette simulation, les performances de systèmes OFDM – IDMA et OFDMA sur un canal multi – trajets quasi – statique de Rayleigh, nous gardons les mêmes paramètres de simulation utilisés dans la section 3.3.2 avec  $K = 4$ ,  $SF = 4$ ,  $L = 4$ . À partir la figure 3.16, nous remarquons que les performances de l'architecture OFDM – IDMA surpassent celles de l'architecture OFDMA dans un scénario chargé d'utilisateurs, L'OFDM – IDMA permet d'atteindre un gain d'environ  $13dB$  à un  $BER = 5 \cdot 10^{-4}$  par rapport à l'OFDMA. Cet avantage s'explique essentiellement par le gain multi – utilisateurs ( Multi User Gain, MUG) de la l'architecture non – orthogonale OFDM – IDMA, par rapport à l'architecture orthogonale comme OFDMA [7][128]. En outre, la technique OFDM – IDMA avec l'étalement de spectre peut atteindre un gain de diversité significatif

## 3.4 Détection multi – utilisateurs aveugle

Dans cette section, nous nous sommes inspirés de la méthodologie adoptée par les auteurs de [46][107][118][129][130][119], afin d'évaluer les performances des algorithmes

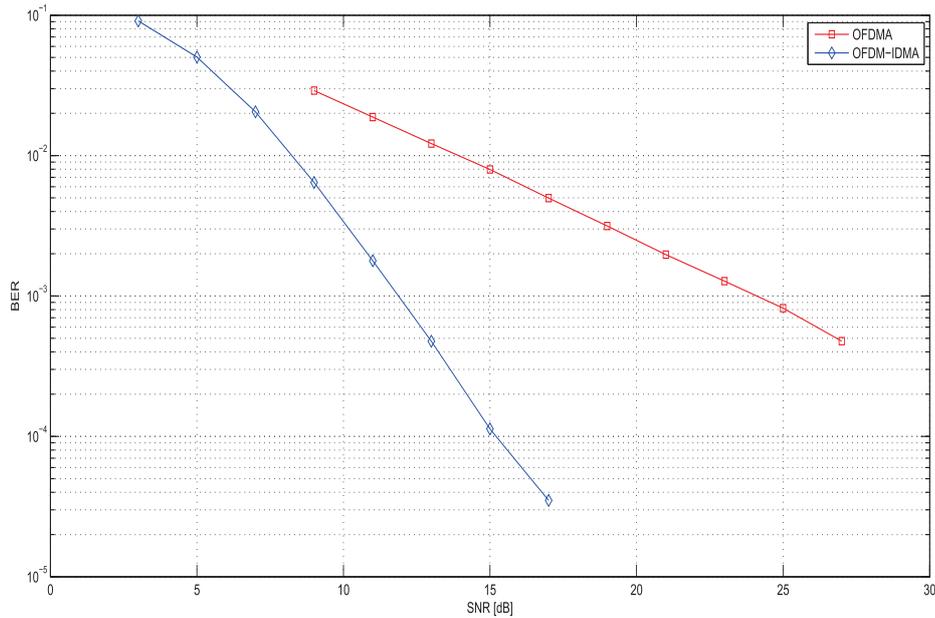


Figure 3.16 : Comparaison des performances de systèmes OFDM – IDMA et OFDMA.

aveugles basés sur la méthode ICA. Étant donné le nombre important de systèmes à comparer, nous subdivisons cette section en sous – sections, chacune traitant d’une catégorie de communication sans – fil que nous avons présentés dans les chapitres 1 et 2. Dans toutes les simulations de la section, nous considérons que le bruit est traité comme une composante indépendante. Le nombre d’itérations turbo – décodage est fixé  $it = 10$ , et le nombre d’itérations FastICA est fixé  $it = 20$ , Le nombre de bits à envoyer  $N_{info} = 256bits$ , avec un nombre de blocs = 100 et d’autres paramètres de système OFDM – IDMA suivant la norme IEEE 802.11b/g sont présentés dans le tableau 3. 2[131] .

|                          |  |
|--------------------------|--|
| Type du canal            | AWGN / quasi – statique de Rayleigh        |
| Séquences d’étalement    | Codes Gold de longueur / Code à répétition |
| Nombre de sous porteuses | $N_c = 64$                                 |
| entrelaceurs $\pi_k$     | Aléatoires et indépendantes                |
| Modulation               | $BPSK$                                     |

Tableau 3. 2 : Paramètres de simulation du système OFDM – IDMA

### 3.4.1 Détection multi – utilisateurs aveugle pour le système CDMA

La première série de simulations, destinée à évaluer les performances de détecteur ICA dans un système CDMA et les comparer avec celles des détecteurs classiques notamment le détecteur conventionnel MF, décorrélateur ZF, et finalement le détecteur MMSE. Les

paramètres de simulation sont :  $SNR = 6dB$ , pas d'effet d'éblouissement, des séquences d'étalement Gold de taille  $SF = 31$ , un canal AWGN est assumé, le nombre d'utilisateurs est varié de 2 à 18 utilisateurs. D'après la figure 3.17. Les performances du détecteur MMSE sont atteintes par le détecteur ICA, ce qui nous permet de réduire la complexité de la détection en éliminant les inverseurs existant dans MMSE. Une procédure similaire peut

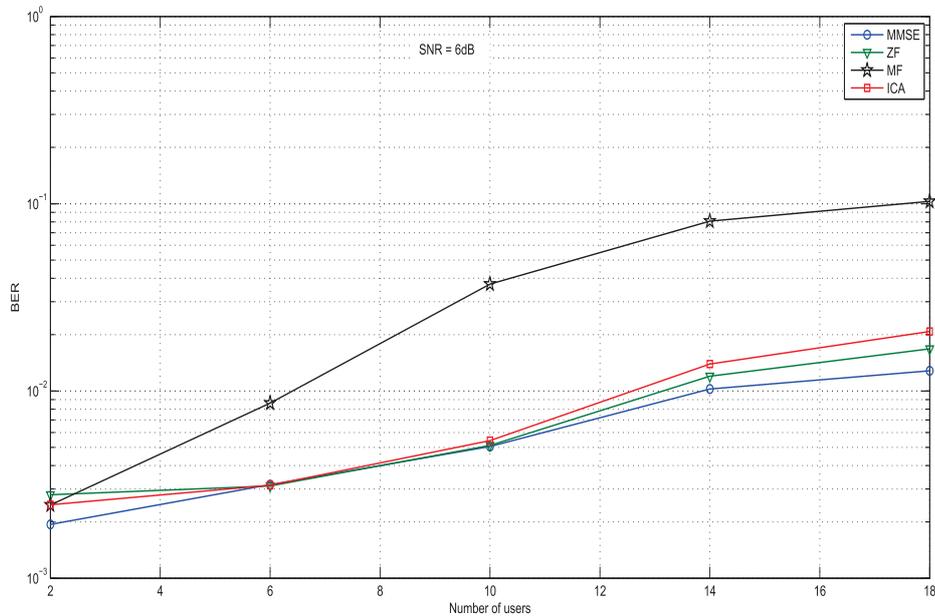


Figure 3.17 : Performances du détecteur ICA dans un système CDMA en fonction de nombre d'utilisateurs pour  $SNR = 6dB$ .

être utilisée dans laquelle le bruit est considéré dans l'étape de quasi-blanchiment dans l'algorithme noisy-ICA. nous supposons que le nombre d'utilisateurs est  $K = 20$  et codes Gold court de taille  $SF = 63$ . La performance de détecteur proposé est comparée avec celle de détecteur ICA ordinaire (non-bruitée). La figure 3.18 montre une légère amélioration des performances du système en utilisant le détecteur noisy-ICA. En fait, l'algorithme ICA ordinaire est sensible aux variables aléatoires gaussiennes en raison de sa nature (basé sur le critère de maximisation de la non-gaussianité). Ainsi, dans un environnement à faible bruit, le détecteur noisy-ICA converge vers un détecteur mono-utilisateurs avec une performance acceptable[46].

### 3.4.2 Détection multi-utilisateurs aveugle pour le système CDMA MIMO-OFDM

Afin de comparer les performances du système CDMA basé sur MIMO-OFDM en utilisant la détection aveugle. Nous avons réalisé plusieurs comparaisons :

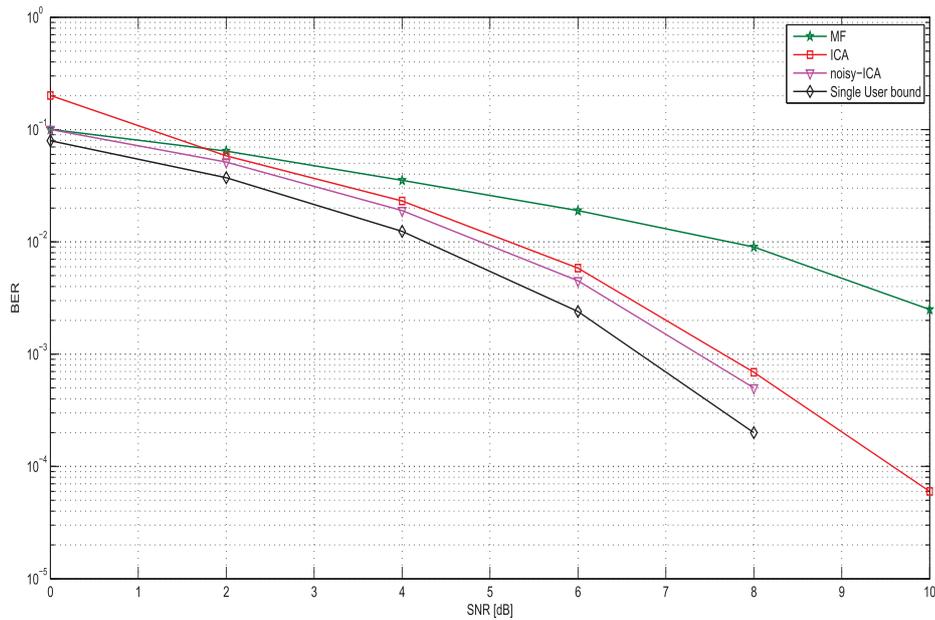


Figure 3.18 : Comparaison des performances de détecteurs ICA et noisy – ICA dans un système CDMA.

- Comparer les performances du détecteur ICA et du détecteur ICA – MMSE.
- Comparer les performances du détecteur ICA et du détecteur noisy – ICA.

Les simulations sont réalisées dans un canal AWGN gaussien avec des codes de Gold et pour une modulation BPSK .

Nous étudions maintenant l'effet de la diversité spatiale sur les performances du système. Dans cette partie, nous allons évaluer les performances avec  $K = 16$  et  $32$  utilisateurs, des séquences d'étalement Gold de longueur  $SF = 63$ , et nous considérons un système MIMO avec  $(N_t, N_r) = (2, 2)$  et  $(N_t, N_r) = (4, 4)$  avec  $N_c = 128$  sous porteuses OFDM. De la figure 3.19, nous remarquons que les performances s'améliorent en augmentant le nombre d'antennes émettrices et réceptrices. Cette amélioration est due à la disponibilité de plusieurs versions du signal émis au niveau du récepteur.

Dans la deuxième partie de simulation, nous maintenons le même système avec les mêmes caractéristiques précédentes, mais avec  $K = 16$  et  $64$  sous – porteuses OFDM. Nous comparons les performances des méthodes de détections ICA – MMSE et ICA pour différents nombre d'antennes. Contrairement au système CDMA, le détecteur ICA – MMSE pour le système CDMA basé sur MIMO – OFDM offre un gain important par rapport au détecteur ICA ordinaire et le décalage des performances accroît en augmentant le nombre d'antennes. En effet, pour la configuration  $(N_t, N_r) = (4, 4)$  et si nous fixons le  $BER = 10^{-4}$  le détecteur

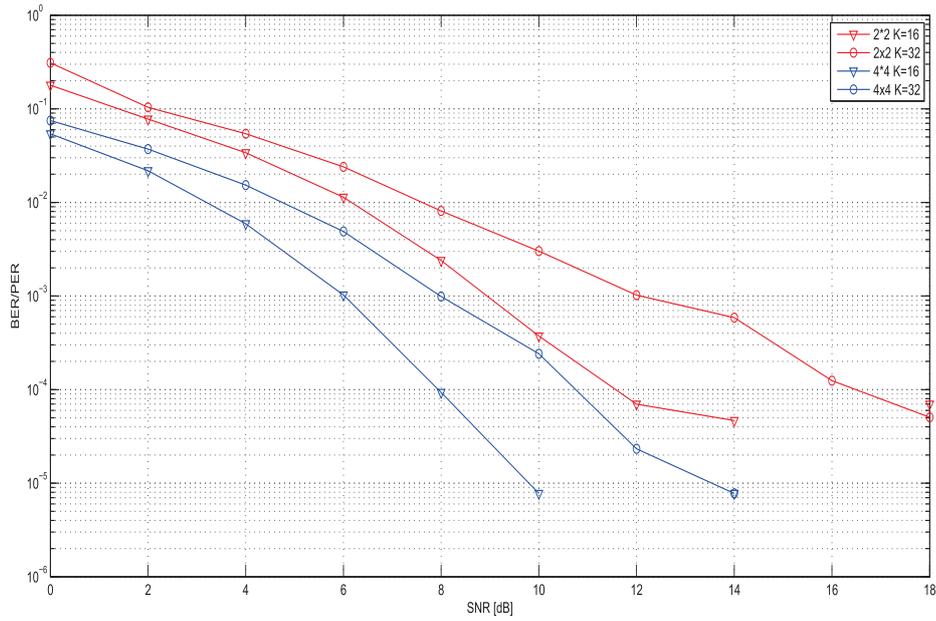


Figure 3.19 : Performances du détecteur ICA dans un système CDMA MIMO – OFDM pour différents nombres d'antennes en émission et en réception.

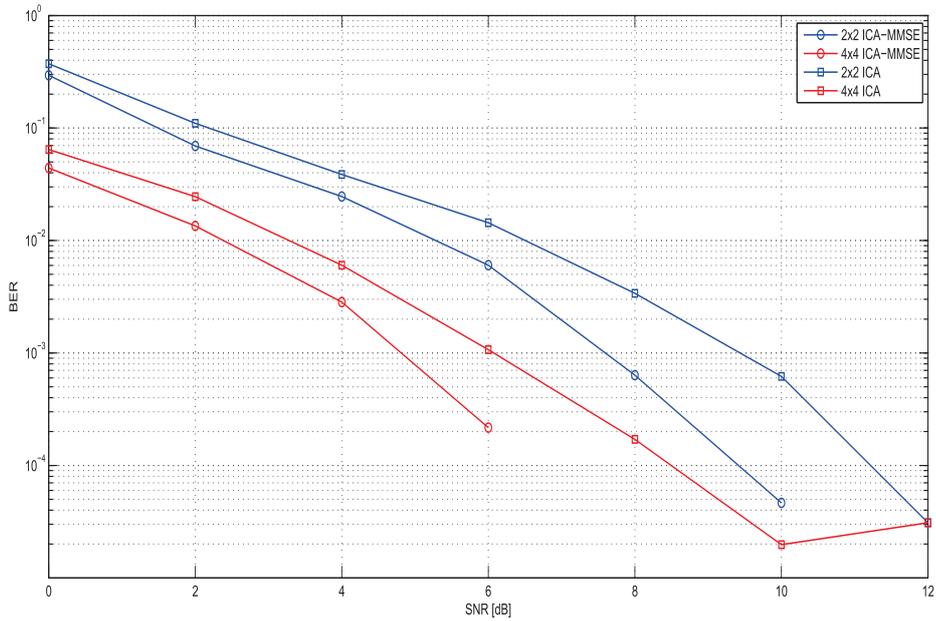


Figure 3.20 : Comparaison des performances de détecteurs ICA et ICA – MMSE dans un système CDMA MIMO – OFDM.

