

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Par : **CHIALI Imane**

Sujet

Détection multi-utilisateurs MUD dans un système multi-antennes et à modulation multi-porteuses MIMO-OFDM par des approches méta-heuristiques

Soutenue publiquement, le 05 Octobre 2017, devant le jury composé de :

- KAMECHE Samir	MCA	Univ. Tlemcen	Président
- BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
- DEBBAT Fatima	MCA	Univ. Mascara	Co- Directeur de thèse
- SI MOHAMMED Mohammed Arezki	Directeur de Recherche	ASAL, CDS Oran	Examineur
- HADJ ABDERRAHMANE Lahcène	Directeur de Recherche	ASAL, CDS Oran	Examineur
- BOUACHA Abdelhafid	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

Dédicaces

Je dédie cette thèse

A mon très cher et regretté grand-père « Hadj Fethi BELKHODJA » auteur du livre « Mémoires d'un Résistant » qui m'a toujours encouragé, c'était un grand père exemplaire qui a laissé un grand vide derrière lui et que nul ne peut combler, je lui adresse toute ma gratitude, « Baba, que dieu t'accorde sa miséricorde et t'accueille dans son vaste paradis »

A ma très chère grand-mère qui avec sa sagesse, sa tendresse, son savoir vivre m'a soutenu énormément durant ce parcours.

A mes très chers parents papa et maman qui sans eux ce parcours n'aurait pas eu lieu, qui m'ont donné une éducation exemplaire, ils ont toujours été à mes côtés et m'ont soutenu pendant cette période.

A mon très cher et unique frère Anes qui était toujours à mes côtés par ses conseils et sa précieuse attention.

A mes très chères sœurs Ghizlène et Rania qui m'ont soutenu par leur tendresse et leur gentillesse.

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du Laboratoire de Recherche de Télécommunication de Tlemcen (LTT), de la Faculté de Technologie, Université de Tlemcen.

Tout d'abord je remercie le bon dieu de m'avoir donné la force et le courage d'achever ce modeste travail doctoral.

Je remercie mon directeur de thèse Mr BENDIMERAD Fethi Tarik, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour sa modestie, sa disponibilité, sa qualité pédagogique et humaine et par ses conseils précieux qui m'ont permis de mener ce travail dans les meilleures conditions.

Je tiens à adresser mes chaleureux remerciements à mon co-directeur de thèse Mme DEBBAT Fatima, Maitre de conférence à l'Université de Mascara, de m'avoir donné la chance de découvrir le monde vaste des méta-heuristiques, pour sa compétence, sa qualité d'encadrement, ses connaissances scientifiques, ses conseils précieux, sa gentillesse durant toutes ces années de thèse, je lui exprime toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Je remercie par ailleurs Mr KAMECHE Samir Maitre de conférence à l'université de Tlemcen, d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements s'adressent également aux membres du jury : Mr SI MOHAMMED Mohammed Arezki, Mr HADJ ABDERRAHMANE Lahcène, Directeurs de Recherche à l'A.S.AL, CDS d'Oran et Mr BOUACHA Abdelhafid, Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie Mr MERIAH Sidi-Mohammed de m'avoir accueilli dans le laboratoire de télécommunication de Tlemcen au sein duquel toutes mes recherches ont été établies, je remercie par ailleurs, tous les membres du laboratoire pour leur sympathie et leur soutien pendant cette période.

Enfin mes chaleureux remerciements s'adressent à mes proches, mes amis et surtout mes parents et à tous ce qui m'ont soutenu de près ou de loin.

Résumé

Ces dernières années, les systèmes de communication sans fil témoignent d'un essor important en matière d'évolution technologique, cependant, le développement de nouveaux services technologiques rajoutés à la demande croissante des utilisateurs exige de plus en plus une transmission de haut débit avec une meilleure qualité de service.

L'objectif principal de cette thèse porte sur le développement de nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs (MUD) basé sur les approches méta-heuristiques afin de réduire l'effet des interférences entre les utilisateurs (MAI) qui représentent la majeure contrainte des systèmes multi-utilisateurs MIMO-SDMA-OFDM. Pour cela, notre contribution se focalise principalement sur le développement de trois techniques méta-heuristiques, la première est basée sur l'hybridation de la recherche tabou avec la recherche locale (TS-LS), la seconde technique proposée hybride l'algorithme génétique évolutif avec la recherche tabou (GA-TS) et la troisième constitue l'originalité dans notre étude (HBMO-TS), qui est basée sur le processus d'accouplement naturel des reines chez les abeilles (HBMO: Honey Bee Mating Optimization) hybridé avec le processus de la recherche tabou (TS: Tabu Search). En effet, l'algorithme HBMO fournit une bonne estimation initiale pour le TS tout en explorant au mieux les régions les plus vastes de l'espace de recherche, tandis que l'algorithme TS exploite cette estimation pour trouver la meilleure solution du problème.

Mots-clés: Systèmes de communication sans fil, systèmes MIMO-SDMA-OFDM, détection multi-utilisateurs (MUD), interférences entre utilisateurs (MAI), approches méta-heuristiques, algorithme HBMO-TS, algorithme TS-LS, algorithme GA-TS.

Abstract

In recent years, the wireless communication systems witness significant growth in the field of technological evolution. However, the development of the new technological services added to the increases demand of users, requires more and more a high data rate transmission with a better quality of service.

The main objective of this thesis is to develop a new multiuser detection algorithms (MUD) based on metaheuristic approaches in order to reduce the effect of multiple access interference (MAI) which represents the major constraint of MIMO-SDMA-OFDM multiuser systems. In this context, our contribution focuses mainly on the development of three metaheuristic techniques, the first is based on the hybridization of tabu search and local search (TS-LS), the second proposed technique hybrid the evolutionary genetic algorithm with tabu search (GA-TS), and the third presents the originality of our study (HBMO-TS) which is based on the process of natural bee mating (HBMO: Honey Bee Mating Optimization) hybridized with the process of tabu search (TS). Indeed, the HBMO algorithm provides a good initial estimation for the TS while exploring the largest regions of the search space while the TS algorithm uses this estimation to find the best solution to the problem.

Keywords: Wireless communication systems, MIMO-SDMA-OFDM system, multiuser detection (MUD), multiple access interference (MAI), metaheuristic approaches, HBMO-TS algorithm, TS-LS algorithm, GA-TS algorithm.

ملخص

خلال السنوات الأخيرة، عرفت أنظمة الاتصال اللاسلكي انطلاقا كبيرا في اطار التطور التكنولوجي، و عليه، فإن تطوير الخدمات التكنولوجية الجديدة المضافة نتيجة للطلب المتزايد للمستخدمين يتطلب بشكل متواصل نقلا عاليا للتدفق مع تحسين نوعية الخدمة.

ويعمل الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة على تطوير خوارزميات جديدة عن الكشف متعدد المستخدمين (MUD) مركزا على الأدلة المساعدة عن الكشف للحد من تأثير التداخل بين المستخدمين (MAI)، والتي تمثل عائق لأغلبية الأنظمة متعددة المستخدمين (MIMO-SDMA-OFDM).

و لهذا، تركز مساهمتنا بشكل رئيسي على تطوير ثلاثة تقنيات مساعدة على الكشف، تتمحور الأولى في تهجين البحث الممنوع مع البحث المحلي (TS-LS)، و التقنية الثانية المقترحة تمزج الخوارزمية الجينية التطورية مع البحث الممنوع (GA-TS)، أما الثالثة فتتمثل الأصالة في دراستنا، و التي تقوم على أساس عملية التزاوج الطبيعي للملكات عند النحل : مهجن بعملية البحث الممنوع (HBMO-TS). و بالفعل، تزود هذه التقنية بتقدير مبدئي جيد للبحث الممنوع (TS) مع مراعاة استكشاف مناطق أوسع من فضاء البحث، في حين يستخدم (TS) هذا التقدير للعثور على أفضل حل للمشكلة.

الكلمات المفتاحية : نظم الاتصال اللاسلكي، نظم MIMO-SDMA-OFDM، كشف متعددة المستخدمين (MUD)، التداخل بين المستخدمين (MAI)، التقنيات المساعدة على الكشف، خوارزمية HBMO-TS، خوارزمية TS-LS (الممنوع و المحلي)، خوارزمية GA-TS (الجينية و الممنوعة).

Table des Matières

Liste des Figures	11
Liste des Tableaux	15
Liste des Acronymes.....	16
Introduction Générale	19
1. Contexte et motivation de la thèse.....	19
2. Contribution de la thèse	21
3. Organisation de la thèse	22
Chapitre 1.....	24
Techniques de Communication pour les Systèmes MIMO-OFDM	
1. Introduction	24
2. Généralités sur le canal de propagation sans fil	25
2.1. Évanouissement à grande échelle	25
2.2. L'évanouissement à petite échelle	26
2.3. Les paramètres de l'évanouissement à petite échelle.....	27
2.4. Classe des canaux à évanouissements	28
2.4.1. Représentation mathématique du canal multi-trajets	29
2.4.2. Canal à évanouissement non sélectif en fréquence (plat)	30
2.4.3. Canal à évanouissement sélectif en fréquence.....	31
2.4.4. Canal à évanouissement rapide.....	32
2.4.5. Canal à évanouissement lent.....	32
2.5. Modélisation du canal de propagation.....	32
2.5.1. Canal gaussien (AWGN).....	32
2.5.2. Canal de Rayleigh.....	32
3. Système de transmission MIMO	33
3.1. Principe des systèmes MIMO.....	34
3.2. Mono-utilisateur et Multi-utilisateur MIMO.....	35
3.3. Technique de multiplexage spatial (SM).....	36
3.3.1. Multiplexage spatial SDM ou (V-BLAST).....	36
3.3.2. Multiplexage spatial SDMA	37
3.4. Capacité du canal MIMO	39
4. Introduction de l'OFDM	41
4.1. Notion d'orthogonalité	43
4.2. Principe de la modulation/démodulation OFDM.....	44

4.3.	Intervalle de garde	46
4.3.1.	Préfixe cyclique (CP-OFDM)	47
4.3.2.	Zero-padding (ZP-OFDM)	47
4.4.	Implémentation numérique du modulateur/démodulateur OFDM	47
4.5.	Synchronisation en OFDM.....	49
4.6.	Avantages et limites de l'OFDM.....	50
4.6.1.	Avantages de l'OFDM	50
4.6.2.	Limites de l'OFDM.....	50
5.	L'intérêt de l'association MIMO-OFDM.....	50
6.	Conclusion	51
Chapitre 2.....		52
Techniques de Détection multi-utilisateurs classiques MUDs pour les Systèmes MIMO-OFDM		
1.	Introduction	52
2.	Description du schéma d'association MIMO-OFDM à un seul utilisateur	53
3.	Techniques de détection multi-utilisateurs classiques MUD	55
3.1.	Détecteur ZF	56
3.2.	Détecteur MMSE	56
3.3.	Détecteur OSIC	57
3.4.	Détecteur ML.....	59
4.	Résultats de simulation	60
4.1.	Etude comparative des différents détecteurs classiques dans un système MIMO-VBLAST à un seul utilisateur	60
4.2.	Etude comparative des différents détecteurs classiques dans un système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur	62
5.	Description du système MIMO-SDMA-OFDM multi-utilisateur	71
6.	Résultats de simulation	74
6.1.	Etude comparative des détecteurs multi-utilisateurs MUD classiques dans un système MIMO-SDMA-OFDM	74
7.	Conclusion	77
Chapitre 3.....		80
Etude sur les méthodes méta-heuristiques		
1.	Introduction	80
2.	Problème d'optimisation combinatoire	80
3.	Heuristiques et Méta-heuristiques.....	81
4.	Les approches méta-heuristiques pour l'optimisation mono-objectif	82
4.1.	Les méta-heuristiques à solution unique	82
4.1.1.	La méthode de descente	83