ICA – MMSE gagne un gain en puissance de l'ordre  $2dB$  par rapport au détecteur ICA et un gain d'ordre  $5,5dB$  par rapport à une configuration  $(N_t, N_r) = (2,2)$  avec le même détecteur( voir la figure 3.20).

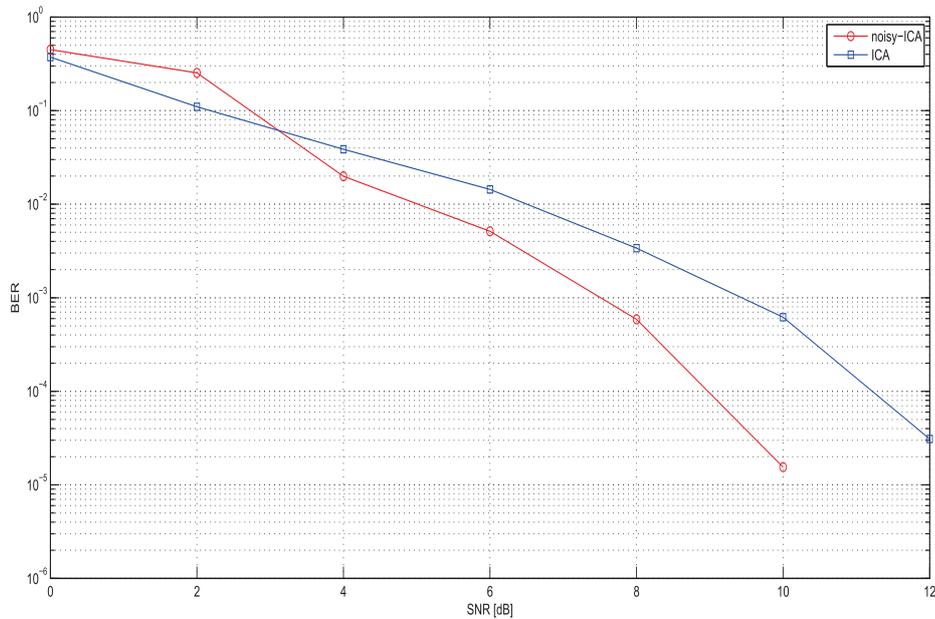


Figure 3.21 : Comparaison des performances de détecteurs ICA et noisy – ICA dans un système CDMA MIMO – OFDM  $K = 15, SF = 63$ .

D'une manière similaire à la sous – section 3.4.1 , nous examinons les performances de détecteurs aveugle lorsque le bruit est pris en compte par le modèle de l'ICA bruitée. En effet , sur la figure 3.21 nous présentons les performances de détecteurs noisy – ICA (ICA bruitée) et ICA ( non bruitée) avec  $(N_t, N_r) = (2,2)$ ,  $K = 15$  et  $SF = 63$ , comme nous pouvons le voir sur la figure 3.21, le détecteur noisy – ICA offre une bonne performance comparant au détecteur ICA ordinaire, si nous fixons le  $BER = 10^{-4}$  le détecteur noisy-ICA gagne un gain en puissance de l'ordre  $2dB$  par rapport le détecteur ICA. Cette amélioration des performances est dû à la considération de bruit dans le prétraitement de l'algorithme noisy – ICA. Nous notons également que le détecteur noisy – ICA présente un problème de convergence à de faibles SNR (entre 0 à 4 dB) lors du calcul de la matrice de séparation, le nombre de ces données est insuffisant pour assurer la convergence[46].

### 3.4.3 Détection multi – utilisateurs aveugle pour le système OFDM – IDMA

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de détecteurs à base de l'ICA dans les systèmes IDMA, et OFDM – IDMA. Nous considérons un canal quasi – statique de Rayleigh à évanouissement plat sans mémoire.

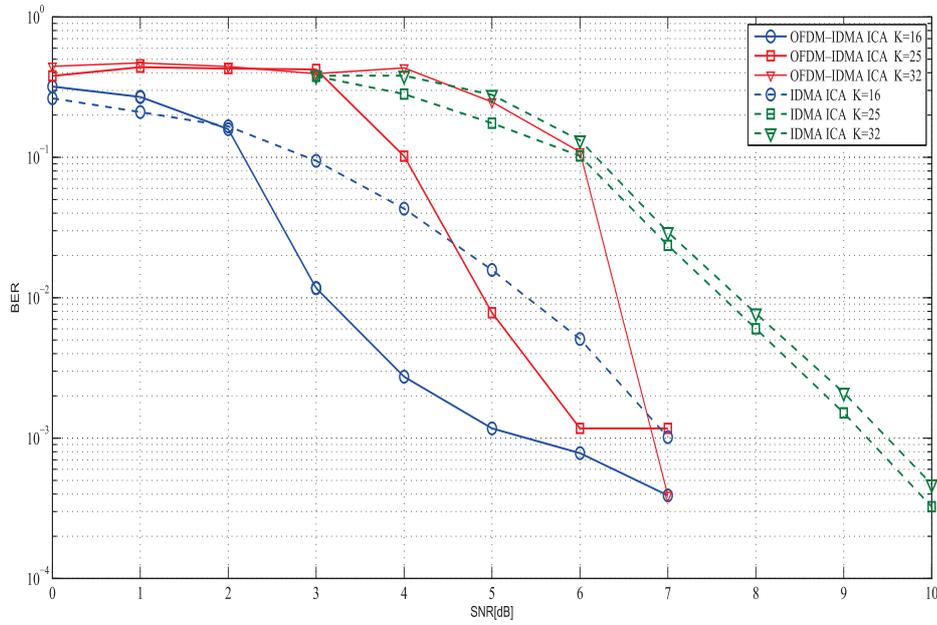


Figure 3.22 : Comparaison des performances de détecteurs IDMA ICA et OFDM – IDMA ICA.

Considérons une comparaison de performances de deux systèmes OFDM – IDMA et IDMA utilisant le détecteur ICA ordinaire (non bruitée) pour différent nombre d'utilisateurs, et un code d'étalement de taille  $SF = 32$ . Les résultats de comparaison présentés dans la figure 3.22, montrent que le détecteur ICA pour le système OFDM – IDMA ( appelé OFDM – IDMA ICA) offre de meilleures performances et possède une vitesse de convergence plus rapide que le détecteur IDMA ICA. Par exemple, pour  $K = 32$  (le cas d'un système chargé) et pour un  $BER = 4 \times 10^{-2}$  le détecteur OFDM-IDMA ICA gagne un gain en puissance de l'ordre  $3dB$  par rapport au détecteur IDMA ICA[118]. Dans l'ensemble, au cours du processus itératif, le détecteur ICA ordinaire (non bruitée) conserve ses performances, et le détecteur OFDM – IDMA ICA surpasse le détecteur IDMA ICA.

Nous examinons l'effet d'augmentation de taux de charge  $\tau = \frac{K}{SF}$  sur les performances de détecteur noisy – ICA dans le système OFDM – IDMA ( appelé OFDM – IDMA noisy – ica). Le système est analysé en variant  $\tau$  de  $\tau = 50\%$  à  $120\%$  , et avec un  $SF = 32$ . La

figure 3.23 montre comment les propriétés inhérentes de la méthode noisy – ica contribuent à atténuer les interférences d'accès multiples MAI. En effet , la performance à plein charge ( $\tau = 100\%$ ) donne un BER d'ordre  $3 \times 10^{-4}$  pour un  $SNR = 7dB$ . Le détecteur noisy – ica considère les interférences d'accès multiples comme une interférence unique qui doit être énélevée. Cela semble rendre le récepteur robuste contre les fluctuations de charge en utilisateurs. Une valeur

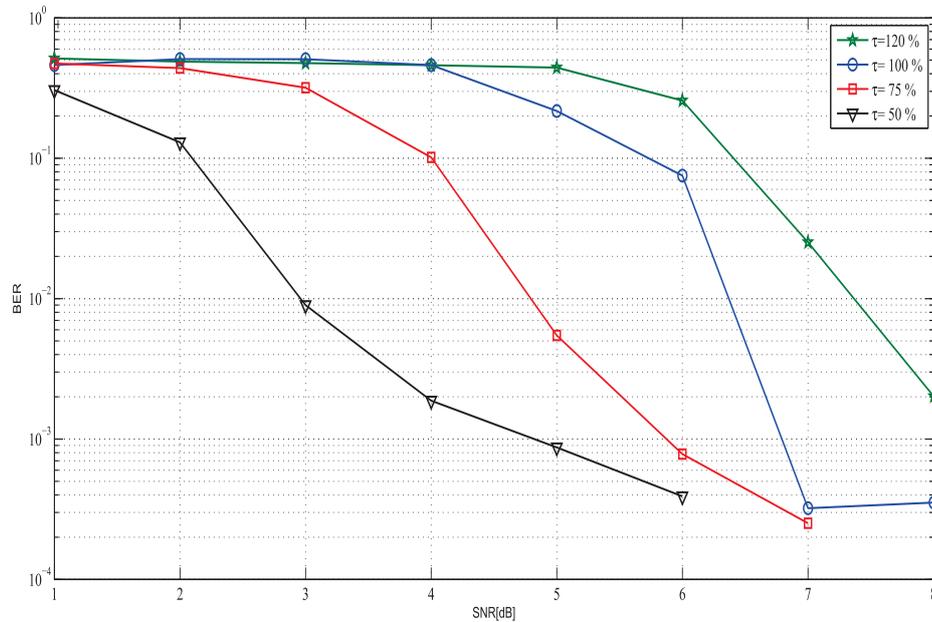


Figure 3.23 : Performances du détecteur noisy – ICA dans un système OFDM – IDMA.

optimale du nombre d'itérations de turbo décodeurs est parmi les acteurs principaux de la conception du détecteur itératif multi – utilisateurs. Un faible nombre d'itérations réduit les performances. D'autre part, un grand nombre d'itérations peut entraîner une augmentation de la complexité de mise en œuvre pratique, et quantité de mémoire requise au niveau du récepteur. La figure 3.24 compare les performances de détecteurs à base d'ICA pour les différents nombre d'itérations de turbo décodeurs; pour un cas chargé d'utilisateurs  $\tau = 100\%$  , et de facteur d'étalement  $SF = 16$  , le SNR est fixé à  $10 dB$ . À partir de resultats nous pouvons remarquer que les performances s'améliorent avec l'augmentation de nombre d'itérations, et la convergence peut être atteinte en 5 itérations. En outre, nous pouvons facilement voir que le détecteur fonctionne plus efficacement.

Finalement, la figure 3.25 , évalue les performances de détecteur OFDM – IDMA noisy – ica par rapport au nombre d'itérations dans l'algorithme FastICA mentionné dans la sous – section 2.4.3 de chapitre 2. Le SNR est gardé à  $10 dB$ . Les niveaux de puissance des utilisateurs interférents sont  $0 dBw$ ,  $5 dBw$  et  $10 dBw$  respectivement, et la puissance de l'utilisateur désiré est  $0 dBw$ . Les résultats nous indiquent que le détecteur noisy – ICA

(bruitée) prend environ 80 itérations afin de converger vers le niveau de performance adéquat dans un système à demi chargé c'est – à – dire  $K = 16$  et  $SF = 32$ . En effet, pour un niveau de puissance des signaux interférents est égal à  $10\text{ dB}$ , la performance présente un BER d'ordre  $10^{-3}$ . Il est clair que cette amélioration est due au procédé de débrouitage de l'algorithme noisy – ica dans un environnement bruité.

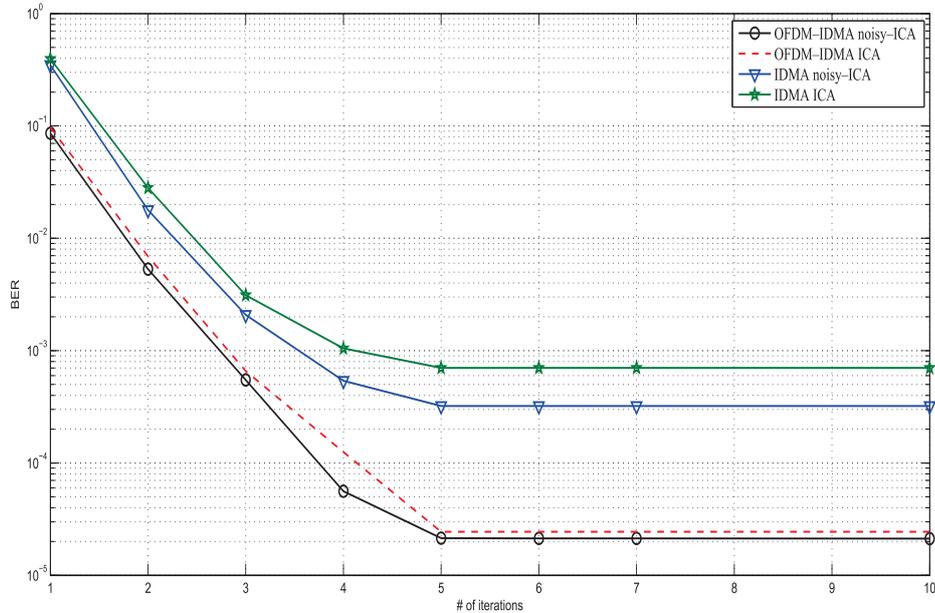


Figure 3.24 : Comparaison des performances de détecteurs à base ICA en fonction du nombre d'itérations de turbo décodeurs.

### 3.5 Étude comparative des algorithmes de détection proposés

Dans cette partie, nous allons présenter une étude comparative des algorithmes de détection proposés pour des systèmes de télécommunications étudiés. Le but est d'en arriver à des conclusions concernant le compromis performance/complexité que présentent les algorithmes et les systèmes en étude.

#### 3.5.1 Comparaison de la complexité des systèmes de communications proposés

Bien que la simulation représente la majorité du travail présenté dans ce chapitre, un détecteur, aussi bon soit-il, ne vaudra rien en pratique s'il n'est pas exploitable dans les applications d'intérêt. Il existe plusieurs manières de compter les opérations d'addition et de multiplication nécessaires pour la phase de détection ; certaines sont plus approximatives,

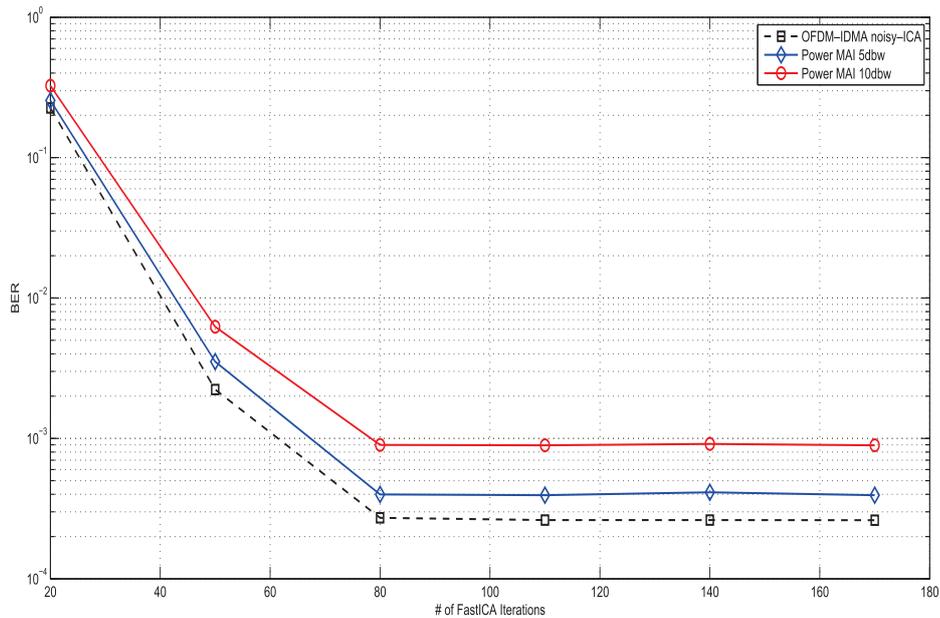


Figure 3.25 : Comparaison des performances de détecteurs à base ICA en fonction du nombre d’itérations d’algorithme FastICA.

d’autres extrêmement précises. Néanmoins, la variété des techniques de détection que nous avons analysées fait que le calcul précis des ressources utilisées n’est pas évident. Nous allons donc les comparer brièvement avec la comparaison asymptotique (notation *big-O*), qui indique l’ordre maximal des opérations effectuées. Cette comparaison ne tient pas compte des opérations de désétalement/rétalement et du décodage de canal, car celles-ci sont réalisées de la même façon par les trois systèmes à comparer.

Tout d’abord, nous discutons la complexité de la détection dans un système OFDM-IDMA, selon l’algorithme donné dans la sous-section 2.3.1 du chapitre 2, Il y a approximativement 20 multiplications, trois multiplications complexes, 12 additions/soustractions, une addition complexe, deux divisions et deux tangentes hyperboliques, par chip, par utilisateur et par itération. Or, une multiplication complexe coûte 4 multiplications réelles et deux additions réelles. De plus, une addition/soustraction complexe est équivalente à deux addition/soustraction réelles. La complexité totale de la détection implique 32 multiplications, 20 additions/ soustractions, deux divisions et deux tangentes hyperboliques, par chip, par utilisateur et par itération.

Le coût computationnel introduit par la FFT dans le récepteur OFDM-IDMA devrait aussi être pris en considération. Tel que présenté dans [132], pour un  $N_c$  points (chips) FFT, il existe  $\frac{N_c \log_2 N_c}{2}$  multiplications complexes et  $N_c \log_2 N_c$  additions/soustractions complexes.

Pour des valeurs réelles, le cout normalisé pour un chip est  $2 \log_2 N_c$  multiplications, et  $3 \log_2 N_c$  additions/soustractions. Le coût computationnel de la FFT est indépendant du nombre d'utilisateurs, nombre des trajets et du nombre d'itérations étant donné que la démodulation OFDM est effectuée pour tous les utilisateurs avant le processus de détection itérative[133][9][15].

La fonction ESE pour les canaux multi – trajets pour le système IDMA présentée dans la sous-section 2.3.2 du chapitre 2, nécessite approximativement  $20L$  multiplications ( $L =$  nombre de trajets), trois multiplications complexes,  $14L$  additions/soustractions,  $L$  additions/soustractions com-plexes, deux  $L$  divisions et deux tangentes hyperboliques. Pour des valeurs réelles, la com-plexité totale de la détection implique  $32L$  multiplications,  $22L$  additions/soustractions,  $2L$  divisions et 2 deux tangentes hyperboliques ( $\tanh$ ), par chip, par utilisateur et par itération.

La complexité de la détection dans un système OFDM–CDMA est similaire à celle d'OFDM–IDMA surtout dans la partie démodulation OFDM, la différence réside dans la détection multiutilisateurs dont la plupart des algorithmes complexes tels que : MMSE, décorrélateurs, se basent sur l'inversion des matrices. Le tableau 3. 3 présente la complexité / nombres d'opérations de différents algorithmes MUD pour les différents systèmes. Pour illustrer cette différence, la figure 3.26 compare le nombre d'opérations par chips effectuées dans les différents systèmes en fonction du nombre d'itérations pour  $K = 16$ ,  $N_c = 64$  et  $L = 5$ . Il est claire que le système OFDM–IDMA exige un nombre inférieur d'opérations par rapport aux systèmes IDMA et OFDM–CDMA. Ces considérations montrent que la complexité des systèmes OFDM–IDMA, OFDM–CDMA et IDMA est respectivement de  $\mathcal{O}(K)$ ,  $\mathcal{O}(K^3)$  et  $\mathcal{O}(LK)$ .

Une comparaison complémentaire du tableau 2. 1 de la section 2.5 du chapitre 2 entre les architectures d'accès multiple hybride OFDM–IDMA et OFDM–CDMA est rapportée dans le tableau 3. 4.

| Systèmes  | Additions/<br>Soustractions   | Multiplications/<br>Divisions   | Complexité         |
|-----------|---|---|--------------------|
| OFDM–IDMA | $it \times K \times 20 + 3 \times \log_2 N_c$   | $it \times K \times 34 + 2 \times \log_2 N_c$                         | $\mathcal{O}(K)$   |
| OFDM–CDMA | $it \times K^2 + 2K(2K + 1) +$<br>$K \frac{(4K^2 - 3K - 4)}{6} + 3 \times \log_2 N_c$ | $4K(K + 1) +$<br>$K \frac{(4K^2 + 12K + 5)}{6} + 2 \times \log_2 N_c$ | $\mathcal{O}(K^3)$ |
| IDMA      | $it \times K \times 22L$  | $it \times K \times 34L$  | $\mathcal{O}(LK)$  |

Tableau 3. 3 : Comparaison de la complexité des systèmes OFDM–IDMA, OFDM–CDMA et IDMA.

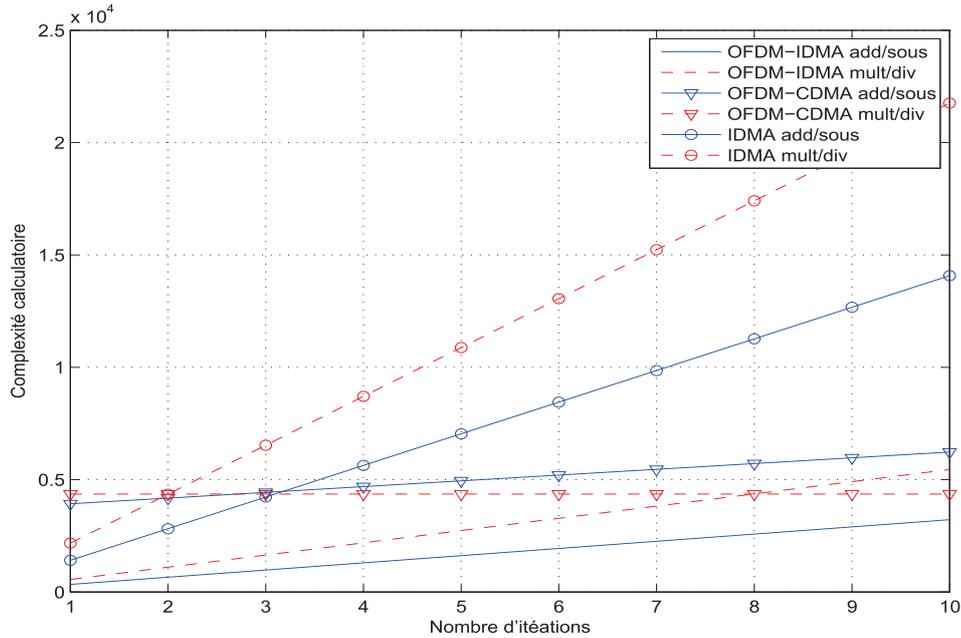


Figure 3.26 : Comparaison de la complexité des systèmes OFDM-IDMA, OFDM-CDMA et IDMA.

|                                       | <b>OFDMA</b>                 | <b>OFDM-IDMA</b>                   | <b>OFDM-CDMA</b> |
|---------------------------------------|------------------------------|------------------------------------|------------------|
| <b>Orthogonalité</b>                  | orthogonal                   | non-orthogonal                     | non-orthogonal   |
| <b>Interférences intracellulaires</b> | non                          | MUD                                | MUD              |
| <b>Interférences intercellulaires</b> | présentes                    | atténuées                          | atténuées        |
| <b>Type de récepteur</b>              | SUD                          | MUD                                | Turbo – MUD      |
| <b>Synchronisation</b>                | oui                          | oui                                | oui              |
| <b>Augmentation du débit</b>          | modulation d'ordre supérieur | modulation codée par superposition | multicode CDMA   |
| <b>Méthode d'annulation IES</b>       | préfixe cyclique             | préfixe cyclique                   | préfixe cyclique |

Tableau 3. 4 : Comparaison entre les architectures d'accès multiple hybride.

### 3.5.2 Comparaison de la complexité des algorithmes de détection aveugle proposés

Cette section a pour objectif de fournir quelques résultats portant sur la complexité calculatoire des trois algorithmes d'ICA proposés dans cette thèse. La complexité des algorithmes est calculée en termes de nombre d'opérations nécessaires pour réaliser les opérations de détection aveugle. Nous supposons ici que le facteur d'étalement est  $SF$ , le nombre d'utilisateurs est  $K$ , le nombre de symboles (par utilisateur) est  $M$ . Les algorithmes FastICA proposés consistent en des étapes de prétraitement, à savoir la réduction de dimension et le blanchiment.

Les algorithmes basés sur les valeurs propres pour la réduction de dimension ont une complexité d'ordre  $\mathcal{O}(SF^3)$ , qui se réduit à  $\mathcal{O}(SF^2K)$  si seulement  $K$  valeurs propres est nécessaire comme pour les systèmes d'accès multiples proposés dans cette thèse[134]. Dans l'ICA le blanchiment / quasi-blanchiment de données (voir l'équation 2.54) peut être effectué avec une complexité de  $\mathcal{O}(SF K) + \mathcal{O}(K^2) = \mathcal{O}(SF K)$ .

### Algorithme 1 : ICA

- (1) Centrer et blanchir les données :  $r_m^c = r_m - E\{r_m\}$ ;  $z_m = Vr_m^c$ , avec  $V = (D)^{-1/2} E^T$  où  $D$  est une matrice diagonale contenant les valeurs propres de la matrice de covariance de  $r_m$  et  $E$  est la matrice des vecteurs propres associés.
- (2) Choisir un vecteur initial  $w_j$  de norme unité.
- (3) Mettre à jour :  $w_j \leftarrow E\{z_m g(w_j^T z_m)\} - w_j E\{\dot{g}(w_j^T z_m)\}$ , avec  $g$  et  $\dot{g}$  respectivement les dérivées de  $G$  et  $g$ .
- (4) Mettre à jour la contrainte de normalité et d'orthogonalisation :  $w_j^+ \leftarrow \frac{w_j}{\sqrt{w_j^T w_j}}$
- (5) Boucler sur **3** jusqu'à la convergence :  $|\langle w_j^+, w_j \rangle| \sim 1$ .

### Algorithme 2 : Noisy-ICA

- (1) Centrer et Quasi-blanchir les données :  $r_m^c = r_m - E\{r_m\}$ ;  $z_m = (\Gamma - \Phi)^{-1/2} r_m^c$
- (2) Choisir un vecteur initial  $w_j$  de norme unité.
- (3) Mettre à jour :  $w_j \leftarrow w_j = E\{z_m g(w_j^T z_m)\} - (I + \tilde{\Phi}) w_j E\{\dot{g}(w_j^T z_m)\}$ , avec  $g$  et  $\dot{g}$  respectivement les dérivées de  $G$  et  $g$ .  
avec  $\tilde{\Phi} = E\{\tilde{n}_m \tilde{n}_m^T\} = (\Gamma - \Phi)^{-1/2} \Phi (\Gamma - \Phi)^{-1/2}$
- (4) Mettre à jour la contrainte de normalité et d'orthogonalisation :  $w_j^+ \leftarrow \frac{w_j}{\sqrt{w_j^T w_j}}$
- (5) Boucler sur **3** jusqu'à la convergence :  $|\langle w_j^+, w_j \rangle| \sim 1$ .

**Algorithme 3 : ICA–MMSE**

- (1) Centrer et blanchir les données :  $r_m^c = r_m - E\{r_m\}$ ;  $z_m = Vr_m^c$
- (2) Choisir un vecteur initial  $w_j$  de norme unité.
- (3) Mettre à jour :  $w_j \leftarrow E\{z_m g(w_j^T z_m)\} - w_j E\{\dot{g}(w_j^T z_m)\}$ , avec  $g$  et  $\dot{g}$  respectivement les dérivées de  $G$  et  $g$ .
- (4) Mettre à jour la contrainte de normalité et d'orthogonalisation :  $w_j^+ \leftarrow \frac{w_j}{\sqrt{w_j^T w_j}}$
- (5) Boucler sur **3** jusqu'à la convergence :  $|\langle w_j^+, w_j \rangle| \sim 1$ .
- (6) Calculer  $L_{ICA-MMSE} = (R_{ICA-MMSE} + \sigma^2 A^{-2})^{-1}$  avec  $R_{ICA-MMSE} = WW^T \neq I$

Une complexité supplémentaire des algorithmes proposés est également due aux itérations FastICA (Algorithme 1,2). En effet, pour chaque itération nous calculons la valeur estimée de  $M$  symboles avec  $KM$  multiplications (voir l'équation 2.53), ce qui nous donne une complexité de l'ordre de  $\mathcal{O}(KM)$ . Ainsi, la complexité finale est d'ordre  $\mathcal{O}(SF^2K) + \mathcal{O}(KM)$  par itération.

Tout en gardant une structure à base d'ICA, nous avons amélioré la détection aveugle en tenant compte de la matrice de corrélation des composantes indépendantes lors de l'étape de la séparation. Nous avons proposé un tel algorithme basé sur le critère MMSE dans le cas d'une détection multiutilisateurs aveugle en estimant ces statistiques. Dans l'ICA–MMSE l'inversion de la matrice (voir l'algorithme 3) peut être effectuée avec une complexité de  $\mathcal{O}(SF^2K)$ . Le tableau 3. 5 montre la complexité calculatoire qui caractérise les différents traitements des différents algorithmes aveugles proposés. Il est à noter que la complexité calculatoire globale correspondante à l'algorithme ICA–MMSE est similaire à celles d'ICA et de noisy–ICA ( $\mathcal{O}(SF^2K + KM)$ ).