4.1.2.	Le recuit simulé	83
4.1.3.	La méthode de recherche tabou	85
4.2.	Les méta-heuristiques à population de solution.....	87
4.2.1.	Les algorithmes évolutionnaires.....	87
4.2.1.1.	L'algorithme génétique	87
4.2.2.	Les algorithmes d'intelligence en essaim	90
4.2.2.1.	L'algorithme de colonies de fourmis	90
4.2.2.2.	L'algorithme d'accouplement des abeilles	92
5.	Hybridation des méta-heuristiques	97
5.1.	Classification hiérarchique	97
5.1.1.	Hybridation de bas niveau en relais.....	97
5.1.2.	Hybridation de bas niveau en co-évolution.....	98
5.1.3.	Hybridation de haut niveau en relais.....	98
5.1.4.	Hybridation de haut niveau en co-évolution.....	98
5.2.	Classification plate	98
5.2.1.	Homogène/Hétérogène.....	98
5.2.2.	Globale/Partielle	99
5.2.3.	Générale/Spécialisée.....	99
6.	Application des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateur (MUD)	99
7.	Conclusion	101
	Chapitre 4.....	102
	Proposition de nouvelles méta-heuristiques pour la détection multi-utilisateurs MUD dans un système MIMO SDMA-OFDM	
1.	Introduction	102
2.	Formulation du problème	103
3.	Algorithme hybride proposé TS-LS pour le système SDMA-OFDM-MUD	105
4.	Résultats de simulation	108
4.1.	Comparaison de la performance entre le détecteur TS-LS-MUD et les détecteurs classiques.....	109
4.2.	Influence du nombre d'itération sur la performance du détecteur TS-LS-MUD	111
4.3.	Influence de la taille de la liste de voisinage sur la performance du détecteur TS-LS-MUD	112
5.	L'algorithme hybride proposé HBMO-TS pour le système SDMA-OFDM-MUD	112
5.1.	Génération de la population d'abeilles.....	112
5.2.	Classement de la population d'abeilles	113
5.3.	Le processus d'accouplement (Mating).....	113

5.4.	Amélioration des couvains par les ouvrières (workers) en utilisant l'algorithme de recherche tabou	113
6.	Résultats de simulation	117
6.1.	Influence du nombre d'itération sur la performance du HBMO-TS	118
6.2.	Comparaison de la performance entre HBMO-TS, LS et MMSE pour les différents systèmes.....	119
6.3.	Influence du nombre d'utilisateurs sur la performance des détecteurs MUD .	121
6.4.	Influence du nombre d'itération et la taille de voisinage sur l'évolution de la fonction coût du HBMO-TS	122
6.5.	Influence du nombre d'itération et la taille de la population sur la performance du HBMO-TS	123
6.6.	Etude de la complexité temporelle de l'algorithme HBMO-TS	124
6.7.	Etude de la complexité algorithmique des détecteurs MUD	125
6.8.	Comparaison entre la détection HBMO-TS et GA-TS	126
7.	Conclusion	130
	Conclusion Générale et Perspectives	132
	Annexe A: Communications Numériques	135
	Liste des Publications	143
	Bibliographie.....	145

Liste des Figures

Figure 1.1 –Illustration des pertes de trajet, l’ombrage et l’évanouissement multi-trajets [Chiueh <i>et al.</i> 2007].....	26
Figure 1.2 –Propagation par trajets multiples dans un canal radio mobile	26
Figure 1.3 –Type des canaux à évanouissement [Cho <i>et al.</i> 2010].....	29
Figure 1.4 –Représentation temporelle et fréquentielle de l’entrée et de la sortie d’un canal multi-trajets	29
Figure 1.5 – Illustration d’un canal non sélectif et sélectif en fréquence [Chiueh <i>et al.</i> 2007] ..	31
Figure 1.6 – Les différentes configurations d’antennes	34
Figure 1.7 –Système ascendant MIMO: un seul utilisateur (SU-MIMO) (a), multi-utilisateur (MIMO-MU) (b)	36
Figure 1.8 –Transmission en multiplexage spatiale V-BLAST	37
Figure 1.9 –Modèle du système SDMA appliqué en liaison ascendante	38
Figure 1.10 –Schéma en bloc d’un système MIMO.....	39
Figure 1.11 –Capacité en fonction du E_b/N_0 pour les différentes configurations d’antennes..	40
Figure 1.12 –Comparaison entre le spectre de fréquence d’un système FDM (a) et OFDM (b)	41
Figure 1.13 –Différentes utilisations des sous-porteuses d’un symbole OFDM.....	42
Figure 1.14 –Spectre d’un signal OFDM	44
Figure 1.15 –Schéma de principe d’un modulateur OFDM.....	45
Figure 1.16 –Présentation d’intervalle de garde de type préfixe cyclique (a) et zero-padding (b) dans un symbole OFDM.....	47
Figure 1.17 –Diagramme en bloc d’un modulateur OFDM (a) et un démodulateur OFDM (b) [Bagadi. 2014].....	49
Figure 1.18 –Diagramme en bloc d’un système MIMO-OFDM.....	51
Figure 2.1 –Système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur.....	54
Figure 2.2 – Classification des détecteurs multi-utilisateurs MUD	55
Figure 2.3 –Algorithme de détection OSIC [Wolniansky <i>et al.</i> 1998]	58

Figure 2.4- Illustration du processus de détection OSIC sur 4 flux de données [Cho <i>et al.</i> 2010]	59
.....	
Figure 2.5 –Performance BER de ZF d’un système MIMO-VBLAST	61
Figure 2.6 –Performance BER de MMSE d’un système MIMO-VBLAST	61
Figure 2.7 –Comparaison de la Performance BER entre les détecteurs classiques du système MIMO-VBLAST.....	62
Figure 2.8 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection ZF-OSIC	64
Figure 2.9 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection MMSE-OSIC	64
Figure 2.10 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection ZF.....	65
Figure 2.11 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection MMSE.....	66
Figure 2.12 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection ZF-OSIC	66
Figure 2.13 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection MMSE-OSIC	67
Figure 2.14 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma ZP-OFDM avec les détecteurs ZF-OSIC, MMSE-OSIC et ML.	68
Figure 2.15 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur ZF-OSIC	69
Figure 2.16 –BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur MMSE-OSIC.	69
Figure 2.17 –L’effet du décalage doppler sur le BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur MMSE-OSIC.	70
Figure 2.18 –Gain d’un canal en fonction du temps pour les différentes valeurs de la fréquence doppler.....	71
Figure 2.19 –Diagramme en bloc d’un système SDMA-OFDM avec L utilisateurs et R antennes réceptrices.....	73
Figure 2.20 –Comparaison de la performance BER entre système MIMO et MIMO-OFDM pour les différents scénarios à pleine charge.....	75
Figure 2.21 –Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour les différents scénarios à pleine charge	76

Figure 2.22 –Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM équipé de $R = 4$ tout en faisant varier le nombre d'utilisateurs tout en employant le détecteur MMSE-MUD	77
Figure 3.1 –Différence entre un optimum local et global	80
Figure 3.2 –Classification des méta-heuristiques	82
Figure 3.3 –Principe de l'algorithme évolutionnaire [Siarry <i>et al.</i> 2014].....	87
Figure 3.4 –Opération de croisement en un seul point et en deux points.....	89
Figure 3.5 –Opération de mutation en représentation binaire	90
Figure 3.6 –Illustration des fourmis suivant une piste de phéromone [Dréo <i>et al.</i> 2003]	91
Figure 3.7 – Processus d'optimisation parcouru par une colonie de fourmis. (a) au début de la recherche, (b) à la fin de la recherche	92
Figure 3.8 –Communautés d'une colonie d'abeilles	93
Figure 3.9 –Processus d'accouplement des reines avec les faux-bourdons	95
Figure 3.10 –Classification des méta-heuristiques hybrides	99
Figure 4.1 –Détecteur multi-utilisateurs (MUD) basé sur les approches méta-heuristiques..	104
Figure 4.2 –Organigramme de l'algorithme TS-LS du système SDMA-OFDM-MUD	108
Figure 4.3 –Comparaison de la performance du TS-LS-MUD avec ZF-MUD et MMSE-MUD pour le scénario 2×2	110
Figure 4.4 –Comparaison de la performance du TS-LS-MUD avec ZF-MUD et MMSE-MUD pour le scénario 3×3	110
Figure 4.5 –Evolution du BER en fonction du nombre d'itération de l'algorithme TS. Pour SNR=12dB et un système 3×3 SDMA-OFDM.....	111
Figure 4.6 –Evolution du BER en fonction du nombre d'itération de l'algorithme LS. Pour SNR=12dB et un système 3×3 SDMA-OFDM.....	111
Figure 4.7 –Comparaison de la performance du détecteur TS-LS-MUD pour les différentes tailles de voisinage de LS.....	112
Figure 4.8 –Organigramme de l'algorithme HBMO-TS du système SDMA-OFDM-MUD.	115
Figure 4.9 –Organigramme du processus TS pour l'approche HBMO.....	116
Figure 4.10 –L'évolution du BER en fonction du nombre d'itération pour ($L = 6, R = 4, E_b/N_0 = 12$ dB)	118
Figure 4.11 –Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 2×4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat	119

Figure 4.12 –Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 4 × 4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat	120
Figure 4.13 –Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 6 × 4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat	121
Figure 4.14 –Performance BER du détecteur proposé MMSE-HBMO-TS-MUD en fonction du nombre d'utilisateur en comparaison avec les autres détecteurs MUD. SNR est fixé à 2 dB	122
Figure 4.15 –L'évolution de la fonction coût en fonction du nombre d'itération pour des tailles de voisinage de TS différentes pour un système 6 × 4 et un SNR = 12 dB	123
Figure 4.16 –Convergence de la performance BER du HBMO-TS en fonction de la taille de population de HBMO et pour les différents nombre d'itération d'un système 4 × 4	124
Figure 4.17 –Comparaison du temps CPU pour les différents nombre d'utilisateurs et pour les tailles différentes de voisinage de TS, SNR = 12 dB, R = 4	125
Figure 4.18 –l'ordre de complexité de la méthode proposée en fonction du nombre d'utilisateur avec les méthodes MMSE, LS et ML	126
Figure 4.19 –L'organigramme de l'algorithme hybride GA-TS	128
Figure 4.20 –Comparaison de la performance BER entre HBMO-TS, GA-TS et TS-LS	129
Figure 4.21 –Comparaison du temps de calcul moyen entre HBMO-TS et GA-TS	130

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 – Paramètres de simulation du système MIMO-VBLAST	60
Tableau 2.2 –Paramètres de simulation du système MIMO-VBLAST-OFDM	63
Tableau 2.3 –Paramètres de simulation du système MIMO-SDMA-OFDM	74
Tableau 3.1 –les approches méta-heuristiques utilisées dans la détection multi-utilisateurs (MUD).....	100
Tableau 4.1 –Paramètres de simulation de l’algorithme TS-LS-MUD.....	109
Tableau 4.2 –Paramètres de simulation	118
Tableau 4.3 –Comparaison de la complexité de l’algorithme proposé avec les autres méthodes	126
Tableau 4.4 –Paramètres de l’algorithme GA.....	128

Liste des Acronymes

ABC	Artificial Bee Colony
ACO	Ant Colony Optimization
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Binary Error Rate
BLAST	Bell Laboratories Layered Space Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CIR	Channel Impulse Response
CP	Cyclic Prefix
CPU	Central Processing Unit
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB-T	Digital Video Broadcasting Terrestrial
FA	Firefly Algorithm
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
GA	Genetic Algorithm
HBMO	Honey Bees Mating Optimization
HEFA	Hybrid Evolutionary Firefly Algorithm
HRH	High-Level Relay Hybrid
HTH	High-Level Teamwork Hybrid
ICI	Inter Carrier Interference

IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LRH	Low-Level Relay Hybrid
LS	Local Search
LTE	Long Term Evolution
LTH	Low-Level Teamwork Hybrid
MAI	Multiple Access Interference
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MUD	Multiuser Detection
MUI	Multiuser Interference
MU-MIMO	Multi-user Multiple Input Multiple Output
NLOS	No Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDF	Probability Density Function
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
PSO	Particle Swarm Optimization
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
SA	Simulated Annealing

SDM	Spatial Division Multiplexing
SDMA	Spatial Division Multiplexing Access
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SM	Spatial Multiplexing
SNR	Signal Noise Ratio
STBC	Space Time Block Coding
SU-MIMO	Single-user Multiple Input Multiple Output
TS	Tabu Search
UWB	Ultra Wide Band
VBLAST	Vertical Bell Laboratories Layered Space Time
WiFi	Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
ZF	Zero Forcing
ZP	Zero Prefix

Introduction Générale

1. Contexte et motivation de la thèse

Le monde des télécommunications a vécu ces dernières années une évolution spectaculaire en matière de communication sans fil, en raison de l'apparition d'un large éventail d'applications telles que : l'incorporation de l'accès à internet aux services multimédias exigeant comme le streaming audio et vidéo en haute définition, ou encore plus récemment la visioconférence et la télévision à haute définition. Ainsi, l'émergence de la téléphonie mobile représente une véritable révolution technologique dans le monde entier. De nos jours, avec l'invention d'une nouvelle génération de terminaux dites « smartphone » accompagné de l'inclusion des services de 3G et 4G, l'utilisateur ne se contente plus d'un simple appel téléphonique mais d'autres diverses fonctionnalités (Internet, appel Vidéo, service MMS...), toute cette évolution technologique ajoutée à la croissance des usagers, exige une augmentation accrue de la demande des communications sans fil à haut débit avec une meilleure qualité de service (QoS).

Les communications sans fil sont généralement définies par une propagation radioélectrique permettant de transmettre l'information sous forme d'une onde électromagnétique entre deux points distants souvent désignée par un canal sans fil. En outre, ce dernier représente la principale source de perturbation et de dégradation que subit un signal lors de sa propagation, en se répercutant ainsi sur la qualité de transmission. En raison du phénomène d'évanouissement causé par les trajets multiples, le signal émis va emprunter plusieurs chemins pour atteindre le récepteur. En effet, le signal reçu va être la superposition de plusieurs répliques du signal émis provoqué par les phénomènes physiques de l'environnement (diffusion, diffraction, réflexion par les obstacles), ce qui introduit au signal reçu des interférences inter-symbole (ISI). Une solution permettant d'atténuer l'effet d'interférence (ISI) produit par un canal multi-trajets est la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), qui repose sur une transmission en

parallèle des données, modulées sur des sous-porteuses orthogonales. La technique OFDM est considérablement adoptée dans de nombreux standards comme le DAB (Digital Audio Broadcasting), DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial), ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), les réseaux sans fil de la norme IEEE 802.11x (WiFi), IEEE 802.16 (WiMax) et les réseaux mobiles de nouvelle génération LTE (Long Term Evolution). D'autre part l'évolution de la communication sans fil sur la plateforme des services de téléphonie mobile progresse à une vitesse foudroyante nécessitant un taux de transfert de données important. Afin de répondre au besoin de cette exigence, l'utilisation de la technique MIMO à base de plusieurs antennes à la fois à l'émission et à la réception a un grand intérêt dans le domaine du haut débit mobile.

La concaténation entre les systèmes multi-antennes MIMO et la technique OFDM est considérée comme une technologie clé dans l'augmentation des capacités des systèmes sans fil et la résistance aux phénomènes multi-trajets. En effet, il en résulte une diversité à la fois temporelle, fréquentielle et spatiale toute en minimisant la possibilité d'évanouissement de plusieurs canaux indépendants. Cependant, avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs mobiles et la nécessité d'accroître l'efficacité spectrale, les systèmes MIMO sont notamment étendus vers les systèmes MIMO multi-utilisateurs, ce concept est généralement implémenté par la technique SDMA (Space Division Multiplexing Access), qui permet à plusieurs utilisateurs de partager simultanément la même bande de fréquence dans des régions géographiques différentes. Les systèmes SDMA multi-utilisateurs souffrent souvent d'interférences d'accès multiples MAI (Multiple Access Interference) ou connues aussi sous le nom MUI (Multiuser Interference), qui sont dues à l'accès multiple des utilisateurs de la même cellule ou de cellules voisines. Pour lutter contre le problème des interférences MAI, la détection multi-utilisateurs MUD est une technique efficace pour détecter conjointement les signaux de tous les utilisateurs en éliminant non seulement les interférences inter symboles (ISI) et le bruit ainsi que l'interférence multi-utilisateurs (MAI). Une grande variété de technique de détection multi-utilisateurs a été proposée dans la littérature dans le contexte des systèmes MIMO-OFDM, parmi celles-ci, les techniques de détection linéaires classiques telles que le ZF (Zero Forcing) et le MMSE (Minimum Mean Square Error) qui sont très simples à mettre en œuvre mais limitées en terme de performance, ces détecteurs linéaires ne sont pas satisfaisants pour atténuer les dégradations non-linéaires causées par l'évanouissement du canal. Une autre classe de détection dite non linéaire comme le détecteur sous optimal par annulation successive d'interférence (OSIC). De plus avec l'augmentation

du nombre d'utilisateurs, les interférences MAI augmentent de plus en plus que la qualité de transmission est dégradée, par conséquent, ces détecteurs entraînent des erreurs résiduelles élevées. Par ailleurs, un autre détecteur non linéaire à base de maximum de vraisemblance ML (Maximum Likelihood) est capable d'atteindre une performance optimale mais avec une complexité qui croît exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs, ce qui limite leur mise en œuvre en pratique. En conséquence, une nouvelle gamme de détection alternative a attiré l'attention de nombreux chercheurs ces dernières années, ces techniques reposent sur le principe des méta-heuristiques qui offrent un bon compromis entre la performance et la complexité. En revanche, les techniques méta-heuristiques ont été implémentées avec un grand succès pour résoudre le problème de détection multi-utilisateurs (MUD) dans le contexte des systèmes SDMA-OFDM à savoir la recherche tabou TS (Tabu Search), l'algorithme génétique GA (Genetic Algorithm), l'optimisation par essaim particulier PSO (Particle Swarm Optimization) et l'optimisation par fourrageage des abeilles artificiel ABC (Artificial Bee Colony). De ce fait, ce travail de recherche a été motivé afin de développer de nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs (MUD) à base de méta-heuristiques dans le but de limiter les effets des interférences dans le cadre d'un système SDMA-OFDM.

2. Contribution de la thèse

Deux algorithmes d'optimisation ont été inspirés du comportement naturel des abeilles à savoir le fourrageage et l'accouplement, mais seule la méthode de fourrageage des abeilles artificielle connue sous le nom ABC a été appliquée dans le contexte de la détection multi-utilisateurs MUD dans un système SDMA-OFDM. En effet, la contribution de cette thèse repose sur le développement de trois nouvelles approches de détection multi-utilisateurs basées sur le principe des méta-heuristiques, la première approche (TS-LS) repose sur l'hybridation entre la recherche tabou et la recherche locale, la seconde (GA-TS) se base sur l'hybridation entre l'algorithme génétique et la recherche tabou et la troisième approche s'appuie sur le processus d'accouplement des reines chez les abeilles (HBMO) qui apporte une originalité incomparable par rapport aux autres algorithmes méta-heuristiques puisqu'il n'a jamais été utilisé dans le domaine de détection MUD pour un système SDMA-OFDM, par ailleurs, le HBMO est très efficace pour résoudre de divers problèmes d'optimisation, de même il favorise l'hybridation avec d'autres méta-heuristiques de recherche locale telles que : le recuit simulé (SA) et la recherche taboue (TS).

L'algorithme HBMO-hybridé est très performant puisqu'il repose d'une part sur l'exploration (diversification) des solutions produites par le processus du mating tout en visitant les régions les plus vastes de l'espace de recherche et d'autre part sur l'exploitation (intensification) de la solution de HBMO qui est réalisée par le processus d'amélioration (workers), qui permet d'atteindre une meilleure recherche toute en évitant les minima locaux.

L'objectif de cette thèse vise principalement trois contributions majeures : (i) développement d'une nouvelle approche méta-heuristique efficace HBMO-TS destinée à la détection multi-utilisateurs MUD dans un système SDMA-OFDM, (ii) analyse de la performance et de la complexité de calcul de l'algorithme proposé afin de vérifier un compromis entre la complexité et la performance. (iii) étude comparative entre le HBMO-TS et deux nouveaux algorithmes hybrides TS-LS et GA-TS développés dans le contexte de la détection multi-utilisateurs.

3. Organisation de la thèse

Le travail de cette thèse est structuré autour de quatre chapitres, qui sont détaillés comme suit :

Nous commençons tout d'abord par une introduction générale qui expose le contexte général de cette thèse ainsi que la problématique rencontrée dans cette étude. Ensuite, nous mettons en relief les principales contributions destinées à la détection multi-utilisateurs MUD dans un système MIMO-OFDM.

Le premier chapitre présente les notions de base d'une communication sans fil dans un système MIMO-OFDM, en abordant en premier lieu quelques généralités sur un canal radio mobile ainsi que les modèles des canaux de propagation adoptés dans le présent travail. Puis, en deuxième lieu nous décrivons les techniques de communication utilisées comme la technique multi-antennes MIMO, le multiplexage spatial et la modulation multi-porteuses OFDM.

Le second chapitre décrit en détail le système MIMO-OFDM utilisé dans cette étude, puis, nous donnons un petit historique sur les différentes techniques de détection multi-utilisateurs y compris leurs avantages et leurs inconvénients telles que : le détecteur de forçage à zéro (ZF), le détecteur à minimisation d'erreur quadratique moyenne (MMSE), le détecteur par annulation successive d'interférences (OSIC) et le détecteur optimal à maximum de vraisemblance (ML) et enfin nous évaluons les résultats de simulation dont nous comparons la

performance entre ces différents détecteurs pour un système MIMO-OFDM et nous exposons par la suite le problème de la détection multi-utilisateurs.

Le troisième chapitre trace une étude sur les méthodes méta-heuristiques, en abordant d'abord quelques définitions préalables sur le problème d'optimisation, la différence entre une heuristique et une méta-heuristique. Nous donnons ensuite la classification des méta-heuristiques en allant d'une simple recherche locale à une recherche globale complexe. Par la suite, nous expliquons le mode d'hybridation des méta-heuristiques. A la fin de ce chapitre nous terminerons par une synthèse dont nous résumons les différentes approches méta-heuristique destinées à résoudre le problème de la détection multi-utilisateurs MUD de telle sorte à mettre en évidence l'originalité des contributions proposées dans le chapitre suivant.

Le quatrième chapitre est consacré en premier lieu à proposer un algorithme méta-heuristique basé sur l'hybridation entre la recherche tabou (TS) et la recherche locale (LS) puis, en second lieu à développer une nouvelle approche méta-heuristique (HBMO-TS) destinée à la détection multi-utilisateurs MUD dans le cadre des systèmes SDMA-OFDM, dont nous décrirons en détails l'algorithme hybride HBMO-TS proposé dans cette thèse, ce dernier est inspiré de l'accouplement naturel des reines chez les abeilles HBMO hybridé avec l'algorithme de recherche tabou (TS) afin d'améliorer les solutions générées par l'algorithme HBMO et ainsi éviter les minima locaux, puis en dernier lieu, un autre détecteur GA-TS est proposé à base d'hybridation entre l'algorithme génétique évolutif et l'algorithme de recherche tabou. Nous présenterons à la fin de ce chapitre, un ensemble de résultats de simulations en comparant la performance BER et la complexité de calcul des algorithmes proposés TS-LS, HBMO-TS et GA-TS avec d'autres détecteurs tels que MMSE, LS et ML.

Enfin nous terminerons ce manuscrit par une conclusion générale en résumant les principales contributions proposées dans cette thèse suivie de quelques perspectives à envisager dans le futur travail.

Chapitre 1

Techniques de Communication pour les Systèmes MIMO-OFDM

1. Introduction

Les progrès récents dans le domaine des communications sans fil exigent de plus en plus une amélioration dans le débit de transmission et la qualité de la liaison. Le recours vers des techniques de communication numérique permet de traiter toute sorte d'information : message, son, image et vidéo en assurant leur transmission de l'expéditeur vers le destinataire. Dans un système de transmission sans fil l'information est souvent influencée par les trajets multiples causés par l'interaction avec les obstacles de l'environnement ce qui provoque au niveau de la réception des perturbations ainsi qu'une dégradation de la performance du système dont l'impact augmente avec le débit de transmission. Parmi les solutions étudiées pour pallier ce problème, les techniques d'accès multiple avancées comme les techniques de transmission multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et les techniques à entrée et à sortie multiples MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) en particulier les systèmes SDMA (Spatial Division Multiplexing Access) qui ont un intérêt considérable dans la robustesse contre les phénomènes de sélectivité en fréquence des canaux et dans l'augmentation de la capacité de transmission.

Dans ce chapitre, nous allons commencer par donner les principales caractéristiques des canaux de propagation sans fil ainsi que les modèles des canaux utilisés dans cette étude à savoir le canal Gaussien et le canal de Rayleigh à évanouissement. Ensuite, nous montrons le principal intérêt de la technique multi-antenne (MIMO) dans l'augmentation du débit de transmission, en exploitant soit la technique VBLAST (Vertical Bell Labs Layered Space Time) dans les systèmes mono-utilisateur ou la technique SDMA qui représente un vrai challenge dans les communications sans fil à multi-utilisateurs afin d'améliorer la capacité des systèmes. Enfin, nous donnerons un état de l'art sur la technique multi-porteuses (OFDM) et son efficacité afin de lutter contre le problème d'imperfection d'un canal multi-trajets.

2. Généralités sur le canal de propagation sans fil

La performance d'un système de transmission sans fil est souvent limitée par le comportement des ondes radio lorsqu'elles se propagent de l'émetteur vers le récepteur. Contrairement, aux communications câblées, les communications sans fil sont aléatoires et varient dans le temps ce qui rend notamment l'analyse des systèmes sans fil très difficile et Complexe. En effet, la propagation sans fil est généralement perturbée par plusieurs phénomènes physiques, les plus connus sont: la réflexion, la diffraction et la diffusion dont l'amplitude et la phase du signal reçu varient dans le temps et en fréquence donnant ainsi naissance à une propagation multi-trajets, ce phénomène est souvent désigné par l'évanouissement ou connu aussi par « le fading ». Le phénomène d'évanouissement d'un canal sans fil est dû soit par la propagation par trajets multiples ou par la perte de trajet et l'ombrage des obstacles, de ce fait, l'effet d'évanouissement peut être classé en deux catégories différentes : l'évanouissement à petite échelle et l'évanouissement à grande échelle. La figure 1.1 illustre les trois effets provoquant la fluctuation des signaux qui traversent le canal. Dans cette section nous allons examiner en détail les phénomènes physiques rencontrés dans une propagation sans fil ainsi que les caractéristiques et les modèles des canaux à évanouissement [Cho *et al.* 2010].

2.1. Evanouissement à grande échelle

L'évanouissement à grande échelle ou l'évanouissement de perte de trajet se produit lors d'une propagation à longue distance, ce type d'évanouissement est dû soit aux pertes progressives de la puissance du signal lorsque la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur est assez grande (l'ordre de plusieurs centaines ou milliers de mètres) soit par l'effet de l'ombrage des obstacles entre l'émetteur et le récepteur [Cho *et al.* 2010].

- **Pertes de trajet (Path loss)**

Les pertes de trajet sont expliquées par l'atténuation de la puissance du signal reçu en fonction de la distance de séparation de l'émetteur et du récepteur.

- **L'ombrage (Shadawing)**

L'ombrage est défini par l'atténuation de la puissance du signal avec la présence des grands obstacles tout au long du chemin de propagation tels que : les bâtiments et la végétation [Chiueh *et al.* 2007, Cho *et al.* 2010].

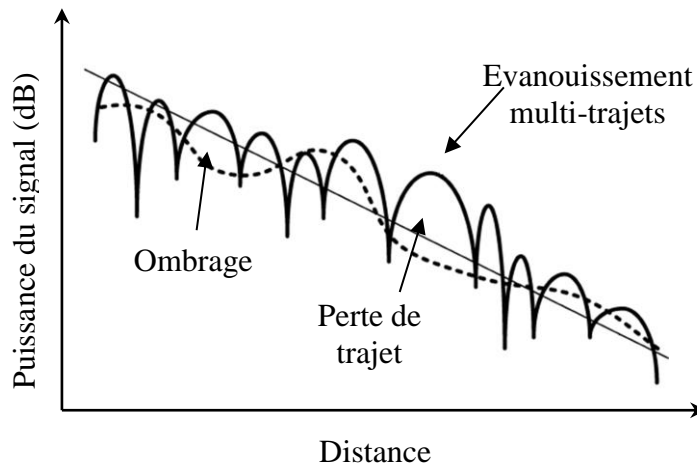


Figure 1.1–Illustration des pertes de trajet, l’ombrage et l’évanouissement multi-trajets

[Chiueh *et al.* 2007]

2.2. L’évanouissement à petite échelle

L’évanouissement à petite échelle ou l’évanouissement multi-trajets correspond à des fluctuations rapides de l’amplitude, la phase ou le retard des trajets multiples d’un signal radio se propageant sur une courte distance ou période de temps, de telle sorte que les pertes de chemin à grande échelle peuvent être négligées. Dans un sens plus large l’évanouissement à petite échelle est dû principalement à la présence d’un grand nombre d’obstacles qui entourent l’émetteur et le récepteur tels que : les maisons, les bâtiments, les arbres etc..., comme le montre la figure 1.2, provoquant ainsi l’apparition d’une multitude de trajets réfléchis, diffractés ou diffusés qui se superposent à la réception créant des interférences d’une manière constructive ou destructive.

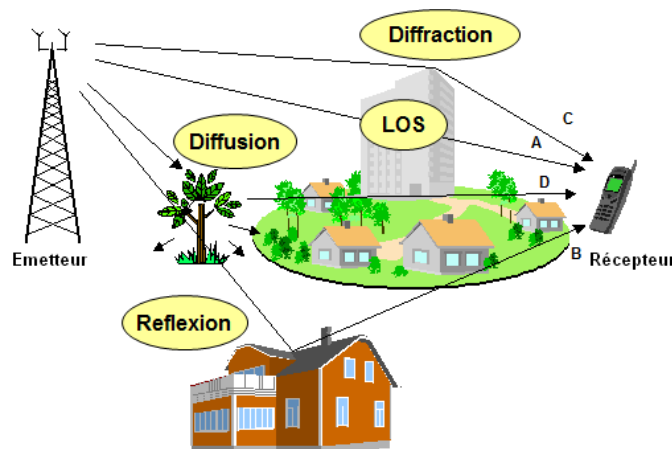


Figure 1.2–Propagation par trajets multiples dans un canal radio mobile

- **La réflexion (reflection)**

Le phénomène de réflexion se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des objets dont leurs dimensions sont plus grandes que sa longueur d'onde de propagation. Par exemple : la surface de la terre, les bâtiments et les murs.

- **La diffraction (diffraction)**

Le phénomène de diffraction se manifeste par le fait qu'une onde électromagnétique rencontre des objets dont la forme est irrégulière ou bien intercepte des petites ouvertures en induisant une diffusion de l'onde.

- **La diffusion (scattering)**

Le phénomène de diffusion se traduit par le rayonnement dévié d'une onde électromagnétique dans plusieurs directions. La diffusion est produite lorsque l'onde rencontre des objets de dimension égale ou inférieure à sa longueur d'onde. Par exemple : les arbres, les plaques de rues [Cho *et al.* 2010, Jankiraman. 2004].

2.3. Les paramètres de l'évanouissement à petite échelle

Plusieurs paramètres permettant de faire caractériser le type d'évanouissement d'un canal multi-trajets sont détaillés comme suit:

- **L'étalement temporel (delay spread)**

Dans un canal multi-trajets, les différentes versions du signal émis arrivent au récepteur décalés dans le temps avec un retard τ_i . Ce phénomène est appelé l'étalement temporel. Les valeurs typiques du retard sont de l'ordre de microseconde dans un environnement outdoor et de l'ordre de nanoseconde dans un environnement indoor. La différence entre le temps d'arrivée du dernier trajet et l'arrivée du premier trajet est appelé l'étalement temporel maximal τ_{\max} .

- **L'effet doppler (doppler spread)**

Le décalage doppler se manifeste par la variation de la fréquence de la porteuse du signal émis lorsque l'émetteur et/ou le récepteur sont en mouvement. La mesure de la fréquence doppler est liée à la vitesse de déplacement du mobile v et l'angle entre la direction du signal d'arrivée et la direction du mouvement θ , exprimée par [Bahai *et al.* 2004] :

$$f_d = \frac{v \cos(\theta)}{\lambda} \quad (1.1)$$

La fréquence doppler maximale et la bande doppler sont données par :

$$f_{dmax} = \frac{v}{\lambda}, B_d = 2f_{dmax} \quad (1.2)$$

- **Temps de cohérence T_c**

Le temps de cohérence T_c du canal est la durée pendant laquelle le canal est approximativement constant (invariable dans le temps). Cette notion est très importante pour distinguer entre un canal à évanouissement lent et rapide (slow and fast) et pour l'évaluation de la performance d'un système de communication. Le temps de cohérence est inversement proportionnel à l'étalement doppler f_d par :

$$T_c \simeq \frac{1}{f_d} \quad (1.3)$$

- **La bande de cohérence B_c**

La bande de cohérence B_c est une bande de fréquence sur laquelle le canal peut être considéré comme étant quasiment constant, elle représente un paramètre important pour différencier un canal sélectif en fréquence et un canal plat en fréquence. La bande de cohérence est inversement liée à l'étalement temporel maximal τ_{max} par [Simon *et al.* 04] :

$$B_c \simeq \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.4)$$

2.4. Classe des canaux à évanouissements

Un canal multi-trajets dispersif dans le temps est généralement caractérisé par l'étalement temporel des trajets, dans ce cas l'évanouissement à petite échelle peut être classé soit sélectif ou plat en fréquence, en outre, en raison de la dispersion fréquentielle d'un canal (effet doppler), le signal transmis peut subir un évanouissement d'une manière sélective ou non sélective dans le temps (rapide ou lent). La figure 1.3 classe les types des canaux à évanouissement [Sklar. 1997, Cho *et al.* 2010].