Dans le tableau 3. 6, nous comparons la complexité de nos algorithmes avec trois autres algorithmes d'ICA largement utilisés dans des applications communication sans fil : Jade (Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices)[135] et INFOMAX (INFORMATION MAXimization)[136] et finalement ICAR (Independent Component Analysis using Redundancies in the quadricovariance)[137]. La complexité calculatoire des algorithmes est mesurée en fonction du nombre d'opérations en virgule flottante (flops). Nous désignons par un flop la somme d'une multiplication et d'une addition. Nous constatons que la complexité des algorithmes proposés est beaucoup moins complexe que les algorithmes JADE et Infomax ainsi ICAR. En effet, non seulement sa complexité est linéairement dépendante de  $K$ , mais également, le nombre de flops est le plus faible.

| Algorithmes         | Complexité                               | Formules   |
|---------------------|--|--|
| <b>ICA</b>          |  |  |
| Blanchiment         | $\mathcal{O}(SF K)$                      | $\underbrace{(D)^{-1/2} E^T r_m^c}_{\text{Blanchiment;PCA}}$   |
| FastICA             | $\mathcal{O}(SF^2 K) + \mathcal{O}(K M)$ | $w_j = E \left\{ z_m g \left( w_j^T z_m \right) \right\} - w_j E \left\{ \dot{g} \left( w_j^T z_m \right) \right\}$                    |
| Globale             | $\mathcal{O}(SF^2 K + KM)$               |  |
| <b>Noisy-ICA</b>    |  |  |
| Quasi – blanchiment | $\mathcal{O}(SF K)$                      | $\underbrace{(\Gamma - \phi)^{-1/2} r_m^c}_{\text{Qausi-Blanchiment}}$   |
| FastICA             | $\mathcal{O}(SF^2 K) + \mathcal{O}(K M)$ | $w_j = E \left\{ z_m g \left( w_j^T z_m \right) \right\} - (I + \tilde{\Phi}) w_j E \left\{ \dot{g} \left( w_j^T z_m \right) \right\}$ |
| Globale             | $\mathcal{O}(SF^2 K + KM)$               |  |
| <b>ICA-MMSE</b>     |  |  |
| Blanchiment         | $\mathcal{O}(SF K)$                      | $\underbrace{(D)^{-1/2} E^T r_m^c}_{\text{Blanchiment;PCA}}$   |
| FastICA             | $\mathcal{O}(SF^2 K) + \mathcal{O}(K M)$ | $w_j = E \left\{ z_m g \left( w_j^T z_m \right) \right\} - w_j E \left\{ \dot{g} \left( w_j^T z_m \right) \right\}$                    |
| Filtre MMSE         | $\mathcal{O}(SF^2 K)$                    | $\underbrace{\left( R_{ICA-MMSE} + \sigma^2 A^{-2} \right)^{-1}}_{L_{ICA-MMSE}}$   |
| Globale             | $\mathcal{O}(SF^2 K + KM)$               |  |

Tableau 3. 5 : Complexité calculatoire des différents algorithmes de détection aveugles proposés

| Algorithmes                       | Flops  | Complexité                 |
|-----------------------------------|--|----------------------------|
| <b>JADE[135]</b>                  | $B + \min \left\{ \frac{4K^6}{3}, 8K^3 (K^2 + 3) \right\} + 3M f_4(K) + itK^2 + \frac{(K^2 + 21K + 75)}{2} + MK^2$                           | $\mathcal{O}(K^5)$         |
| <b>INFOMAX[136]</b>               | $B + it \left[ 2K(K + M) + 5 \frac{K^2}{2} \right]$  | $\mathcal{O}(K^3)$         |
| <b>ICAR[137]</b>                  | $3M f_4(K) + 2SF + \frac{2K^6}{3} + \frac{K^2(3SF^2 - K)}{3} + KSF^2 + K^2SF^3 + 7K^2 \times SF^2 + \frac{itK^2(4SF^4 - 8SF^3 + 25SF^2)}{2}$ | $\mathcal{O}(K^6)$         |
| <b>Algorithmes d'ICA proposés</b> | $B + it \left[ K^3 + K^2 + K(5M + 4) \right]$  | $\mathcal{O}(SF^2 K + KM)$ |

Tableau 3. 6 : Comparaison entre la complexité calculatoire de JADE , INFOMAX, ICAR et les algorithmes de dction aveugles propos

Notons  $f_4(K) = \frac{K(K+1)(K+2)(K+3)}{24}$  le nombre d'entrées libres dans le tableau cumulante réel d'ordre quatre et de dimensions  $P$ , et  $it$  le nombre d'itérations, et  $B = \min \left\{ \frac{M \times SF^2}{2} + \frac{4SF^3}{3} + K \times SF \times M, 2M \times SF^2 \right\}$  le nombre de flops requis par le blanchiment[138][139].

### 3.5.3 Comparaison de la robustesse des algorithmes de détection aveugle proposés

Dans la section 3.5.2 de ce chapitre, une étude comparative de la complexité des algorithmes de détection a été effectuée en termes d'opérations arithmétiques. Cette section constitue la synthèse des résultats de comparaison des différents algorithmes basée sur leurs performances. Afin de sélectionner l'algorithme de détection aveugle qui conduit au bon compromis complexité/performances, nous analysons, dans cette section, les performances du point de vue du taux d'erreur binaire de ces trois algorithmes. Pour ce faire, nous examinons deux cas :

- Comparaison de la robustesse des différents algorithmes de détection aveugle au bruit blanc gaussien.
- Comparaison de la robustesse des différents algorithmes de détection aveugle en présence d'interférences multi-utilisateurs

Dans toutes les simulations, les paramètres des canaux, les codes d'étalement, le nombre d'antennes et de porteuses sont similaires à ceux utilisés dans la section 3.4 du chapitre 3. Tout d'abord nous comparons la performance des algorithmes pour des différents valeurs de SNR . Nous remarquons à travers les résultats présentés dans le tableau 3. 7 et le tableau 3. 8 que :

- Pour tous systèmes étudiés<sup>1</sup>, et pour une valeur de BER fixe l'algorithme noisy-ICA donne de meilleurs performances en terme de SNR. Par exemple, pour le système CDMA MIMO – OFDM l'écart entre les performances des deux algorithmes( noisy-ICA et ICA) est de l'ordre de  $2,3dB$  à BER de  $3 \times 10^{-5}$ .
- Le BER augmente pour les deux algorithmes lorsque nous augmentons le nombre d'utilisateurs, toute en gardant une meilleur performance pour le noisy-ICA.
- Ce gain de performances d'algorithme noisy- ICA par rapport à celui d'algorithme ICA est dû à la réduction de dimension dans l'étape de quasi-blanchiment. De plus, le noisy-ICA tiens compte des interférences d'accès multiples comme une interférence unique qui doit être éliminée.

Nous gardons les mêmes démarches, pour évaluer les performances de l'algorithme ICA-MMSE. D'après le tableau 3.9 et le tableau 3.10, nous pouvons conclure que :

- L'algorithme ICA-MMSE présente une meilleure robustesse au bruit gaussien par rapport à celle donnée par l'algorithme ICA. En fait, l'algorithme ICA-MMSE prend en compte la variance du bruit qui est ensuite soustraite de la matrice

---

1. Pour le système MIMO, nous avons utilisé les mêmes paramètres de simulation utilisés dans les articles [129][140]. Dans notre simulation nous adoptons 2000 blocs STBC avec deux symboles BPSK par bloc ce qui nous donne 4000 bits

|                         | BER                  | Noisy – ICA | ICA  |
|-------------------------|----------------------|-------------|------|
|                         |                      | SNR         | SNR  |
| <b>CDMA</b>             | $10^{-2}$            | 4,8         | 5,4  |
|                         | $4 \times 10^{-4}$   | 8           | 8,4  |
| <b>IDMA</b>             | $10^{-3}$            | 6,8         | 7    |
|                         | $3 \times 10^{-3}$   | 6,2         | 6,5  |
| <b>OFDM – IDMA</b>      | $10^{-3}$            | 5,4         | 5,6  |
|                         | $3 \times 10^{-4}$   | 7           | 7,5  |
| <b>MIMO</b>             | $10^{-3}$            | 6,9         | 7,5  |
|                         | $1,5 \times 10^{-4}$ | 8           | 9    |
| <b>CDMA MIMO – OFDM</b> | $3 \times 10^{-5}$   | 9,7         | 12   |
|                         | $2 \times 10^{-4}$   | 8,5         | 10,8 |

Tableau 3. 7 : Comparaison des performances des algorithmes Noisy-ICA et ICA pour les différents systèmes.

de corrélation (voir l’algorithme 3). Tout comme pour l’algorithme noisy-ICA, la puissance de l’interférence est proportionnelle au taux de charge du système. Lorsque le nombre d’utilisateurs double, le niveau de MAI se multiplie par deux. L’algorithme ICA-MMSE observe donc ses performances se dégrader de façon significative avec l’augmentation de la charge du système. Dans tous les cas, nous pouvons constater que l’algorithme ICA-MMSE présente de meilleurs résultats du point de vue BER. Finalement, nous constatons que l’algorithme ICA-MMSE offre un bon compromis entre la réduction du bruit et les interférences.

- Les performances des algorithmes s’améliorent chaque fois que le nombre d’antennes à la réception et à l’émission augmente. Par exemple, pour un BER d’ordre  $10^{-4}$  ( $N_t, N_r$ ) = (2,1), l’algorithme ICA-MMSE gagne un gain de 2,3dB lorsque nous doublons le nombre d’antenne réceptrice vers ( $N_t, N_r$ ) = (2,2). De plus, il est intéressant de constater, que L’algorithme ICA-MMSE montre de meilleures résultats. En effet, à BER égal à  $10^{-4}$  pour ( $N_t, N_r$ ) = (2,1), nous observons un gain de 2dB entre l’algorithme ICA-MMSE et l’algorithme ICA. En effet, lorsque nous employons plusieurs antennes à l’émission et/ ou à la réception , la probabilité de perdre toute information diminue relativement avec le nombre d’antennes décorréliées (gain de diversité spatiale et/ ou temporelle). Dans l’ensemble, qu’en changeant le nombre d’antennes et/ ou le nombre d’utilisateurs, l’algorithme ICA-MMSE présente les meilleures performances en termes de convergence et de taux d’erreurs binaire.

|                         | <b>K</b> | <b>Noisy – ICA</b>   | <b>ICA</b>           |
|-------------------------|----------|----------------------|----------------------|
|                         |          | BER                  | BER                  |
| <b>CDMA MIMO – OFDM</b> | 5        | $1,5 \times 10^{-5}$ | $1,4 \times 10^{-4}$ |
|                         | 10       | $3 \times 10^{-5}$   | $2,4 \times 10^{-4}$ |
|                         | 15       | $3 \times 10^{-5}$   | $4 \times 10^{-4}$   |
|                         | 20       | $3 \times 10^{-5}$   | $5 \times 10^{-4}$   |
|                         | 25       | $1,2 \times 10^{-4}$ | $7 \times 10^{-4}$   |
|                         | 30       | $2,5 \times 10^{-4}$ | $1,5 \times 10^{-3}$ |

Tableau 3. 8 : Influence du nombre d'utilisateurs sur les performances des algorithmes Noisy-ICA et ICA.

|                         |       | <b>BER</b>         | <b>ICA – MMSE</b> | <b>ICA</b> |
|-------------------------|-------|--------------------|-------------------|------------|
|                         |       |                    | SNR               | SNR        |
| <b>CDMA</b>             |       | $10^{-3}$          | 7,5               | 7,7        |
|                         |       | $4 \times 10^{-3}$ | 5,8               | 6,2        |
| <b>CDMA MIMO – OFDM</b> | (2,2) | $10^{-4}$          | 9,5               | 11,4       |
|                         |       | $3 \times 10^{-4}$ | 8,5               | 10,5       |
|                         | (4,4) | $2 \times 10^{-4}$ | 6                 | 8          |
|                         |       | $10^{-3}$          | 4,8               | 6          |
|                         | (2,1) | $10^{-4}$          | 11,8              | 13,8       |
|                         |       | $3 \times 10^{-4}$ | 11,5              | 13,4       |

Tableau 3. 9 : Comparaison des performances des algorithmes ICA – MMSE et ICA pour les systèmes CDMA et CDMA MIMO– OFDM.

|                         | <b>K</b> | <b>ICA – MMSE</b> | <b>ICA</b>           |                      |
|-------------------------|----------|-------------------|----------------------|----------------------|
|                         |          | BER               | BER                  |                      |
| <b>CDMA MIMO – OFDM</b> | (2,2)    | <i>SNR = 10dB</i> |                      |                      |
|                         |          | 16                | $4 \times 10^{-5}$   | $3,5 \times 10^{-4}$ |
|                         |          | 32                | $3,5 \times 10^{-4}$ | $3 \times 10^{-3}$   |
|                         | (4,4)    | <i>SNR = 6dB</i>  |                      |                      |
|                         |          | 16                | $2 \times 10^{-4}$   | $10^{-3}$            |
|                         |          | 32                | $1,5 \times 10^{-3}$ | $5 \times 10^{-3}$   |

Tableau 3. 10 : Influence du nombre d'utilisateurs et la diversité spatiale sur les performances des algorithmes ICA – MMSE et ICA.

### 3.5.4 Comparaison avec d'autres méthodes de détection multi – utilisateurs aveugle

Plusieurs méthodes de détection multi – utilisateurs aveugle ont été proposées dans la littérature. Les algorithmes basés sur ces différentes méthodes peuvent être classés en deux principales catégories soient les méthodes aveugles ainsi que les méthodes semi – aveugles. En raison du grand nombre de méthodes de détection existantes, nous avons dû souligner les plus

| BER                | SNR    |                |            |            |          |
|--------------------|--------|----------------|------------|------------|----------|
|                    | Algo 3 | PSO – CMA[141] | LCCMA[142] | SDCMA[141] | CMA[143] |
| $2 \times 10^{-3}$ | 8      | 11             | 11.5       | 12         | 13.5     |
| $4 \times 10^{-4}$ | 9.5    | 12.8           | 13.8       | 15         | 16       |

Tableau 3. 11 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et des algorithmes à base CMA.

répandues. Afin de prouver l’intérêt de détecteurs multi – utilisateurs aveugle proposés, nous comparons dans cette section ses performances à celles d’autres algorithmes présentés dans la littérature. Les simulations sont réalisées dans les mêmes conditions que les algorithmes à comparer<sup>2</sup>.

Nous comparons dans la figure 3.27, les performances de l’algorithme ICA– MMSE proposées avec celles de la détection aveugle basée sur l’optimisation par essaims particuliers (PSO : Particle Swarm Optimization). Dans le même contexte, nous comparons aussi notre algorithme avec les différents type d’algorithme multiutilisateurs aveugle à module constant (CMA : Constant Modulus Algorithm) , qui utilise le fait que certains signaux de communications sont à module constant. Le tableau 3. 11 résume les valeurs de BER obtenus pour notre algorithme ainsi les différents autres algorithmes et la référence associée à chacun des algorithmes comparés. Nous remarquons clairement, que notre algorithme présente un BER nettement meilleur par rapport à l’algorithme PSO – CMA qui est considéré parmi les meilleurs algorithmes testés dans la détection multi–utilisateurs aveugle à base du CMA, nous obtenons un gain de  $3dB$  pour un BER de  $4 \times 10^{-4}$  et un gain de  $4dB$  pour un BER de  $2 \times 10^{-4}$ . Bien évidemment une convergence rapide est obtenue à SNR élevé. Ce résultat est attendu car il est connu que les algorithmes à base CMA souffrent de la convergence lente, et très sensible aux effets du bruit additif.

Comparons maintenant, les performances de l’algorithme aveugle ICA– MMSE proposé (Algorithme 3) avec celles d’algorithme semi–aveugle qui, contrairement aux algorithmes classiques, nécessite moins de séquences d’apprentissages. Pour ce faire, nous comparons dans la figure 3.28, les performances de l’algorithme ICA–MMSE avec celles de l’algorithme semi–aveugle adaptatif qui utilise, dans son algorithme, les paramètres du signal transmis, tels que les redondances de l’intervalles de garde GI et la matrice de séquences d’étalement des utilisateurs[144]. Nous comparons aussi les deux algorithmes avec l’algorithme d’apprentissage RLS (Recursive Least Squares) adaptatif[145]. Nous remarquons sur la figure 3.28 et le tableau 3. 12 que le BER obtenu dans le cas de ICA– MMSE est meilleur

---

2. Dans [130], nous avons comparé les détecteurs basés sur les algorithmes aveugles proposés avec les détecteurs classiques (conventionnel, décorrelateur, et MMSE) avec connaissance parfaite du canal.