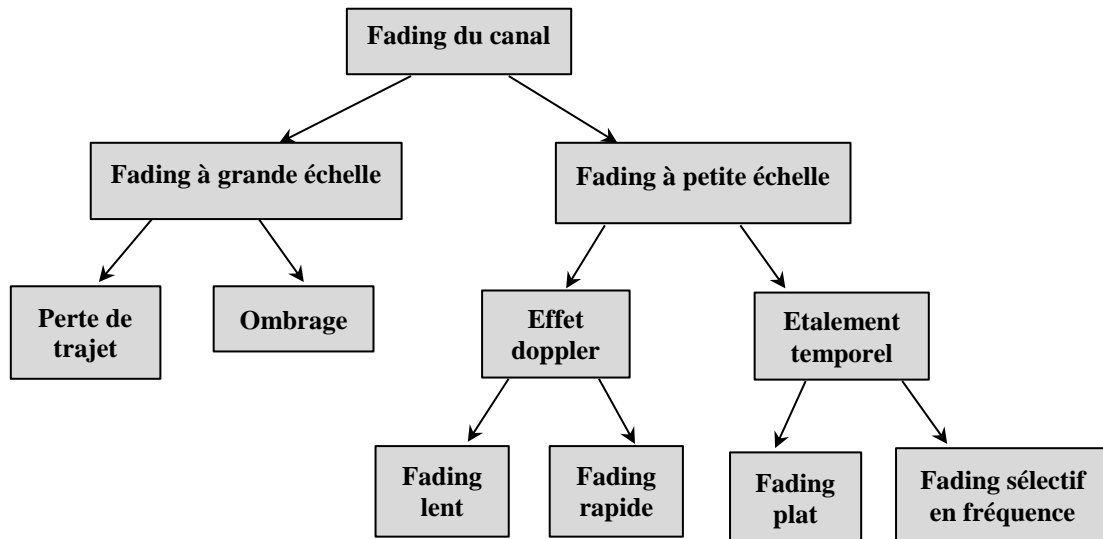


Figure 1.3–Type des canaux à évanouissement [Cho *et al.* 2010]

2.4.1. Représentation mathématique du canal multi-trajets

Un canal de communication est généralement modélisé par un filtre dont certains aspects sont utilisés pour décrire le comportement d'un canal, l'un de ces aspects est la réponse impulsionnelle. La figure 1.4 illustre la modélisation d'un canal multi-trajets caractérisé par une réponse impulsionnelle $C(t; \tau)$ et une fonction de transfert $C(t; f)$ du canal, avec $x(t)$, $X(f)$ représente le signal d'entrée du canal dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement, ainsi que $y(t)$, $Y(f)$ est le signal reçu dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement.

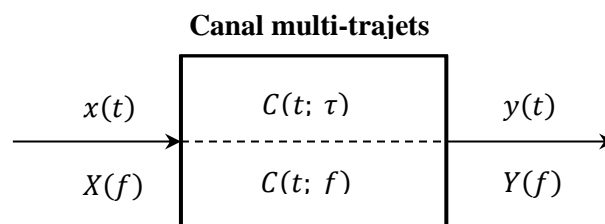


Figure 1.4–Représentation temporelle et fréquentielle de l'entrée et de la sortie d'un canal multi-trajets

Le signal reçu est égal à la convolution du signal émis et la réponse impulsionnelle du canal

$$y(t) = C(t; \tau) * x(t) \quad (1.5)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t; \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (1.6)$$

Avec (*) signifie la convolution

Une autre définition de $y(t)$ à partir de la transformé de Fourier indirecte de $C(t; f)$ et $X(f)$, qui donnée par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t; f) X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (1.7)$$

Dans un environnement multi-trajets, le signal reçu arrive par le biais de plusieurs chemins caractérisés par des gains $\alpha_i(t)$ et des retards $\tau_i(t)$ différents [Hampton. 2014].

La réponse impulsionnelle du canal est exprimée par :

$$C(t; \tau) = \sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1.8)$$

La fonction de transfert du canal est donnée par :

$$C(t; f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t; \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (1.9)$$

2.4.2. Canal à évanouissement non sélectif en fréquence (plat)

Un canal est dit non sélectif en fréquence ou bien « plat » si la bande occupée par le signal transmis B_{s1} est inférieure à la bande de cohérence du canal B_c comme le montre la figure 1.5. Dans ce cas les composantes fréquentielles du signal ont un gain d'amplitude presque similaire et une phase linéaire. Dans ce type de canal la période de symbole est supérieure à l'étalement temporel des trajets, cela veut dire qu'une petite partie du symbole précédent est affecté par le symbole suivant, ce qui implique que les interférences entre symboles sont moins significatives (ISI).

$$B_{s1} < B_c \Rightarrow T_s > \tau \quad (1.10)$$

En se basant sur cette condition, nous pouvons faire une approximation $C(t; f) = C(t; 0)$ car l'évanouissement plat implique que $B_s < B_c$, ce qui signifie que le canal est à peu près constant (est égal à $C(t; 0)$) par rapport à la bande passante du signal transmis. d'où Eqs. (1.7) devient égale à :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} C(t; 0)X(f)e^{j2\pi ft}df \\
 &= C(t; 0)x(t)
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

L'équation (1.11) montre que sous l'effet de l'évanouissement plat du canal, le signal reçu est une simple multiplication du signal transmis et le gain complexe du canal [Hampton. 2014].

2.4.3. Canal à évanouissement sélectif en fréquence

On dit qu'un canal est sélectif en fréquence, si la bande occupée par le signal transmis B_{s2} est supérieure à la bande de cohérence du canal B_c comme le montre la figure 1.5. En d'autres termes, les composantes fréquentielles du signal transmis ont un gain d'amplitude et un décalage de phase différents. Dans ce type de canal l'étalement temporel des trajets est supérieur à la période de symbole, Ce qui conduit à un chevauchement prononcé entre les symboles successifs dans le domaine temporel, ce phénomène est souvent connu par les interférences entre symboles (ISI).

$$B_{s2} > B_c \Rightarrow \tau > T_s
 \tag{1.12}$$

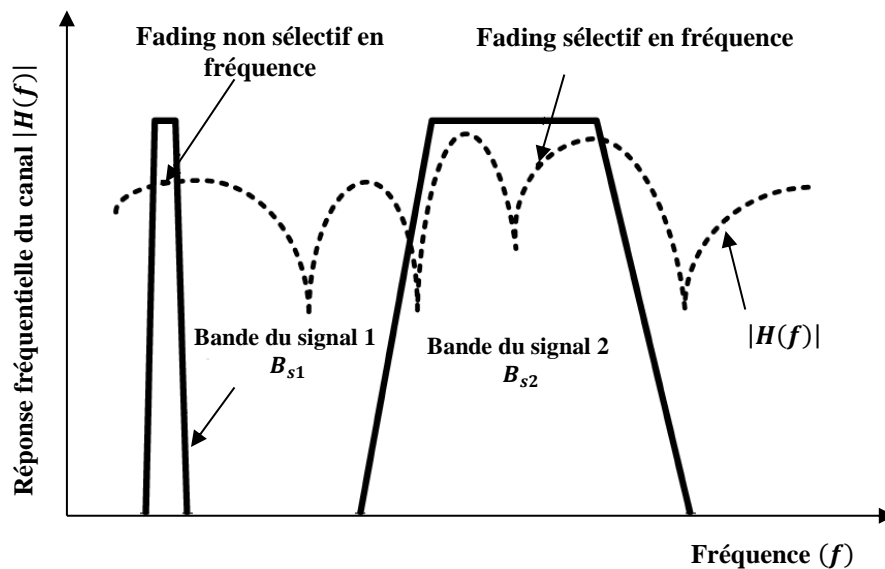


Figure 1.5– Illustration d'un canal non sélectif et sélectif en fréquence [Chiueh *et al.* 2007]

2.4.4. Canal à évanouissement rapide

Un canal est désigné à évanouissement rapide si la durée du symbole T_s est supérieure au temps de cohérence du canal T_c , autrement dit, la réponse impulsionnelle du canal varie significativement pendant la durée d'un symbole, dans ce cas le canal est sélectif en temps.

$$T_s > T_c \Rightarrow B_s < B_c \quad (1.13)$$

2.4.5. Canal à évanouissement lent

On parle d'un canal à évanouissement lent si la durée du symbole T_s est inférieure au temps de cohérence du canal T_c , cela signifie que la réponse impulsionnelle du canal est invariable pendant la durée d'un symbole, dans ce cas le canal est non sélectif en temps [Cho *et al.* 2010, Bahai *et al.* 2004].

$$T_s < T_c \Rightarrow B_s > B_c \quad (1.14)$$

2.5. Modélisation du canal de propagation

2.5.1. Canal gaussien (AWGN)

Le modèle du canal le plus simple à mettre en œuvre et le plus facile à analyser dans la plupart des systèmes de transmission est le canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN), ce bruit modélise un bruit d'origine thermique ou électronique des différents composants du récepteur comme étant une variable aléatoire gaussienne. Ce bruit est nommé blanc car il perturbe d'une manière similaire toutes les fréquences du spectre avec une moyenne nulle, une variance σ_n^2 et une densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$ [Kühn. 2006, Schulze. 2005].

2.5.2. Canal de Rayleigh

Le canal de Rayleigh est le modèle le plus utilisé pour modéliser l'évanouissement des trajets multiples (à petite échelle) d'un canal sans fil avec l'absence d'une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur NLOS (No line-of-sight). Un canal multi-trajets est défini par la superposition d'un grand nombre de composantes aléatoires complexes caractérisées par des amplitudes et des phases aléatoires, en appliquant le théorème de la limite centrale, le nombre important de composantes peut être représenté par une variable aléatoire gaussienne

complexe h . En d'autre termes, l'évanouissement de Rayleigh signifie que l'amplitude de la réponse du canal $|h|$ peut être définie par une variable aléatoire de Rayleigh.

Pour l'évanouissement plat $h = C(t; f = 0)$. D'après Eqs. (1.8) et (1.9) respectivement:

$$C(t; \tau) = \sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (1.15)$$

$$C(t; f = 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t; \tau) d\tau \quad (1.16)$$

A partir de $h = C(t; f = 0)$. Il en résulte que :

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) d\tau \quad (1.17)$$

$$= \sum_i \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) d\tau \quad (1.18)$$

$$= \sum_{i=} \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (1.19)$$

$$= \left[\sum_i \alpha_i(t) \cos(2\pi f_c \tau_i(t)) \right] - j \left[\sum_i \alpha_i(t) \sin(2\pi f_c \tau_i(t)) \right] \quad (1.20)$$

En désignant le premier terme Z_1 et le second Z_2 , on peut déduire que :

$$|h| = \sqrt{z_1^2 + z_2^2} \quad (1.21)$$

avec z_1 et z_2 sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d.) d'une moyenne nulle et une variance σ^2 .

ou h est une variable aléatoire de Rayleigh avec une fonction de densité de probabilité (PDF) donnée par [Cho *et al.* 2010, Simon *et al.* 2004, Hampton. 2014, Yang. 2010]:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.22)$$

3. Système de transmission MIMO

Les communications sans fil à haut débit avec une meilleure qualité de service constituent un intérêt considérable et un défi de recherche important dans le contexte des réseaux sans fil.

En effet l’utilisation d’antennes multiples à la fois à l’émission et à la réception, qui est largement connue sous le nom de la technologie MIMO “Multiple Input Multiple Output” représente une solution incontournable car elle permet d’offrir une amélioration de la performance et une augmentation de la capacité des systèmes de transmission sans fil [Gesbert *et al.* 2003, Sanayei *et al.* 2004]. Il existe plusieurs terminologies référant un système de communication sans fil, parmi lesquelles les systèmes classiques de communication SISO “Single Input Single Output” qui utilisent une seule antenne à la fois à l’émission et à la réception, une autre classification des systèmes MIMO qui exploite une multitude d’antennes soit à l’émission ou à la réception, par exemple sur une liaison ascendante entre un seul utilisateur mobile et la station de base, ce type de système est appelé SIMO “Single Input Multiple Output”, et dans le sens contraire (liaison descendante) autrement dit entre la station de base et un seul utilisateur mobile, ce système est nommé MISO “Multiple Input Single Output”. La figure 1.6 illustre les quatre types de configurations d’antennes [Hampton. 2014].