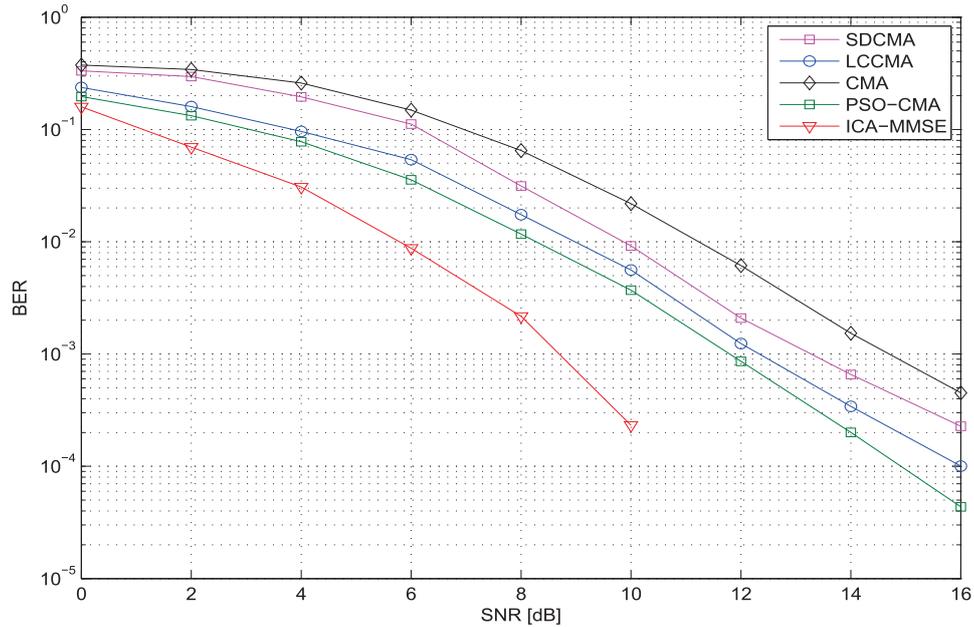


Figure 3.27 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et des algorithmes à base CMA, pour un système MC–CDMA, ( $K = 10, \tau = 32.26\%$ ).

| BER                | SNR    |                             |                         |
|--------------------|--------|-----------------------------|-------------------------|
|                    | Algo 3 | semi-aveugle adaptatif[144] | RLS adaptatif[144][145] |
| $2 \times 10^{-2}$ | 5.5    | 9.5                         | 10                      |
| $6 \times 10^{-3}$ | 7.3    | 11.7                        | 12                      |

Tableau 3. 12 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et de l’algorithme semi-aveugle et RLS.

que ceux dans le cas de l’algorithme semi-aveugle adaptatif et l’algorithme RLS. Plus particulièrement, si nous prenons le cas de l’intervalle du SNR  $[4dB, 12dB]$  En effet, à BER égal à  $5 \times 10^{-3}$ , nous avons un gain de  $4.6dB$  entre l’algorithme ICA–MMSE et l’algorithme semi-aveugle adaptatif.

Dans [146], Honig et al. ont proposé une version aveugle du détecteur MMSE linéaire, en utilisant le critère de minimum d’énergie à la sortie contrainte (CMOE : Constrained Minimum Output Energy) afin de supprimer les MAI dans un système CDMA. Le détecteur CMOE minimise l’énergie de sortie des interférences multiutilisateurs et laisse l’énergie du signal désirée sans distorsion. Néanmoins, sa performance est considérablement dégradée en présence d’erreurs d’estimation de la matrice de corrélation de données, et de canal [147]. Nous comparons maintenant l’algorithme proposé noisy-ICA avec deux autres algorithmes

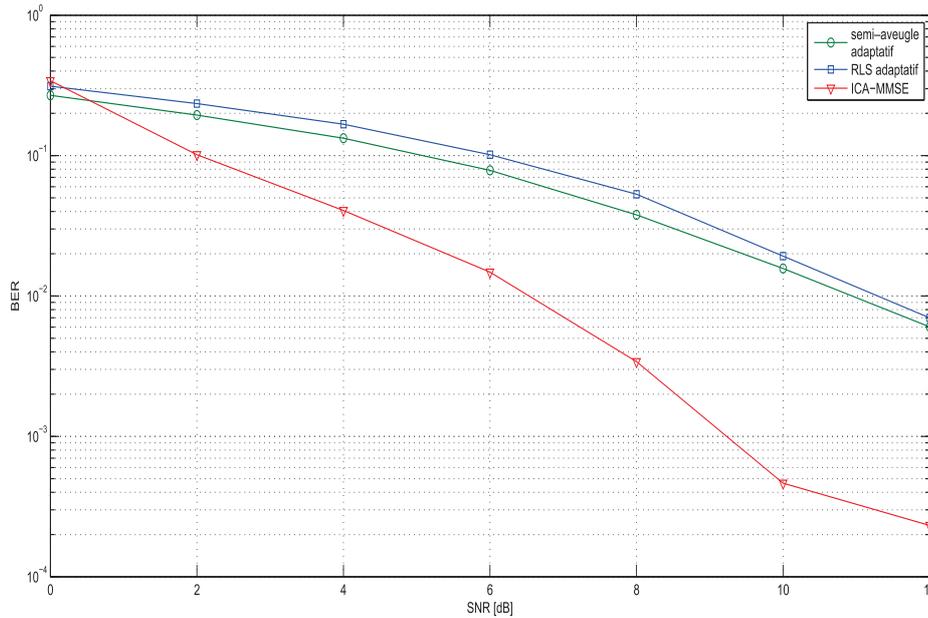


Figure 3.28 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA– MMSE proposé et de l’algorithme semi–aveugle et RLS pour un système MC–CDMA, ( $K = 15, \tau = 48.39\%$ ).

|                    | SNR    |                                 |           |
|--------------------|--------|---------------------------------|-----------|
| BER                | Algo 2 | MMSE assisté par ICA [148][107] | CMOE[148] |
| $10^{-2}$          | 5      | 7.6                             | 9.5       |
| $6 \times 10^{-4}$ | 8      | 11.7                            | —         |

Tableau 3. 13 : Comparaison des performances de l’algorithme noisy–ICA proposé et de l’algorithme MMSE assisté ICA et CMOE.

aveugles à base MMSE : CMOE [148], et l’algorithme MMSE assisté par ICA itérations proposé par Ristaniemi et al [107] ; l’idée derrière cette notion est d’affiner la solution MMSE en exploitant l’indépendance des composants sources [42]. Nous remarquons sur la figure 3.29 et le tableau 3. 13 que l’algorithme proposé noisy–ICA présente les meilleures performances en termes de vitesse de convergence et de taux d’erreurs sur les bits que celles de CMOE et l’algorithme MMSE assisté par ICA. Pour BER égal à  $10^{-3}$ , nous avons un gain d’ordre  $4.8dB$  entre l’algorithme noisy–ICA (Algorithme 2) et l’algorithme MMSE assisté par ICA. Le détecteur MMSE exploite seulement la statistique du second ordre (corrélations), alors que le procédé de détection de signal pour l’algorithme noisy–ICA, fonctionne en bruit gaussien en employant des statistiques d’ordre supérieur.

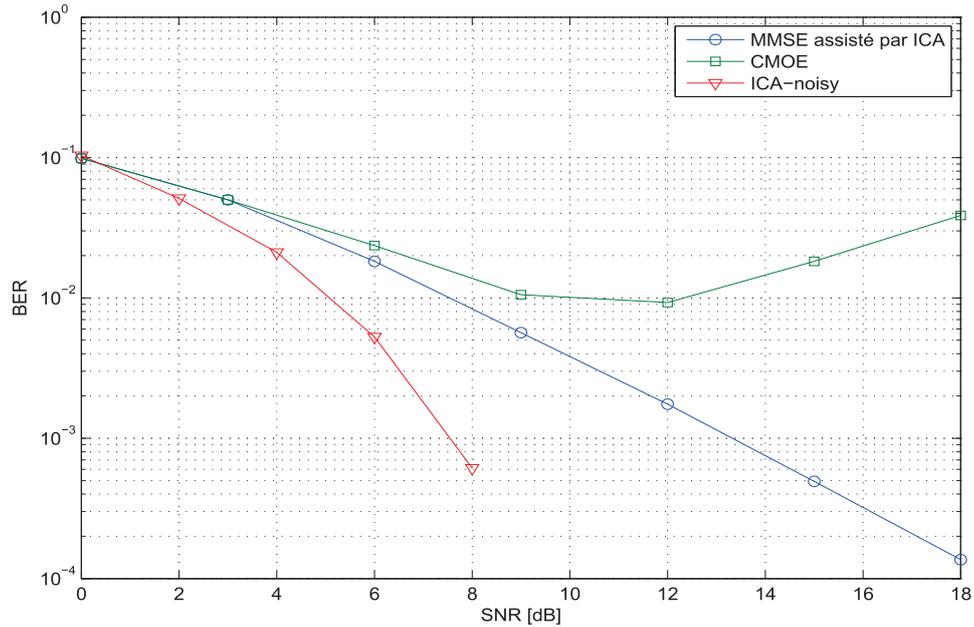


Figure 3.29 : Comparaison des performances de l’algorithme noisy-ICA proposé et de l’algorithme MMSE assisté par ICA et CMOE pour un système MC-CDMA, ( $K = 15, \tau = 23.44\%$ ).

Enfin, les performances de l’algorithme 1 (ICA ordinaire) pour le système OFDM-CDMA (MC-CDMA) et pour le système OFDM-IDMA n’ont jamais été comparés entre eux en considérant un canal Rayleigh quasi-statique. Ainsi, nous comparons les performances en terme de BER de détecteur OFDM-IDMA ICA et OFDM-CDMA ICA, ainsi avec un détecteur OFDM-IDMA ESE (non codé CSI parfait) et pour le même nombre d’utilisateurs  $K = 16$  et  $SF = 32$ . D’après la figure 3.30 et le tableau 3.14, nous remarquons que le détecteur OFDM-IDMA ESE a les meilleures performances en termes de BER. Ce gain en performance est dû en grande partie à la connaissance de l’état du canal. En connaissant le CSI, le détecteur ESE peut effectuer des estimations des chips à partir du signal reçu, pour déduire le signal transmis avec une certaine marge de probabilité d’erreur. D’une autre part, la connaissance de l’état du canal diminuera la complexité du récepteur. Pour un BER d’ordre  $4 \times 10^{-4}$ , nous avons un gain de  $2.6dB$  entre le détecteur ESE et le détecteur à base de l’algorithme ICA. Nous rappelons qu’à la sous-section 3.4.3 du chapitre 3, nous avons comparé les performances des algorithmes de détection aveugle proposés pour les systèmes CDMA/ IDMA et OFDM-IDMA.

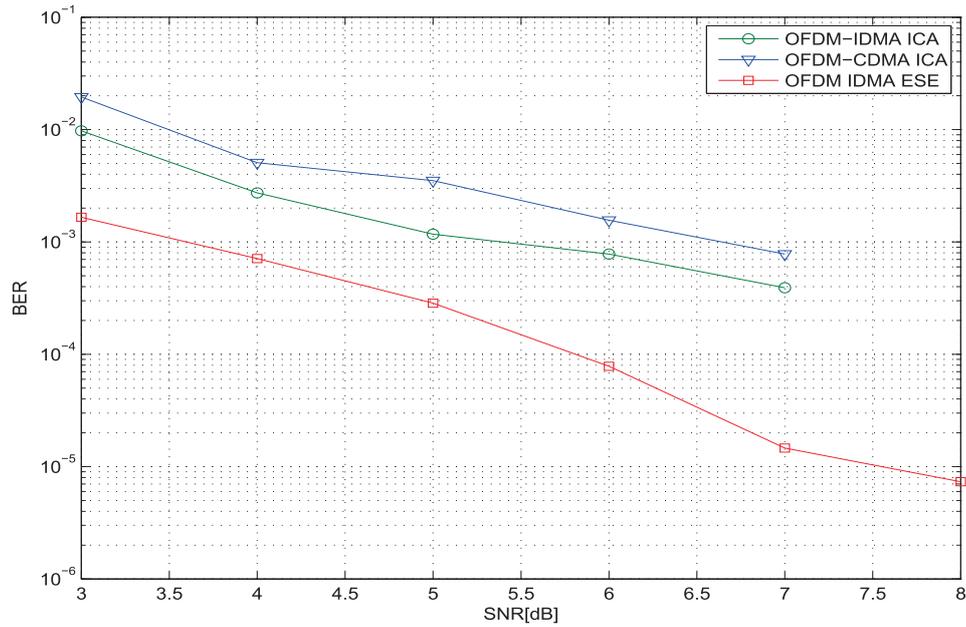


Figure 3.30 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA proposé et de l’algorithme ESE , ( $K = 16, \tau = 50\%$ ).

| BER                | SNR                 |                     |               |
|--------------------|---------------------|---------------------|---------------|
|                    | OFDM-IDMA ESE [104] | OFDM-IDMA ICA [119] | OFDM-CDMA ICA |
| $10^{-3}$          | 3.5                 | 5.5                 | 6.7           |
| $4 \times 10^{-4}$ | 4.5                 | 7                   | —             |

Tableau 3. 14 : Comparaison des performances de l’algorithme ICA proposé et de l’algorithme ESE.

### 3.5.5 Comparaison du temps d’exécution

Afin d’évaluer les performances d’algorithmes proposés en termes du temps d’exécution, nous traçons d’abord sur la figure 3.31 le temps d’exécution moyen de l’algorithme ICA-MMSE en fonction du nombre d’utilisateurs pour un système CDMA MIMO-OFDM avec  $(Nt, Nr) = (2, 2), K = 15$  et  $SF = 63$ . Le temps CPU est obtenu dans une plateforme de simulation sous MATLAB de Mathworks Version 7.5 sur un ordinateur portable Intel Core™ i5 – 2450M CPU @ 2,5GHz 2.50GHz, avec 8,00Go de RAM, 64 bits. Nous observons qu’avec l’augmentation du nombre d’utilisateurs le temps d’exécution moyen augmente de façon quasi linéaire, ce qui confirme l’analyse de la section 3.5.2 (complexité d’ordre  $\mathcal{O}(SF^2K + KM)$ ).

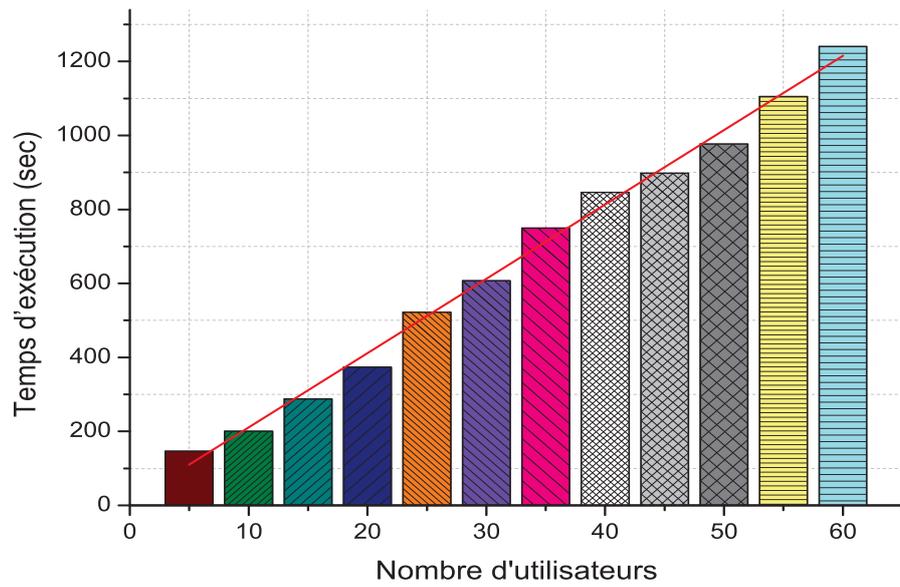


Figure 3.31 : Temps d'exécution moyen de l'algorithme ICA-MMSE pour différents utilisateurs.

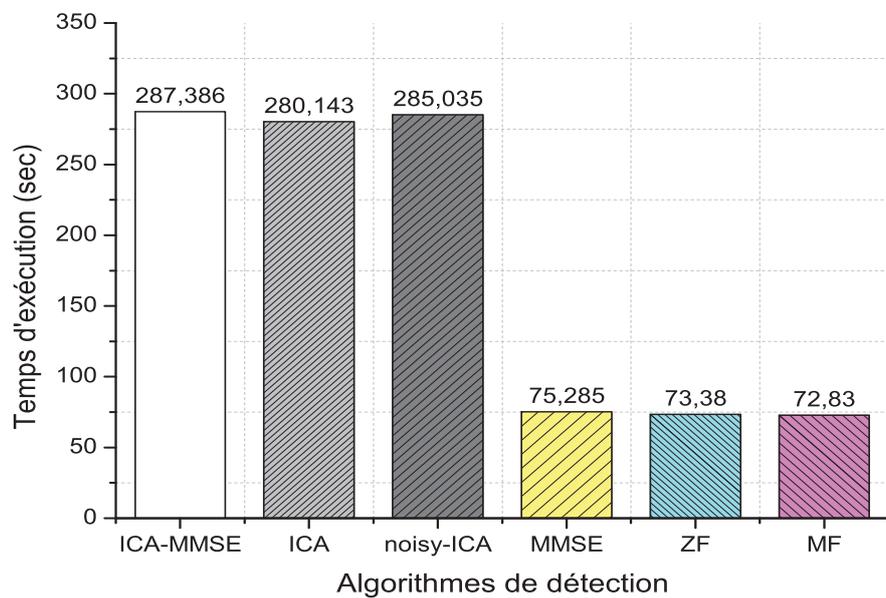


Figure 3.32 : Comparaison du temps d'exécution des algorithmes de détection proposés.

Dans la figure 3.32, nous comparons les temps d'exécution des algorithmes de détection aveugle proposés entre eux et avec les algorithmes de détection classiques (conventionnel, décorrelateur, et MMSE). Nous remarquons que les algorithmes de détection aveugle proposés ont des temps d'exécution presque similaires, ce résultat est expliqué par la similarité de la complexité calculatoire globale ( voir le tableau 3. 5 de la section 3.5.2). Nous remarquons aussi que les algorithmes de détection classique ont des temps d'exécution faibles par rapport aux algorithmes proposés, ces derniers nécessitent un temps supplémentaire pour la convergence du processus itératif.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé et simulé les performances de détecteurs multi – utilisateurs dans un système CDMA. Dans le canal AWGN, le détecteur décorrelateur et le détecteur MMSE offrent des améliorations de performance significatives par rapport au détecteur MF lorsque tous les utilisateurs du système ont les mêmes puissances reçues (contrôle de puissance parfait). Cependant, les performances du détecteur SIC sont médiocres, car ce type de détection multi – utilisateurs a besoin des puissances reçues de tous les utilisateurs afin de supprimer les MAI. Dans le scénario proche – lointain (puissances reçues inégales), tous les détecteurs multi – utilisateurs y compris le détecteur SIC permettent d'obtenir une meilleure performance que le détecteur type conventionnel MF. Dans le canal à évanouissement plat de Rayleigh, ces détecteurs multi – utilisateurs assurent des améliorations de performance significatives par rapport au détecteur conventionnel MF.

Nous avons présenté aussi les performances de détecteur itératif pour le système IDMA. La caractéristique distinguée de la technique IDMA est qu'elle permet une détection ESE à très faible coût et elle est capable de supporter un grand nombre d'utilisateurs. L'algorithme de détection ESE peut également être appliqué aux systèmes CDMA, à partir des résultats de simulation, nous avons constaté que le système IDMA démontre de meilleures performances que le système CDMA (même avec la détection MMSE). De plus, nous avons introduit les performances du système OFDM – IDMA dans des différents environnements. Le schéma proposé combine les avantages de l'OFDM et de l'IDMA et fournit des solutions efficaces aux problèmes ISI et MAI. La partie OFDM peut éliminer complètement ISI. et la partie IDMA avec un détecteur multi – utilisateur turbo – itératif permet de résoudre efficacement le problème MAI. D'après les résultats de simulation, nous pouvons voir que la technique OFDM – IDMA surpasse OFDM – CDMA en termes de performance BER principalement grâce à l'efficacité de l'algorithme de détection ESE.

Enfin, nous avons présenté les performances de détecteurs aveugles à base ICA pour les systèmes de communications sans fil tels que les systèmes CDMA/IDMA , OFDM – IDMA

. Les résultats obtenus montrent que les performances du détecteur ordinaire ICA dépassent celles du détecteur conventionnel MF et atteignent les performances de détecteurs ZF et MMSE. Ceci s'explique par le fait que ces détecteurs classiques basés sur la connaissance préalable des séquences d'étalement, les retards et les amplitudes de tous les utilisateurs, ne tiennent pas en compte l'hypothèse d'indépendance statistique entre les signaux sources dans l'algorithme de détection ICA. De plus, nous avons considéré l'estimation du modèle de l'ICA lorsque le bruit gaussien est présent et que les composantes indépendantes sont les signaux temporels, le détecteur noisy – ICA montre un léger avantage de performance par rapport au détecteur ICA ordinaire (non bruitée). Cet avantage de performance est dû à l'étape de quasi – blanchiment qui permet une réduction de dimension contribuant à réduire le bruit additif à son niveau minimum. D'autre part, les interférences d'accès multiples sont vues comme une interférence unique qui donne l'aptitude à opérer efficacement dans des scénarios chargés des utilisateurs. Dans la dernière section de ce chapitre, nous avons conduit une étude comparative des algorithmes de détection aveugle proposés en utilisant deux approches complémentaires. La première basée sur les complexités algorithmiques a permis de confirmer la supériorité des algorithmes proposés sur celles d'autres algorithmes d'ICA (JADE, INFOMAX, ICAR). Nous pouvons conclure aussi que les algorithmes proposés ont une complexité calculatoire similaire. La seconde approche est basée sur les performances en terme de taux d'erreur binaire. Une étude comparative des performances en terme de robustesse aux bruits et aux interférences nous a montré que les algorithmes proposés (section 3.5.4) présentent des performances acceptables, privilégiant l'algorithme ICA–MMSE qui donne des meilleures performances en termes de convergence et de taux d'erreurs binaire. Finalement, nous avons comparé les performances des algorithmes proposés avec celles d'autres algorithmes pris de la littérature à savoir les algorithmes aveugle et semi–aveugle. Les algorithmes proposés donnent des performances satisfaisantes par rapport à celles des travaux comparés, mais l'algorithme qui a attiré notre attention est l'ICA–MMSE qui présente un bon compromis performance/complexité.

## CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Ce travail de thèse a été consacré essentiellement à l'étude des systèmes IDMA. Nous avons séparé la recherche en plusieurs parties : Les principes de base d'émetteur et récepteur IDMA dans divers environnements de propagations, analyse et optimisation des performances, détection et séparation des signaux IDMA avec et sans CSI. En plus, la comparaison complète et étendue aux systèmes CDMA a été faite au cours de notre étude.

Dans cette thèse les performances fournies par différentes méthodes de détection multi-utilisateurs en l'absence de codage, ont été examinées et comparées sur un canal AWGN ou éventuellement sur un canal de quasi-statique de Rayleigh. Parmi les détecteurs explorés dans un contexte de surcharge en utilisateurs, certains comme les détecteurs ESE d'IDMA et les détecteurs multi-utilisateurs CDMA, avaient déjà fait l'objet de simulation, les résultats obtenus montrent que les performances du système IDMA convergent vers celles du système mono-utilisateur à des taux de charges élevés seulement en utilisant un code répétitif et des entrélateurs aléatoires spécifiques à chaque utilisateur. Par ailleurs, dans le cas de CDMA, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, les interférences dues à l'accès multiple MAI (intercorrélations entre les différentes séquences d'étalement) augmentent aussi et les performances de ces détecteurs se dégradent rapidement. Le détecteur ZF s'est avéré le plus adéquat pour remédier à ce problème, cependant ces performances sont faibles vis-à-vis de la présence du bruit. Quant au récepteur conventionnel, il n'est performant que lorsque les codes d'étalement des différents utilisateurs sont orthogonaux. Le détecteur basé sur l'algorithme MMSE donne les meilleures performances.

En présence de canaux à évanouissement, il est nécessaire de mettre en œuvre les deux techniques OFDM-IDMA et OFDM-CDMA permettant de combattre les effets de ce type de canaux, ainsi de profiter de la diversité fréquentielle. Les résultats obtenus ont permis de mentionner l'intérêt de l'association OFDM-IDMA, son récepteur est capable de combattre efficacement les interférences MAI et ISI, en les traitant indépendamment cela par extrait des avantages des deux techniques. L'opération de modulation sur porteuses orthogonales nous permet de diminuer les interférences ISI. Par ailleurs le détecteur ESE effectue l'annulation des interférences MAI. Dans le même contexte les performances des systèmes de transmissions

multi-antennes multi-porteuses à accès multiples constituent un autre point que nous avons étudié. Nous avons exploité la diversité spatio-temporelle et l'utilisation des porteuses multiples afin d'améliorer les performances et d'augmenter l'efficacité spectrale.

Nous avons également étudié les performances des schémas OFDM-IDMA et OFDMA sur un canal de Rayleigh à évanouissements plats et/ou rapides (Doppler et multi-trajets). Nous avons constaté que la technique OFDM-IDMA n'est pas efficace dans le cadre de canaux variant dans le temps. L'effet doppler produit un étalement fréquentiel qui devient plus important au fur et à mesure que la variation temporelle du canal augmente. Dans un environnement multitrajets, le schéma OFDM-IDMA peut offrir le gain multi-utilisateurs qui est un concept intéressant de la théorie de l'information. Le rendement en puissance de l'OFDM-IDMA est nettement supérieur à celui de la technique d'accès orthogonale OFDMA. Pour éviter les interférences entre les utilisateurs, OFDMA attribue de différentes sous-porteuses aux différents utilisateurs ce qui diminue l'efficacité spectrale. Par contre, OFDM-IDMA peut traiter les MAI dans la partie de détection IDMA.

Les systèmes de communications sans fil actuels considèrent que le canal de transmission est connu en émission et en réception, c'est-à-dire la connaissance a priori de l'état du canal CSI (Channel State Information) est supposée. Dans la réalité, le canal de transmission devrait être estimé au moins en réception. Cependant, dans le cas des canaux à évanouissement rapide, les systèmes utilisant les séquences d'apprentissage sont sous-optimaux, particulièrement en termes de rapport signal sur bruit SNR et d'efficacité spectrale. De plus, cette approche réduit le flux des informations dans le système. Dans ce contexte, nous avons proposé la technique de détection aveugle ou nous pouvons estimer les signaux émis sans connaissances a priori des séquences d'apprentissages ou bien de séquences d'étalements, mais uniquement à partir des observations disponibles à la réception.

L'hypothèse de la non-gaussianité et l'indépendance des sources dans les algorithmes ICA sont des conditions réalistes dans des systèmes étudiés. En premier lieu, nous avons supposé que les signaux temporels ne sont pas corrompus par un bruit Gaussien additif (matrice de covariance de bruit est nulle). Les résultats obtenus montrent que les performances du détecteur ordinaire ICA dépassent celles du détecteur conventionnel MF et atteignent les performances de détecteurs ZF et MMSE. Ceci s'explique par le fait que ces détecteurs classiques basés sur la connaissance préalable des séquences d'étalement, les retards et les amplitudes de tous les utilisateurs, ne tiennent pas en compte l'hypothèse d'indépendance statistique entre les signaux sources dans l'algorithme de détection ICA. Par ailleurs, nous avons considéré l'estimation du modèle de l'ICA lorsque le bruit gaussien est présent et que les composantes indépendantes sont les signaux temporels, le détecteur noisy-ICA montre un léger avantage de performance par rapport au détecteur ICA ordinaire (non bruité). Cet avantage de performance est dû à l'étape de quasi-blanchiment qui permet une réduction

de dimension contribuant à réduire le bruit additif à son niveau minimum. D'autre part, les interférences d'accès multiples sont vues comme une interférence unique qui donne l'aptitude à opérer efficacement dans des scénarios chargés des utilisateurs. La mise en cascade de détecteur ICA ordinaire et le détecteur MMSE offre un bon compromis entre la réduction de bruit et les interférences par rapport à celle donnée par l'algorithme ICA. En fait, l'algorithme ICA-MMSE prend en compte la variance du bruit qui est ensuite soustraite de la matrice de corrélation entre les vecteurs colonnes de la matrices de séparation. Finalement, nous avons comparé les performances des algorithmes proposés avec celles d'autre algorithmes pris de la littérature à savoir les algorithmes aveugle et semi-aveugle. Les algorithmes proposés donnent des performances satisfaisantes par rapport à celles des travaux comparés, mais l'algorithme qui a attiré notre attention est l'ICA-MMSE qui présente un bon compromis performance/complexité.

L'utilisation de la technique *aveugle* est plus appropriée pour améliorer les performances des systèmes de communication sans fil dans un environnement d'évanouissement lent (des transmissions intérieures, par exemple, les réseaux locaux sans fil). Cette activation ne devrait être effectuée que lorsque cela est nécessaire. Les principales raisons de la bonne performance de la détection à base ICA peuvent être exposées brièvement :

- La technique ICA exploite l'indépendance des signaux sources des différents utilisateurs, ce qui offre une capacité supplémentaire de la suppression des interférences.
- Utilise les cumulants d'ordre supérieur afin d'estimer la nongaussianité, qui sont robustes au bruit gaussien.
- La technique ICA est essentiellement utilisée pour séparer les signaux mélangés afin de récupérer les signaux sources d'origine. Par conséquent, elle est capable d'atténuer les interférences d'accès multiples en les traitant comme une interférence unique, qui donne l'aptitude à opérer efficacement dans des scénarios chargés des utilisateurs.

## Perspectives

Dans un objectif de poursuite des travaux engagés dans le cadre de cette thèse, nous proposons ci-dessous certains aspects du travail qui mériteraient d'être étendues ou des travaux ultérieurs.

La technique SC-FDM (Single Carrier Frequency Division Multiplexing) est une technique qui consiste à utiliser une seule porteuse afin de transmettre l'information cette technique est souvent utilisée pour combattre les effets des évanouissements dus aux trajets multiples, cette technique est bien adaptée aux exigences de la technologie LTE ( Long Term Evolution ) de la téléphonie mobile . Nous nous placerons dans le contexte de l'utilisation

de la technique SC-IDMA (Single Carrier Interleave Division Multiple Acces), en combinant les avantages des modulations à porteuse simple de type SC-FDM et de la nouvelle technique d'accès multiple IDMA. Nous projeterons de développer des méthodes de traitement du signal qui permettent d'améliorer les performances de communication des systèmes SC-IDMA. Nous nous intéresserons particulièrement à la détection des signaux à la réception d'une liaison type MIMO. L'objectif étant d'exploiter les particularités de ce type de transmission par la technique turbo - code.

Nous envisageons d'étudier la méthode de traitement d'interférences entre symboles dans le domaine fréquentiel, et nous souhaitons analyser les performances de la technique d'égalisation dans le domaine fréquentiel (FDE). La méthode offre de meilleures performances que l'IDMA pour des canaux à trajets multiples. Encore une fois, c'est probablement dû au fait que l'IDMA avec un détecteur ESE LLRC combine les différents trajets de manière sous optimale. Nous souhaitons étudier les performances du détecteur FDE lorsque le canal subit plusieurs sortes de distorsions comme l'effet Doppler et les trajets multiples.

Un autre axe pour des études futures consistera à étudier les performances des systèmes de transmission à base de l'IDMA codé dans le contexte d'une transmission sans fil, et nous projetons d'implémenter des décodeurs APP optimaux basés sur des algorithmes exploitant le treillis du canal à savoir l'algorithme de Viterbi à décision douce (Soft-Output Viterbi Algorithm : SOVA)[149] ou l'algorithme de Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv (BCJR)[150].

Le système MIMO Massif emploie un grand nombre d'antennes ( $> 100$ ) à la station de base, ce qui rend la matrice de canal entre la station de base et les différents utilisateurs orthogonale, et simplifie les algorithmes associés à la détection et fournit un gain en énergie émise important[151]. Dans ce contexte, nous envisageons d'exploiter le gain multi-utilisateurs fourni par les techniques accès non-orthogonales NOMA telle que l'IDMA pour les systèmes MIMO massifs.