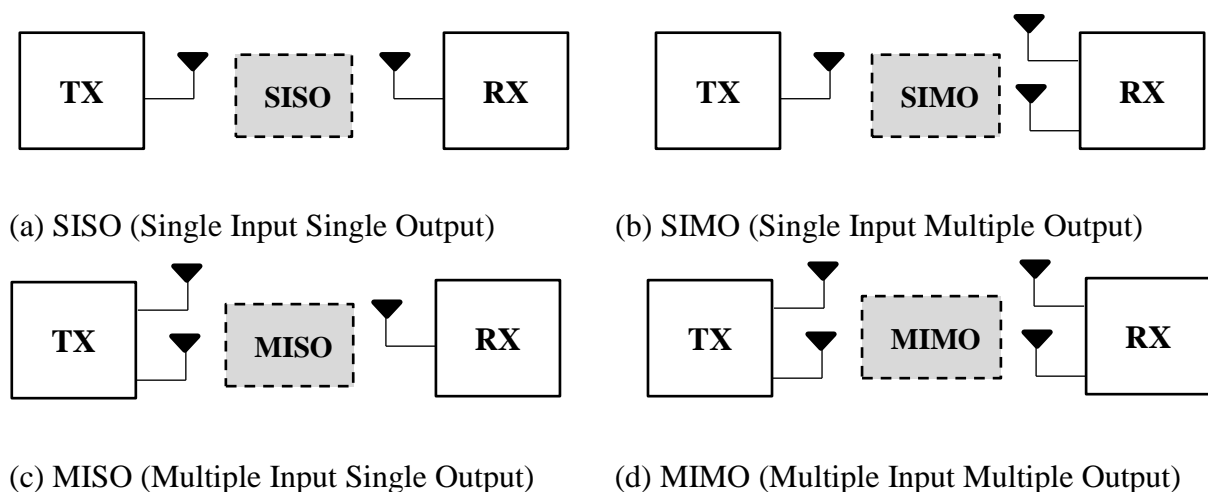


Figure 1.6– Les différentes configurations d’antennes

3.1. Principe des systèmes MIMO

Le schéma MIMO peut être mis en œuvre par le biais des techniques multi-antennes de différentes formes :

- Le codage en bloc spatio-temporel (STBC)
- La transmission multicouche (SDM ou VBLAST)
- La technique du multiplexage (SDMA)

- Le Beamforming

Au début des années 1990, deux principales techniques multi-antennes ont été développées ; la technique de diversité spatiale et la technique de multiplexage spatial, ces deux régimes sont devenus les plus populaires en usage de la plupart des systèmes sans fil. La technique de codage spatio-temporel en bloc (STBC) est généralement un système de type MISO présentant une diversité spatiale à l'émission. Son principal objectif est de transmettre des versions redondantes d'un même signal sur des canaux à évanouissement indépendants, de telle sorte que la probabilité de recevoir une copie avec un faible évanouissement augmente avec l'augmentation de nombre de copies indépendantes, ce qui améliore la fiabilité d'une communication sans fil. Par contre, La transmission multicouche et la technique SDMA (Space Division Multiplexing Access) appartiennent à une autre classe nommée le multiplexage spatial (SM) dont leur principe est similaire mais leur contexte est différent. Un système MIMO qui repose sur une transmission multicouche permet d'atteindre un taux de transfert de données plus élevé dans une bande passante donnée, et le même principe s'applique au SDMA mais les différentes antennes d'émission correspondent à des utilisateurs différents qui partagent le spectre [Da Silva *et al.* 2014, Molisch *et al.* 2004].

L'intérêt majeur des systèmes MIMO est d'une part d'améliorer la qualité de transmission en réduisant l'effet d'évanouissement des trajets multiples par l'apport de la technique de diversité spatiale par exemple le codage spatio-temporel en bloc tel que le schéma d'Alamouti, et d'une autre part d'augmenter le débit de transmission en exploitant la technique de multiplexage spatial (SM), pour la même bande passante et sans dépense supplémentaire de la puissance d'émission [Hampton. 2014, Jensen *et al.* 2004].

3.2. Mono-utilisateur et Multi-utilisateur MIMO

Les avancées technologiques des systèmes MIMO ont conduit principalement à l'apparition de nouveaux systèmes de communication MIMO multi-utilisateur (MU-MIMO) en plus des systèmes traditionnels mono-utilisateur (SU-MIMO), qui sont utilisés dans les systèmes sans fil tels que : LTE et WiMax.

La figure 1.7 (a) illustre une configuration MIMO à un seul utilisateur dans une liaison ascendante, qui désigne la communication MIMO classique où il y a un nœud à l'émission et un nœud à la réception, qui sont équipés de plusieurs antennes via laquelle les données sont transmises d'un seul utilisateur vers la station de base, tandis que dans une liaison ascendante

d'un système MIMO à multi-utilisateurs, plusieurs flux de données sont alloués simultanément à différents utilisateurs mobiles en utilisant la même bande de fréquence où chaque utilisateur est équipé d'une seule antenne qui transmet à la station de base, qui à son tour sépare les différents signaux provenant des utilisateurs mobiles individuels comme le montre la figure 1.7 (b). [Hampton. 2014, Da Silva *et al.* 2014].

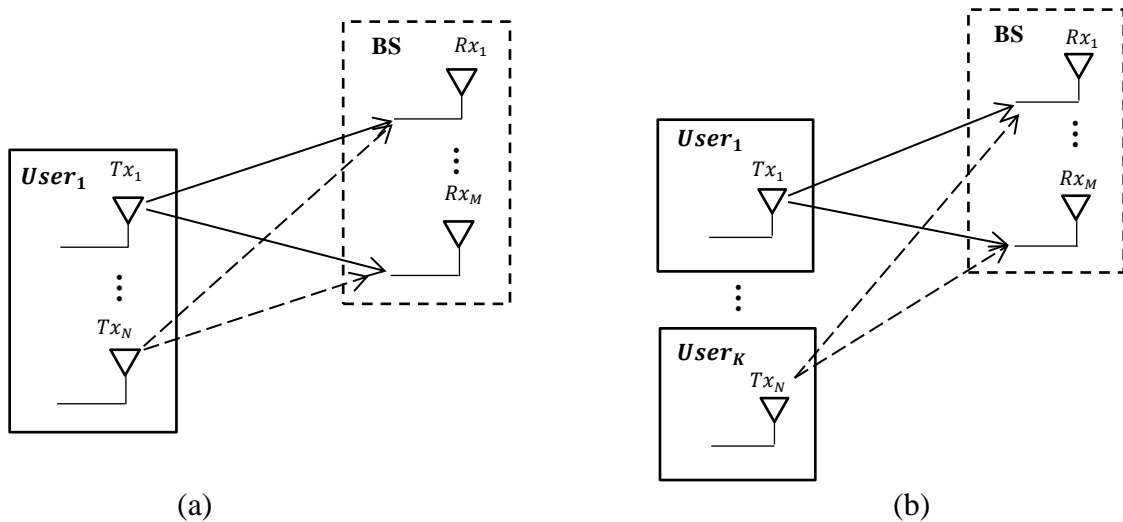


Figure 1.7–Système ascendant MIMO: (a) un seul utilisateur (SU-MIMO), (b) multi-utilisateur (MIMO-MU)

3.3. Technique de multiplexage spatial (SM)

Le multiplexage spatial (SM) regroupe principalement deux techniques : le multiplexage par transmission multicouche et le multiplexage (SDMA) visant à résoudre le problème de la capacité des systèmes sans fil MIMO.

3.3.1. Multiplexage spatial SDM ou (V-BLAST)

La technique de transmission multicouche est un multiplexage spatial de type SDM (Space division multiplexing) qui permet de transmettre simultanément et indépendamment des flux de données sur les différentes antennes d'émission afin d'augmenter la capacité d'un système de transmission [Boubaker *et al.* 2001], contrairement au codage spatio-temporel qui vise à améliorer la performance par l'exploitation de la diversité spatiale [Da Silva *et al.* 2014]. Cette technique a été proposée par [Foschini. 1996] sous l'architecture spatio-temporelle en couches BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) qui offre un bon compromis entre performance et complexité, plus précisément, cette technique de multiplexage SDM est souvent connue dans la littérature par l'architecture Vertical-BLAST qui divise le flux de données d'origine en

plusieurs sous flux par un démultiplexeur ensuite, chaque sous flux est modulé et transmis simultanément sur les différentes antennes [Wolniansky *et al.* 1998, Foschini *et al.* 1999, Narasimhan. 2003, Lee *et al.* 2007, Chiueh *et al.* 2007]. Ceci est montré par la figure 1.8. D'autre part la capacité des systèmes spatio-temporels en couches croit linéairement avec le nombre d'antennes d'émission et de réception $\min(N_T, N_R)$ qui est caractérisé par le gain du multiplexage. Ainsi, dans le schéma multicouche le nombre d'antennes de réception doit être supérieur ou égal au nombre d'antenne d'émission $N_R \geq N_T$ [Baro *et al.* 2000, Tian *et al.* 2011]. Ce concept peut être étendu à MIMO multi-utilisateur (MU-MIMO), généralement connu par la technique SDMA (Space Division Multiplexing Access).

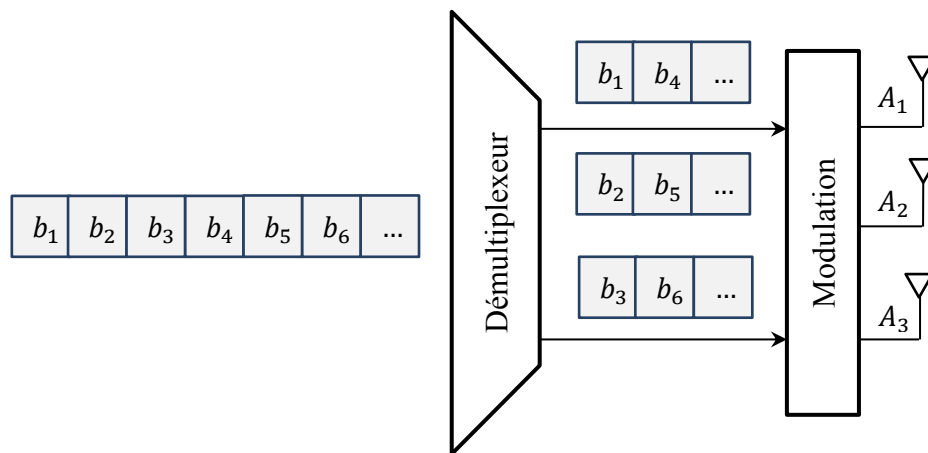


Figure 1.8–Transmission en multiplexage spatiale V-BLAST

3.3.2. Multiplexage spatial SDMA

L'accès multiple par répartition spatiale SDMA a récemment un intérêt considérable dans le domaine des communications sans fil. Le SDMA est une technique qui permet à plusieurs utilisateurs de partager simultanément les mêmes ressources radio (bande de fréquence ou intervalle de temps) dans diverses zones géographiques. Explicitement, la technique SDMA utilise une signature spatiale spécifique pour chaque utilisateur défini par la fonction de transfert du canal ou la réponse impulsionnelle du canal (CIR¹) afin de différencier les signaux des utilisateurs. Cela permet au système de prendre en charge plusieurs utilisateurs dans la même bande de fréquence et/ou le même intervalle de temps, étant donné que leurs CIR sont suffisamment différents. La figure 1.9 illustre le scénario SDMA appliqué en liaison ascendante, où chacun des L utilisateurs exploitant une station mobile (MS) est équipé d'une

¹ Channel Impulse Response

seule antenne d'émission, qui communique simultanément avec les R élément d'antenne de la station de base (BS) [Da Silva *et al.* 2014, Bagadi *et al.* 2014]. Dans ce schéma, la capacité de transmission croit proportionnellement avec le nombre d'utilisateurs et le nombre d'antennes de la station de base. La technique SDMA est adoptée dans plusieurs standards : 3 GPP LTE, IEEE 802.16, IEEE 802.11.