## APPENDICE A

### LISTE DES ABRÉVIATIONS

|         |  | 3 |
|---------|--|---|
| 3GPP    | Third Generation Partnership Project           | A |
| ACI     | Analyse en Composantes Indépendantes           |   |
| ACP     | Analyse en Composantes Principales             |   |
| AMRC    | Access Multiple par Répartition de Codes       |   |
| AMRF    | Acces Multiple par Répartition de Fréquence    |   |
| AMRT    | Access Multiple par Répartition dans le Temps  |   |
| APP     | A Posteriori Probability                       |   |
| AWGN    | Additive White Gaussian Noise                  | B |
| BCJR    | Bahl Cocke Jelinek Raviv                       |   |
| BER     | Bit Error Rate                                 |   |
| BPSK    | Binary Phase Shift Keying                      |   |
| BTS     | Base Transeiver Station                        | C |
| CBC     | Chip-By-Chip                                   |   |
| CDMA    | Code Division Multiple Access                  |   |
| cI-CDMA | chip Interleaved Code Division Multiple Access |   |
| CI      | Composantes Indépendantes                      |   |
| CMA     | Constant Modulus Algorithm                     |   |
| CMOE    | Constrained Minimum Output Energy              |   |
| CP      | Composantes Principales                        |   |
| CRNs    | Cognitive Radio Networks                       |   |
| CSI     | Channel State Information                      |   |

|          |   | D |
|----------|---|---|
| DEC      | Decoder   |   |
| DFE      | Decision Feedback Equalizer                         |   |
|          |   | E |
| ENC      | Encoder   |   |
| ESE      | Elementary Signal Estimator                         |   |
|          |   | F |
| FDMA     | Frequency Division Multiple Access                  |   |
| FDE      | Frequency Domain Equalization                       |   |
| FEC      | Forward Error Correction                            |   |
| FFT      | Fast Fourier Transform                              |   |
|          |   | G |
| GI       | Guard Interval                                      |   |
| GSM      | Global System for Mobile Communication              |   |
|          |   | I |
| IAM      | Interférence Accès Multiples                        |   |
| ICA      | Independent Component Analysis                      |   |
| ICAR     | ICA using Redundancies in the quadricovariance      |   |
| IDMA     | Interleave Division Multiple Access                 |   |
| IES      | Interférence entre symboles                         |   |
| IFFT     | Inverse Fast Fourier Transform                      |   |
| IMT 2000 | International Mobile Telecommunications 2000        |   |
| IoT      | Internet of Things                                  |   |
| IS 95    | Interim Standard 95                                 |   |
| ISI      | Inter Symbol Interference                           |   |
| INFOMAX  | INFORmation MAXimization                            |   |
|          |   | J |
| JADE     | Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices |   |
|          |   | L |
| LLR      | Logarithm Likelihood Ratio                          |   |
| LLR      | LLR Combining                                       |   |
| LTE      | Long Term Evolution                                 |   |

## M

---



---

|      |                                |
|------|--------------------------------|
| MAI  | Multiple Access Channel        |
| MAI  | Multiple Access Interference   |
| MAP  | Maximum A Posteriori           |
| MF   | Matched Filter                 |
| MC   | Multi-Carrier                  |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| ML   | Maximum Likelihood             |
| MMSE | Minimum Mean Square Error      |
| MISO | Multiple Input Single Output   |
| MRC  | Maximum Ratio Combining        |
| MS   | Mobile Station                 |
| MUD  | Multiple User Detection        |
| MUG  | Multiple User Gain             |

## N

---



---

|      |                                |
|------|--------------------------------|
| NFE  | Near Far Effect                |
| NOMA | Non-Orthogonal Multiple Access |

## O

---



---

|       |   |
|-------|---|
| OFDM  | Orthogonal Frequency Division Multiplexing    |
| OFDMA | Orthogonal Frequency Division Multiple Access |
| OMA   | Orthogonal Multiple Access                    |

|      |   | P |
|------|---|---|
| PCA  | Principal Component Analysis              |   |
| PIC  | Parallel Interference Cancellation        |   |
| PN   | Pseudo Noise                              |   |
| PSO  | Particle Swarm Optimization               |   |
|      |   | Q |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying             |   |
| QoS  | Quality of Services                       |   |
|      |   | S |
| SC   | Single Carrier                            |   |
| SIC  | Serial Interference Cancellation          |   |
| SIMO | Single Input Multiple Output              |   |
| SISO | Single Input Single Output                |   |
| SNR  | Signal-to-Noise Ratio                     |   |
| SOVA | Soft-Output Viterbi Algorithm             |   |
| ST   | Space Time                                |   |
| STBC | Space Time Block Codes                    |   |
|      |   | T |
| TDMA | Time Division Multiple Access             |   |
|      |   | U |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunication System |   |
|      |   | W |
| WSNs | Wireless Sensor Networks                  |   |

## REFERENCES

1. R. M. Buehrer, N. S. Correal, and B. D. Woerner, "A comparison of multiuser receivers for cellular cdma," in *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBE-COM'96. Communications : The Key to Global Prosperity*, vol. 3. IEEE, 1996, pp. 1571–1577.
2. Z. Mao, "Improved subtractive interference cancellation for ds-cdma," Ph.D. dissertation, University of Cincinnati, 2004.
3. Q. C. Li, H. Niu, A. T. Papathanassiou, and G. Wu, "5g network capacity : Key elements and technologies," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 71–78, 2014.
4. L. Lei, "From orthogonal to non-orthogonal multiple access : Energy-and spectrum- efficient resource allocation," Ph.D. dissertation, Linköping University Electronic Press, 2016.
5. S. Verdú and S. Shamai, "Spectral efficiency of cdma with random spreading," *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 45, no. 2, pp. 622–640, 1999.
6. E. Meftah, A. Anou, and M. Bensebti, "Etude de la technique ofdm-idma sur un canal surchargé en utilisateur," in *International conference on signal, image, vision and their applications siva11*, 2011, pp. 1–6.
7. P. Wang, J. Xiao, and P. Li, "Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, no. 3, pp. 4–11, 2006.
8. A. Roumy, "Egalisation et décodage conjoints : méthodes turbo," Ph.D. dissertation, Cergy-Pontoise, 2000.
9. I. M. Mahafeno, C. Langlais, and C. Jégo, "Cth12-4 : Reduced complexity iterative multi- user detector for idma (interleave-division multiple access) system," in *Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM'06. IEEE*. IEEE, 2006, pp. 1–5.
10. A.-O. Dahmane, "Méthode de détection à usagers multiples pour les systèmes de commu- nication ds-cdma," Ph.D. dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières, 2004.
11. S. Verdú, *Multiuser detection*. Cambridge university press, 1998.
12. I. L. Shakyia, "High capacity cdma and collaborative techniques," Ph.D. dissertation, University of Sussex, 2008.
13. S. Glisic and J.-P. Makela, "Advanced wireless networks : 4g technologies," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006 IEEE Ninth International Symposium on*. IEEE, 2006, pp. 442–446.

14. N. LARBI, "Detection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile : Exploitation de la combinaison ofdm/cdma," Ph.D. dissertation, UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE D'ORAN, 2015.
15. I. M. Mahafeno, "Étude de la technique d'accès multiple idma (interleave division multiple access)," Ph.D. dissertation, Télécom Bretagne, 2007.
16. M. Touzri, "Étude d'implantation de détecteurs multi-utilisateurs cdma : application à l'umts," Ph.D. dissertation, Brest, 2007.
17. A. Kumar and J. Saxena, "Detection schemes for mc-cdma (4g) mobile system : A review." *Computer Science & Telecommunications*, vol. 45, no. 1, 2015.
18. L. Mejri, "Mise en œuvre en technologie itge de la méthode parallèle d'annulation des interférences à retour de décision," Ph.D. dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières, 2008.
19. M. Youssef, "Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès w-cdma," Ph.D. dissertation, Metz, 2009.
20. C. Le Guellaut, "Prototypage d'un système mimo mc-cdma sur plate-forme hétérogène," Ph.D. dissertation, INSA de Rennes, 2009.
21. J. Gu, "Low-cost interference mitigation and relay processing for cooperative ds-cdma systems," Ph.D. dissertation, University of York, 2016.
22. Y. Cai, "Advanced interference suppression techniques for spread spectrum systems," Ph.D. dissertation, University of York, 2009.
23. L. Brunel, "Algorithmes de décodage de canal pour l'accès multiple à étalement de spectre," Ph.D. dissertation, ENST, 1999.
24. A. Berdai, "Turbo égalisation de faible complexité avec estimation des canaux multi trajets à évanouissements rapides," Ph.D. dissertation, Université Laval, 2011.
25. M. C. Reed, P. D. Alexander, J. A. Asenstorfer, and C. B. Schlegel, "Near single user performance using iterative multi-user detection for cdma with turbo-code decoders," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1997. Waves of the Year 2000. PIMRC'97., The 8th IEEE International Symposium on*, vol. 2. IEEE, 1997, pp. 740–744.
26. R. H. Mahadevappa and J. G. Proakis, "Mitigating multiple access interference and inter-symbol interference in uncoded cdma systems with chip-level interleaving," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 4, pp. 781–792, 2002.
27. C. Berrou, *Codes et turbocodes*. Springer Science & Business Media, 2007.
28. G. Boillet, "Analyse comparative des performances du mc-ds-cdma dans un réseau cellulaire de troisième génération," Master's thesis, Ecole polytechnique, 1999.
29. I. Cosovic, M. Schnell, and A. Springer, "Performance of coded uplink mc-cdma with combined-equalization and transmit antenna diversity in fading channels," in

*Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2004), Dallas, USA, Nov. 2004., 2004.*

30. S. Nobilet, "Etude et optimisation des techniques mc-cdma pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes," Ph.D. dissertation, INSA de Rennes, 2003.
31. A. Abderrahmane, M. Merouane, and B. Messaoud, "Diversity techniques to combat fading in wimax," *WSEAS transactions on communications*, vol. 7, no. 2, pp. 43–51, 2008.
32. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European transactions on telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
33. L. Sarperi, A. Nandi, and X. Zhu, "Multiuser detection and channel estimation in mimo ofdm systems via blind source separation," *Independent Component Analysis and Blind Signal Separation*, pp. 1189–1196, 2004.
34. A. Van Zelst and T. C. Schenk, "Implementation of a mimo ofdm-based wireless lan system," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 52, no. 2, pp. 483–494, 2004.
35. J.-S. Liu, B.-H. Tang, Y.-C. Wang, and Y.-A. Liu, "A novel multiuser detection algorithm for cdma-based mimo-ofdm system," *the journal of china universities of posts and telecommunications*, vol. 13, no. 2, pp. 90–94, 2006.
36. S. Moshavi, "Multi-user detection for ds-cdma communications," *IEEE communications magazine*, vol. 34, no. 10, pp. 124–136, 1996.
37. T. Ristaniemi and J. Joutsensalo, "Novel scheme for blind symbol separation in cdma downlink," in *Signals, Systems & Computers, 1998. Conference Record of the Thirty-Second Asilomar Conference on*, vol. 2. IEEE, 1998, pp. 1853–1857.
38. M. Gupta and B. Santhanam, "Ica based blind adaptive MAI suppression in DS-CDMA systems," in *Digital signal processing workshop, 2004 and the 3rd IEEE signal processing education workshop. 2004 IEEE 11th*. IEEE, 2004, pp. 201–205.
39. J. Héroult, C. Jutten, and B. Ans, "Détection de grandeurs primitives dans un message composite par une architecture de calcul neuromimétique en apprentissage non supervisé," in *10 Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1985*. GRETSI, Groupe d'Etudes du Traitement du Signal et des Images, 1985.
40. C. Jutten and J. Héroult, "Blind separation of sources, part i : An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture," *Signal processing*, vol. 24, no. 1, pp. 1–10, 1991.
41. P. Comon, "Independent component analysis, a new concept?" *Signal processing*, vol. 36, no. 3, pp. 287–314, 1994.
42. A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, *Independent component analysis*. John Wiley & Sons, 2004, vol. 46.
43. B. Albouy, "Méthodes de séparation aveugle de sources applicables à des signaux de parole," Ph.D. dissertation, Ecole doctorale informatique et télécommunications,

Toulouse 3, 2004.

44. B. Albouy and Y. Deville, "A time-frequency blind source separation method based on segmented coherence function," *Artificial Neural Nets Problem Solving Methods*, pp. 1043–1043, 2003.
45. C. Durieu and M. Kieffer, "Analyse en composantes indépendantes pour la séparation aveugle de sources," *J3eA*, vol. 4, no. HORS SÉRIE 2, p. 036, 2005.
46. O. Ekici and A. Yongacoglu, "Application of noisy-independent component analysis for cdma signal separation," in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, vol. 5. IEEE, 2004, pp. 3812–3816.
47. A. Hyvarinen, "Gaussian moments for noisy independent component analysis," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 6, no. 6, pp. 145–147, 1999.
48. A. Hyvärinen and E. Oja, "Independent component analysis : algorithms and applications," *Neural networks*, vol. 13, no. 4, pp. 411–430, 2000.
49. E. P. Simoncelli and E. H. Adelson, "Noise removal via bayesian wavelet coring," in *Image Processing, 1996. Proceedings., International Conference on*, vol. 1. IEEE, 1996, pp. 379–382.
50. A. Hyvärinen, "Independent component analysis in the presence of gaussian noise by maximizing joint likelihood," *Neurocomputing*, vol. 22, no. 1, pp. 49–67, 1998.
51. A. Cichocki, S. C. Douglas, and S.-i. Amari, "Robust techniques for independent component analysis (ica) with noisy data," *Neurocomputing*, vol. 22, no. 1, pp. 113–129, 1998.
52. A. Hyvarinen, "Fast ica for noisy data using gaussian moments," in *Circuits and Systems, 1999. ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on*, vol. 5. IEEE, 1999, pp. 57–61.
53. P. Fan, "Multiple access technologies for next generation mobile communications," in *ITS Telecommunications Proceedings, 2006 6th International Conference on*. IEEE, 2006, pp. P10–P11.
54. M. Moher and P. Guinand, "An iterative algorithm for asynchronous coded multiuser detection," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 8, pp. 229–231, 1998.
55. A. Tarable, G. Montorsi, and S. Benedetto, "Analysis and design of interleavers for cdma systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 10, pp. 420–422, 2001.
56. S. Bruck, U. Sorger, S. Gligorevic, and N. Stolte, "Interleaving for outer convolutional codes in ds-cdma systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 7, pp. 1100–1107, 2000.
57. P. D. Alexander, A. J. Grant, and M. C. Reed, "Iterative detection in code-division multiple-access with error control coding," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9, no. 5, pp. 419–425, 1998.

58. P. Li, L. Liu, K. Wu, and W. Leung, "Interleave division multiple access (idma) communication systems," in *Proceedings of the 3rd International Symposium on Turbo Codes & Related Topics*, 2003, pp. 173–180.
59. L. Liu, W. Leung, and L. Ping, "Simple iterative chip-by-chip multiuser detection for cdma systems," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, vol. 3. IEEE, 2003, pp. 2157–2161.
60. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. 1," in *Communications, 1993. ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*, vol. 2. IEEE, 1993, pp. 1064–1070.
61. L. Liu, J. Tong, and L. Ping, "Analysis and optimization of cdma systems with chip-level interleavers," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 1, pp. 141–150, 2006.
62. H. Schoeneich and P. A. Hoeher, "Adaptive interleave-division multiple access-a potential air interface for 4g bearer services and wireless lans," in *Proc. WOCN 2004*, 2004, pp. 179–182.
63. H. Schoeneich and P. A. Hoeher, "Iterative pilot-layer aided channel estimation with emphasis on interleave-division multiple access systems," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2006, pp. 250–250, 2006.
64. K. Kusume, G. Dietl, W. Utschick, and G. Bauch, "Performance of interleave division multiple access based on minimum mean square error detection," in *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on*. IEEE, 2007, pp. 2961–2966.
65. P. A. Hoeher and W. Xu, "Multi-layer interleave-division multiple access for 3gpp long term evolution," in *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on*. IEEE, 2007, pp. 5508–5513.
66. Y. Chen, F. Schaich, and T. Wild, "Multiple access and waveforms for 5g : Idma and universal filtered multi-carrier," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th*. IEEE, 2014, pp. 1–5.
67. B. Akbil and D. Aboutajdine, "Improved idma for multiple access of 5g," *International Journal of Communication Networks and Information Security*, vol. 7, no. 3, p. 138, 2015.
68. K. Li, X. Wang, and L. Ping, "Analysis and optimization of interleave-division multiple-access communication systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, 2007.
69. R. Zhang and L. Hanzo, "Exit chart based joint code-rate and spreading-factor optimization of single-carrier interleave division multiple access," in *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE*. IEEE, 2007, pp. 735–739.