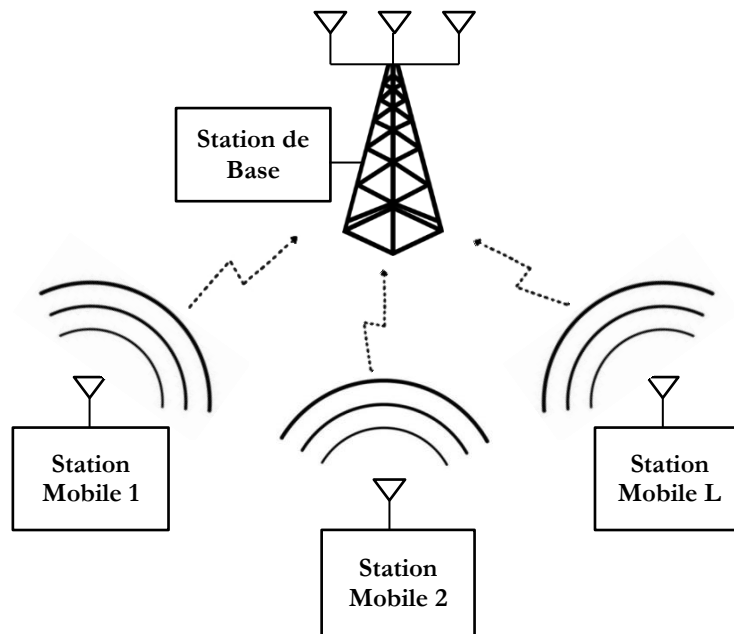


Figure 1.9–Modèle du système SDMA appliqué en liaison ascendante

Les principaux avantages de cette technique [Hanzo *et al.* 2011, Jiang *et al.* 2007] :

- **Extension de la portée**

Dans un système SDMA, la zone de couverture d'un récepteur peut être considérablement étendue en utilisant un réseau d'antennes contrairement à un système avec une seule antenne.

- **Atténuation des trajets multiples**

Dans le système SDMA, l'effet négatif de la propagation multi-trajets est efficacement atténué, car le phénomène des trajets multiples peut être exploité pour améliorer les signaux des utilisateurs désirés en utilisant des schémas de diversité de réception efficace.

- **Augmentation de la capacité**

Théoriquement, la technique SDMA permet un accès multiple des utilisateurs tout en offrant une augmentation de la capacité de transmission.

▪ **Suppression des interférences**

Les interférences provenant d'autres systèmes et les utilisateurs d'autres cellules peuvent être considérablement réduites en exploitant des CIR unique et spécifique pour chaque utilisateur.

▪ **Compatibilité**

La technique SDMA est compatible avec la plupart des schémas de modulations existantes tel que le schéma de fréquences multi-porteuses. En effet, la combinaison SDMA et OFDM conduit à un système SDMA-OFDM ayant de plus en plus un succès considérable.

3.4. Capacité du canal MIMO

Considérant un système MIMO composé de N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception, comme le montre la figure 1.10, le trajet entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception est défini par un gain complexe du canal h_{ji} représentant le coefficient d'évanouissement. Le canal MIMO peut être décrit par la matrice H de dimension $(N_R \times N_T)$ [Marzetta *et al.* 1999]:

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \dots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

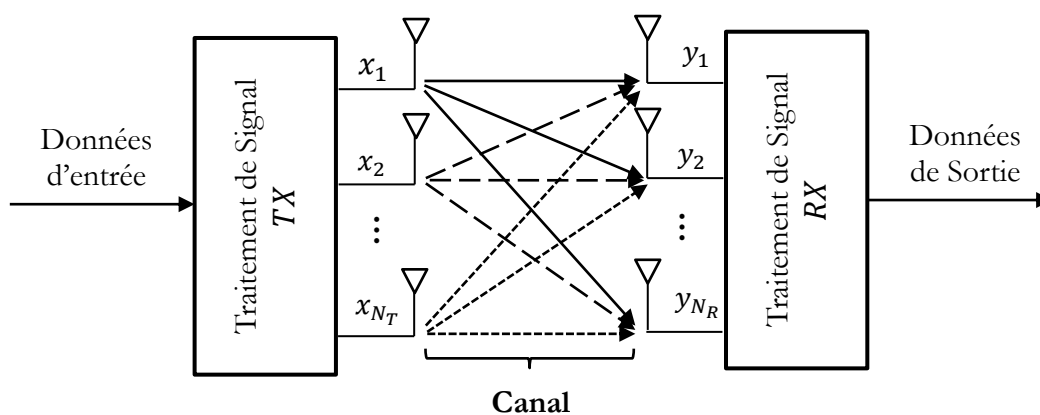


Figure 1.10–Schéma en bloc d'un système MIMO

La capacité d'un canal est une notion introduite par Shannon dans les années 1940, elle mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence que peut supporter un canal [Paulraj *et al.* 2004]. Dans un canal MIMO nous supposons que le canal est parfaitement connu à la réception. La capacité du canal MIMO exprimée par bit par second par hertz (bit/s/Hz) est donnée par [Foschini *et al.* 1998, Molisch *et al.* 2005] :

$$C = \log_2 \left(\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H H^\dagger \right) \right) \quad (1.24)$$

Où I_{N_R} signifie la matrice d'identité de dimension $(N_R \times N_R)$, ρ est le rapport signal sur bruit (SNR) moyen pour chaque antenne réceptrice et \dagger est la transposé et le conjugué de H .

Foschini et Telatar ont démontré que la capacité d'un canal MIMO croit linéairement avec $\min(N_T, N_R)$ [Foschini. 1996, Telatar. 1999]. Ceci est illustré dans la figure 1.11. La capacité d'un canal MIMO avec N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception est analysée dans un canal à évanouissement de Rayleigh. D'après les résultats de cette figure, pour un E_b/N_0 de 12 dB, le système SISO ($N_T = 1, N_R = 1$) peut fournir une capacité de 4.637 bits/s/Hz. Cependant pour un système MIMO avec $N_T = 4$ et $N_R = 4$, la capacité est augmentée jusqu'à 12.33 bits/s/Hz par rapport au SISO sans avoir à augmenter ni la puissance de transmission ni la bande passante.

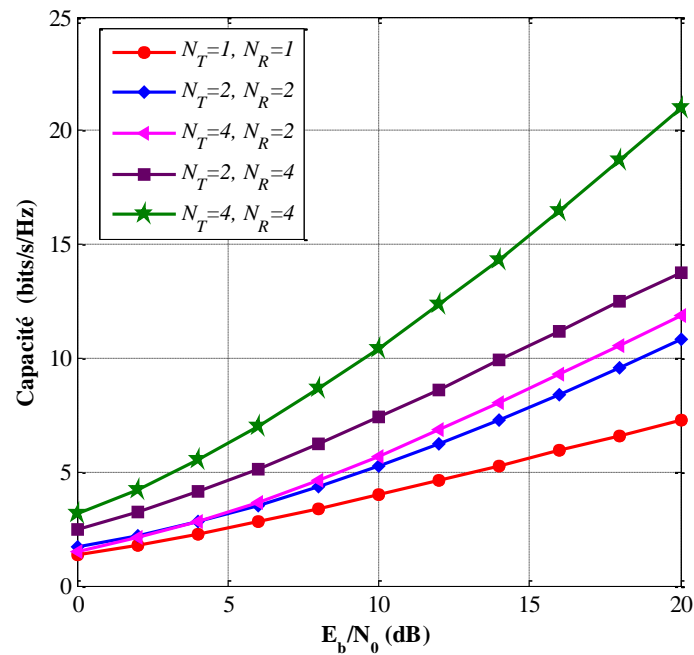


Figure 1.11–Capacité en fonction du E_b/N_0 pour les différentes configurations d'antennes

4. Introduction de l'OFDM

L'idée clé derrière le concept de la transmission multi-porteuses a débuté avec la technique de multiplexage fréquentielle FDM (Frequency Division Multiplexing), qui a été proposé pour la première fois à la fin des années 1950 par [Doelz *et al.* 1957]. Dans le multiplexage par répartition de fréquence (FDM), la plage de fréquence disponible est divisée en plusieurs petites plages appelées canaux, dont chacun est caractérisé par une fréquence porteuse différente et alloué en permanence à un utilisateur. Le système FDM utilise une bande de garde entre les canaux afin d'éviter les interférences entre les porteuses (ICI), mais ce processus présente un gaspillage du spectre. A cet effet, au milieu des années 1960 la FDM a été améliorée vers une transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) par [Chang. 1966, Saltzberg. 1967], permettant à plusieurs fréquences porteuses, de se chevaucher les unes avec les autres afin de maximiser l'utilisation du spectre de fréquence. Ceci est obtenu en maintenant une orthogonalité entre les sous porteuses de telle sorte à ne pas avoir des interférences entre celles-ci (ICI). La figure 1.12 illustre une comparaison entre le spectre de fréquence d'un système FDM et OFDM [Jankiraman. 2004, Chiuch *et al.* 2007].

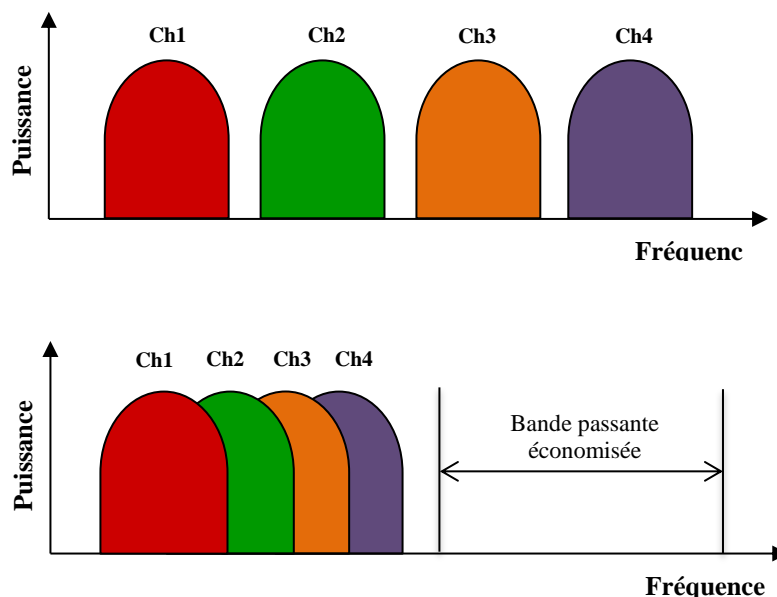


Figure 1.12–Comparaison entre le spectre de fréquence d'un système (a) FDM et (b) OFDM

Cette dernière nécessite une complexité d'implémentation élevée pour générer un modulateur et un démodulateur à base des sous-porteuses sinusoïdales, cette contrainte limite l'application de l'OFDM jusqu'à 1971 lorsque [Weinstein *et al.* 1971] ont suggéré la transformée de Fourier discrète pour l'implémentation numérique de la modulation et la démodulation OFDM. Depuis, des recherches ont été menées sur le développement de l'OFDM, ce n'est qu'au début des années 1980 que [Peled *et al.* 1980] ont proposé la technique multi-porteuses avec l'insertion du préfixe cyclique.

Dans un système OFDM, les sous porteuses peuvent être utilisées de différentes manières comme le montre la figure 1.13. La majorité des sous porteuses sont utilisées dans la transmission des données, quelques sous porteuses sont utilisées comme des pilotes qui servent à l'estimation du canal et à la synchronisation, et d'autres sont utilisées au début (préfixe) ou à la fin (suffixe) de chaque symbole OFDM comme un intervalle de garde [Hogue *et al.* 2009].