70. P. A. Hoeher and H. Schoeneich, "Interleave-division multiple access from a multiuser theory point of view," in *Turbo Codes&Related Topics ; 6th International ITG-Conference on Source and Channel Coding (TURBOCODING), 2006 4th International Symposium on*. VDE, 2006, pp. 1–5.
71. L. Ping, L. Liu, K. Wu, and W. K. Leung, "Interleave division multiple-access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 4, pp. 938–947, 2006.
72. P. Wang, L. Ping, and L. Liu, "Power allocation for multiple access systems with practical coding and iterative multi-user detection," in *Communications, 2006. ICC'06. IEEE International Conference on*, vol. 11. IEEE, 2006, pp. 4971–4976.
73. Q. Huang, S. Chan, K.-T. Ko, L. Ping, and P. Wang, "A qos architecture for idma-based multi-service wireless networks," in *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on*. IEEE, 2007, pp. 5070–5075.
74. P. Frenger, P. Orten, and T. Ottosson, "Code-spread cdma using maximum free distance low-rate convolutional codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 1, pp. 135–144, 2000.
75. K. Kusume, G. Bauch, and W. Utschick, "Idma vs. cdma : detectors, performance and complexity," in *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*. IEEE, 2009, pp. 1–8.
76. S.-M. Tseng and T.-Y. Lau, "Comprehensive performance comparison of idma and cdma," in *Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), 2010 IEEE 71st*. IEEE, 2010, pp. 1–5.
77. M. Caza-Szoka, "Application des méthodes d'estimation de canal autodidactes aux systèmes idma," Ph.D. dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières, 2012.
78. S. Aliesawi, C. Tsimenidis, B. Sharif, and M. Johnston, "Soft rake and dfe based idma systems for underwater acoustic channels," in *Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2010)*. IET, 2010, pp. 1–5.
79. L. Ping, W. Leung, and K. Y. Wu, "Low-rate turbo-hadamard codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 12, pp. 3213–3224, 2003.
80. W. R. Leung, G. Yue, L. Ping, and X. Wang, "Concatenated zigzag hadamard codes," *IEEE transactions on information theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1711–1723, 2006.
81. L. Ping, X. Huang, and N. Phamdo, "Zigzag codes and concatenated zigzag codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 800–807, 2001.
82. X. Zhang, Z. Bie, Z. He, and W. Wu, "Boosts to ldpc-coded idma systems," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 4, pp. 306–307, 2008.
83. R. Zhang, "Non-orthogonal random waveform based multiuser communications," Ph.D. dissertation, University of Southampton, 2009.
84. A. J. Viterbi, "Very low rate convolution codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 4, pp. 641–649, 1990.

85. L. Ping, K. Wu, L. Liu, and W. Leung, "A simple, unified approach to nearly optimal multiuser detection and space-time coding," *ITW 2002*, 2002.
86. S. Houcke, "Identification de paramètres système et mécanismes Cross-Layer pour les réseaux," Ph.D. dissertation, 2011, HDR : Université de Bretagne occidentale : 2011.
87. I. Pupeza, A. Kavcic, and L. Ping, "Efficient generation of interleavers for idma," in *Communications, 2006. ICC'06. IEEE International Conference on*, vol. 4. IEEE, 2006, pp. 1508–1513.
88. Z. Chenghai and H. Jianhao, "The shifting interleaver design based on pn sequence for idma systems," in *Future Generation Communication and Networking (FGCN 2007)*, vol. 2. IEEE, 2007, pp. 279–284.
89. B. E. Cristea, "Techniques d'accès multiple avec changements d'horloge périodiques," Thèse de doctorat, INP Toulouse, Toulouse, France, 2007.
90. M. Shukla, V. Srivastava, and S. Tiwari, "Analysis and design of tree based interleaver for multiuser receivers in idma scheme," in *Networks, 2008. ICON 2008. 16th IEEE International Conference on*. IEEE, 2008, pp. 1–4.
91. L. Ping, L. Liu, and W. Leung, "A simple approach to near-optimal multiuser detection : interleave-division multiple-access," in *Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE*, vol. 1. IEEE, 2003, pp. 391–396.
92. M. Shukla and R. Gupta, "Performance analysis of optimum interleaver based on prime numbers for multiuser iterative idma systems," *International Journal of Interdisciplinary Telecommunications and Networking (IJITN)*, vol. 2, no. 3, pp. 51–65, 2010.
93. D. Hao and P. A. Hoeher, "Iterative estimation and cancellation of clipping noise for multi-layer idma systems," in *Source and Channel Coding (SCC), 2008 7th International ITG Conference on*. VDE, 2008, pp. 1–6.
94. O. Nagy, M. C. Reed, and Z. Shi, "Optimal detection of idma signals," in *Wireless Communications and Networking Conference, 2007. WCNC 2007. IEEE*. IEEE, 2007, pp. 1236–1240.
95. H. Wu, L. Ping, and A. Perotti, "User-specific chip-level interleaver design for idma systems," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 4, pp. 233–234, 2006.
96. X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded cdma," *IEEE Transactions on communications*, vol. 47, no. 7, pp. 1046–1061, 1999.
97. P. Weitkemper and K.-D. Kammeyer, "Analysis and performance of an efficient iterative detection strategy for idma systems," in *Multi-Carrier Spread Spectrum 2007*. Springer, 2007, pp. 87–96.
98. T. Yang, J. Yuan, and Z. Shi, "Rate optimization for idma systems with iterative joint multi-user decoding," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 3, pp. 1148–1153, 2009.

99. L. Ping and L. Liu, "Analysis and design of idma systems based on snr evolution and power allocation." in *VTC Fall (2)*, 2004, pp. 1068–1072.
100. J.-B. Lim, C.-H. Choi, T.-W. Yune, and G.-H. Im, "Iterative multiuser detection for single- carrier modulation with frequency-domain equalization," *IEEE communications letters*, vol. 11, no. 6, 2007.
101. J.-B. Lim, C.-H. Choi, H.-J. Lim, and G.-H. Im, "Iterative multiuser detection for single- carrier transmission with sfbc," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 15, pp. 525–528, 2008.
102. H. V. Poor and G. W. Wornell, *Wireless communications : signal processing perspectives*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, 1998.
103. K. Kusume, G. Bauch, and W. Utschick, "Idma vs. cdma : Analysis and comparison of two multiple access schemes," *IEEE Transactions on wireless communications*, vol. 11, no. 1, pp. 78–87, 2012.
104. L. Ping, Q. Guo, and J. Tong, "The ofdm-idma approach to wireless communication systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, 2007.
105. J. Tong, Q. Guo, and L. Ping, "Performance analysis of ofdm-idma systems with peak- power limitation," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008 IEEE 10th International Symposium on*. IEEE, 2008, pp. 555–559.
106. W.Y.Leong and J.Homer, "Cdma wireless system with blind multiuser detector," *Journal of Telecommunications and Information Technology*, pp. 69–75, 2006.
107. T. Ristaniemi and J. Joutsensalo, "Advanced ica-based receivers for block fading ds-cdma channels," *Signal Processing*, vol. 82, no. 3, pp. 417–431, 2002.
108. H. Abdelkrim, K. Ali, C. Salim, and S. Gerard, "Independent component analysis in idma systems," in *Circuits and Systems and TAISA Conference, 2009. NEWCAS-TAISA '09. Joint IEEE North-East Workshop on*. IEEE, 2009, pp. 1–4.
109. M. Hatam, A. Sheikhi, and M. Masnadi-Shirazi, "A pulse-train mimo radar based on theory of independent component analysis," *Submitted for Publication in the Iranian Journal of Science and Technology*, 2011.
110. L. Sarperi, X. Zhu, and A. K. Nandi, "Low-complexity ica based blind multiple-input multiple-output ofdm receivers," *Neurocomputing*, vol. 69, no. 13, pp. 1529–1539, 2006.
111. A. Hamza, E. Meftah, S. Chitroub, and R. Touhami, "Ica-based blind symbol detection for compound system mimo-ofdm in cdma context," in *Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 345–349.
112. E. Meftah, A. Anou, and M. Bensebti, "Noisy ica-based detection method for compound system mimo-ofdm in cdma context," in *I/V Communications and Mobile Network (ISVC), 2010 5th International Symposium on*. IEEE, 2010, pp. 1–4.

113. R. C. Qiu, Z. Hu, Z. Chen, N. Guo, R. Ranganathan, S. Hou, and G. Zheng, "Cognitive radio network for the smart grid : experimental system architecture, control algorithms, security, and microgrid testbed," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, no. 4, pp. 724–740, 2011.
114. A. Ahmad, M. Iqbal, F. Alam, S. Ahmad *et al.*, "Applications of independent component analysis in cognitive radio sensor networks," *Cognitive Radio Sensor Networks : Applications, Architectures, and Challenges : Applications, Architectures, and Challenges*, p. 259, 2014.
115. Y. Zhu and A. Vikram, "Tracking multiple targets using blind source separation algorithms," *networks*, vol. 14, p. 15, 2008.
116. Z. Uddin, A. Ahmad, M. Iqbal, and M. Naeem, "Applications of independent component analysis in wireless communication systems," *Wireless Personal Communications*, vol. 83, no. 4, pp. 2711–2737, 2015.
117. S. Houcke, G. Sicot, and M. Debbah, "Spc01-6 : Blind detection for block coded interleaved division multiple access," in *Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBE-COM'06. IEEE*. IEEE, 2006, pp. 1–5.
118. A. Hamza, S. Chitroub, and G. Salut, "An efficient noisy-ica based approach to multiuser detection in idma systems," *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, vol. 3, no. 09, p. 767, 2010.
119. E. Meftah, A. Anou, and M. Bensebti, "An application of ica-based detection to ofdm-idma system," in *Microelectronics (ICM), 2012 24th International Conference on*. IEEE, 2012, pp. 1–4.
120. A. Hyvärinen *et al.*, "Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 10, no. 3, pp. 626–634, 1999.
121. J. Herault and C. Jutten, "Space or time adaptive signal processing by neural network models," in *AIP Conference Proceedings 151 on Neural Networks for Computing*. Woodbury, NY, USA : American Institute of Physics Inc., 1987, pp. 206–211.
122. B. Albouy, "Méthodes de séparation aveugle de sources applicables à des signaux de parole," Ph.D. dissertation, Ecole doctorale informatique et télécommunications, Toulouse 3, 2004.
123. Q. Huang, K.-T. Ko, P. Wang, L. Ping, and S. Chan, "Interleave-division multiple-access based broadband wireless networks," in *Information Theory Workshop, 2006. ITW'06 Chengdu. IEEE*. IEEE, 2006, pp. 502–506.
124. L. Fang and R. J. P. de Figueiredo, "Performance of ofdm-cdma system with papr reduction in nonlinear rayleigh fading channel," in *Proceedings of the 2006 IEEE conference on Military communications*, ser. MILCOM'06, 2006, pp. 3010–3015.
125. K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. New York, NY, USA : John Wiley & Sons, Inc., 2003.
126. C. Novak, G. Matz, and F. Hlawatsch, "Factor graph based design of an ofdm-idma receiver performing joint data detection, channel estimation, and channel length

- selection,” in *Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ser. ICASSP '09, 2009, pp. 2561–2564.
127. W. C. Jakes and D. C. Cox, *Microwave mobile communications*. Wiley-IEEE Press, 1994.
  128. J. Tong, Q. Guo, and L. Ping, “Analysis and design of ofdm-idma systems,” *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 19, no. 5, pp. 561–569, 2008.
  129. J. Liu, A. P. Iserste, and M. A. Lagunas, “Blind separation of ostbc signals using ica neural networks,” in *Signal Processing and Information Technology, 2003. ISSPIT 2003. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on*. IEEE, 2003, pp. 502–505.
  130. E. Meftah, A. Anou, and M. Bensebti, “Blind detection in cdma context of compound system mimo– ofdm,” *he Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 139–147, 2010.
  131. I. . W. Group *et al.*, “Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications,” 1997.
  132. A. V. Oppenheim, *Discrete-time signal processing*. Pearson Education India, 1999
  133. H. ur Rehman, “Multiuser communication techniques based on ofdm,” Ph.D. dissertation, university of engineering and technology taxila, 2009.
  134. G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix computations*. JHU Press, 2012, vol. 3.
  135. J.-F. Cardoso and A. Souloumiac, “Blind beamforming for non-gaussian signals,” in *IEE proceedings F (radar and signal processing)*, vol. 140, no. 6. IET, 1993, pp. 362–370.
  136. S. S. Haykin, *Unsupervised adaptive filtering : Blind source separation*. WileyInterscience, 2000, vol. 1.
  137. L. Albera, A. Ferréol, P. Chevalier, and P. Comon, “Icar : a tool for blind source separation using fourth-order statistics only,” *IEEE Transactions On Signal Processing*, vol. 53, no. 10, pp. 3633–3643, 2005.
  138. P. Comon and C. Jutten, *Handbook of Blind Source Separation : Independent component analysis and applications*. Academic press, 2010.
  139. A. Batra, “Extensions of the constant-modulus algorithm and the phase-locked loop for blind multiuser detection,” Ph.D. dissertation, Atlanta, GA, USA, 2000
  140. A. Hamza, S. Chitroub, M. Benmimoune, and R. Touhami, “Detection and separation in space time block coding using noisy compound pca-ica model,” in *Proceedings of the 2009 International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing : Connecting the World Wirelessly*. ACM, 2009, pp. 1468–1472.

141. J.-H. Wen, C.-W. Chang, and H.-L. Hung, "Blind multiuser detection in frequency domain for mc-cdma systems using particle swarm optimization," *Wireless Personal Communications*, vol. 54, no. 3, pp. 447–466, 2010.
142. Y. Meng, M.-l. You, H.-w. Luo, G. Liu, and T. Yang, "The linearly constrained lscma for blind multi-user detection," *Wireless personal communications*, vol. 53, no. 2, pp. 199–209, 2010.
143. D.-J. Kim, J.-E. Kim, and C.-E. Kang, "The new approach to mitigate mai in mc-cdma systems," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th, vol. 1. IEEE*, 1999, pp. 171–175.
144. A. B. Djebbar, K. Abed-Meraim, and A. Djebbari, "Blind and semi-blind equalization of downlink mc-cdma system exploiting guard interval redundancy and excess codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 1, pp. 156–163, January 2009.
145. F. Petre, G. Leus, M. Engels, M. Moonen, and H. D. Man, "Semi-blind space-time chip equalizer receivers for wcdma forward link with code-multiplexed pilot," in *2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings*, vol. 4, 2001, pp. 2245–2248 vol.4.
146. M. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 4, pp. 944–960, Jul 1995.
147. H. Cheng and S. C. Chan, "Blind linear mmse receivers for mc-cdma systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 54, no. 2, pp. 367–376, Feb 2007.
148. C.-W. Jen and S.-J. Jou, "Blind ica detection based on second-order cone programming for mc-cdma systems," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2014, no. 1, p. 151, Oct 2014.
149. J. Hagenauer and P. Hoeher, "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications," in *Global Telecommunications Conference and Exhibition 'Communications Technology for the 1990s and Beyond' (GLOBECOM)*, pp. 1680–1686, 1989.
150. L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.)," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 20, no. 2, pp. 284–287, 1974.
151. F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling up mimo : Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 1, pp. 40–60, Jan 2013