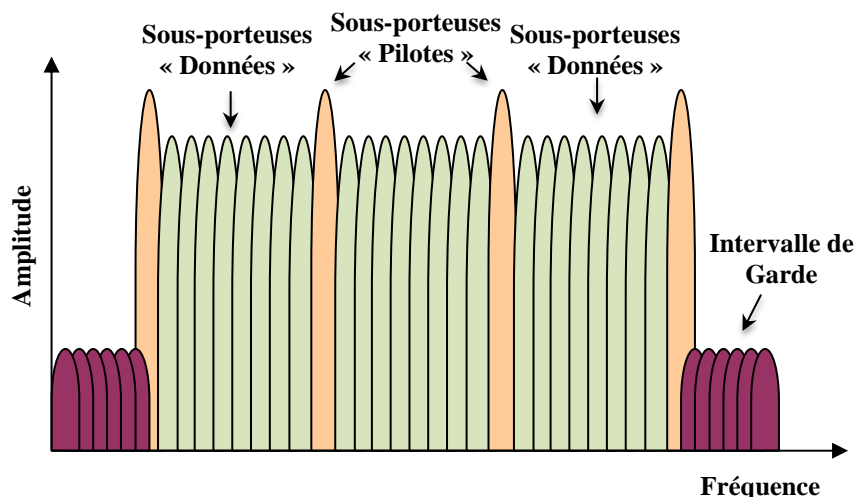


Figure 1.13–Différentes utilisations des sous-porteuses d'un symbole OFDM

Ces dernières années, le multiplexage par répartition orthogonale des fréquences (OFDM) a été adopté avec un grand succès dans de nombreux standards tels que la radiodiffusion numérique terrestre (DAB²), la télévision numérique terrestre (DVB-T³), la technologie (ADSL⁴), les réseaux locaux sans fil WLAN définis par la norme IEEE 802.11 a/b (WiFi), les

² Digital Audio Broadcasting

³ Digital Video Broadcasting-Terrestrial

⁴ Asymmetric Digital Subscriber Line

réseaux d'accès IEEE 802.16 (WiMAX) et les réseaux mobiles de nouvelle génération (LTE⁵) [Hanzo *et al.* 2011].

4.1. Notion d'orthogonalité

Le principe de l'orthogonalité des sous-porteuses réside dans la transmission simultanée des signaux sur les différentes sous porteuses sans qu'il y ait un chevauchement entre eux. La solution préconisée dans les premiers systèmes FDM pour limiter le recouvrement entre les bandes de fréquences des canaux était de les séparer par une bande de garde. Cependant cette solution n'était pas efficace à cause de la consommation inutile du spectre. En effet, un système OFDM permet de maximiser l'efficacité spectrale en superposant les sous-porteuses les unes avec les autres tout en assurant une certaine orthogonalité entre elles afin de maintenir l'absence des interférences entre porteuses (ICI). Cela signifie, que le spectre de chaque porteuse à la valeur de la fréquence centrale coïncide avec le zéro des autres porteuses [Guéguen *et al.* 2009]. Le principe d'orthogonalité est présenté dans la figure 1.14.

Les fréquences des sous-porteuses sont définies par :

$$f_k = f_0 + k\Delta f \quad \text{avec } k = 0, \dots, (N - 1) \quad (1.25)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse origine, Δf est l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N est le nombre des sous-porteuses. L'espacement minimal entre deux sous-porteuses adjacentes permettant de conserver l'orthogonalité entre elles est de [Rohling, 2011]:

$$\Delta f = \frac{1}{T_u} \quad (1.26)$$

Avec T_u est la période utile du symbole

⁵ Long Term Evolution

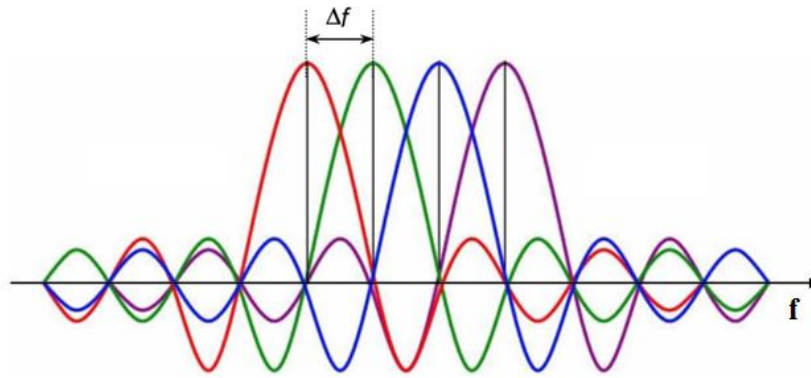


Figure 1.14–Spectre d'un signal OFDM

4.2. Principe de la modulation/démodulation OFDM

L'OFDM est une technique de transmission multi-porteuses qui consiste à partager le spectre de fréquence en N sous porteuses, ensuite à transmettre parallèlement et simultanément les flux de symboles sur les différentes N sous-porteuses modulées à un débit $R_{mc} = 1/TN = R/N$, avec R est le débit binaire d'une transmission mono-porteuse. la durée d'un symbole est étendue à un facteur de N , donc le système multi-porteuses est moins sensible à la dispersion temporelle du canal par rapport à un système mono-porteuses transmettant des données au même débit [Plass *et al.* 2007, Bannour *et al.* 2015].

D'une manière générale, le signal OFDM est composé de N sous-porteuses de fréquence $f_k = f_0 + k\Delta f$, utilisées pour transmettre en parallèle les N symboles complexes X_k définis par une modulation PSK ou QAM. La représentation mathématique d'un signal modulé en OFDM est exprimée par [Chiueh *et al.* 2007, Hwang *et al.* 2009]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (1.27)$$

La démodulation OFDM classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses. Le schéma classique d'un modulateur et d'un démodulateur OFDM est montré dans la figure 1.15

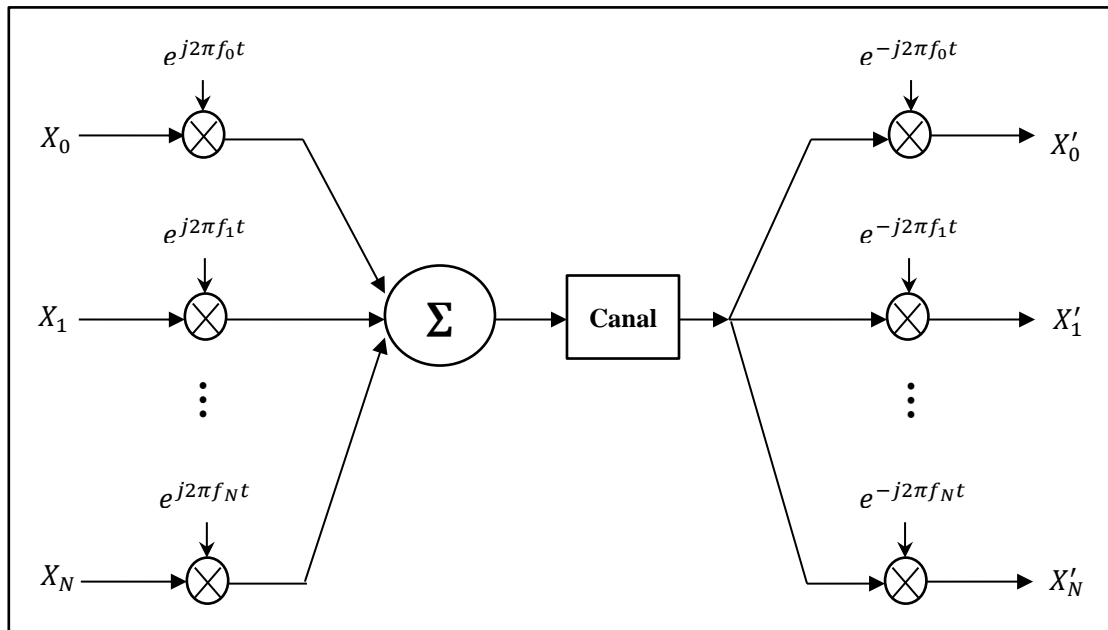


Figure 1.15–Schéma de principe d'un modulateur OFDM

Les systèmes de transmission modernes mettent souvent en œuvre des émetteurs et des récepteurs numériques, un émetteur numérique génère une sortie sous forme de données échantillonnées. En posant $t = nT_s$, ou T_s est la période d'un échantillonnage. La sortie numérique de l'émetteur multi-porteuse est donnée par :

$$x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k nT_s} \quad (1.28)$$

En outre, si les fréquences porteuses sont uniformément séparées dans le domaine fréquentiel par un espacement de $f_k = k\Delta f$, donc :

$$x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k\Delta f nT_s} \quad (1.29)$$

Avec $\Delta f = 1/N_T T_s$ est l'espacement minimal pour maintenir une orthogonalité entre les signaux, le signal OFDM est donné sous forme [Chiueh *et al.* 07]:

$$x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \quad (1.30)$$

Le résultat obtenu ci-dessus met en évidence que le signal OFDM peut être facilement généré en employant la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT⁶). A la réception, les symboles émis peuvent être récupérés en appliquant la transformée de Fourier discrète directe (DFT⁷) aux échantillons reçus. Cependant la modulation et la démodulation OFDM peuvent être implémentées numériquement par une simple opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT⁸), et directe (FFT⁹) respectivement [Chiueh *et al.* 2007, Schulze. 2005].

4.3. Intervalle de garde

Dans le scénario classique d'une transmission sans fil sur un canal à trajets multiples, le signal émis arrive au récepteur en parcourant plusieurs chemins avec des atténuations, des phases et des retards différents. De ce fait, multiples versions du signal s'interfèrent entre elles sous le phénomène des interférences entre symboles (ISI), ce qui rend difficile d'extraire à la réception l'information d'origine. Pour cela le problème d'ISI peut être considérablement éliminé par l'utilisation d'un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM, qui représente une solution très efficace contre les trajets multiples.

Un intervalle de garde est un laps de temps pendant lequel aucune information utile n'est transmise, sa durée T_g doit être supérieure ou égale à l'étalement maximal des retards τ_{\max} . Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à $\Delta f = 1/T_u$, alors que la durée du symbole OFDM est augmenté à $T_{\text{sym}} = T_u + T_g$.

Ou T_{sym} est la durée totale du symbole OFDM après l'insertion de l'intervalle de garde, et T_u est la durée de la partie utile du symbole OFDM. Le choix de taille de l'intervalle de garde est un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile, cependant, en pratique la taille la plus appropriée de l'intervalle de garde est le quart d'un symbole OFDM.

Dans un système OFDM, l'intervalle de garde peut être inséré selon deux manières différentes permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception, soit au début d'un symbole OFDM, dans ce cas il s'agit d'un préfixe cyclique ou bien il peut être insérer à la fin d'un symbole OFDM, dans ce cas, il est connu par le zero-padding. A la réception l'intervalle de garde est supprimé afin de reconstituer l'information utile d'origine.

⁶ Inverse Discrete Fourier Transform

⁷ Discrete Fourier Transform

⁸ Fast Fourier Transform

⁹ Inverse Fast Fourier Transform

4.3.1. Préfixe cyclique (CP-OFDM)

Dans un système OFDM, le préfixe cyclique (CP: Cyclic Prefix), est introduit entre deux symboles OFDM consécutifs pour préserver l'orthogonalité entre les sous-porteuses. La durée du CP doit être supérieure à l'étalement maximal des retards τ_{\max} afin d'éviter les interférences (ISI) d'un même symbole OFDM. La figure 1.16 (a) illustre le principe du préfixe cyclique qui consiste à rajouter une copie des derniers μ échantillons au début du symbole OFDM [Chiueh *et al.* 2007, Plass *et al.* 2007, Muquet *et al.* 2002].

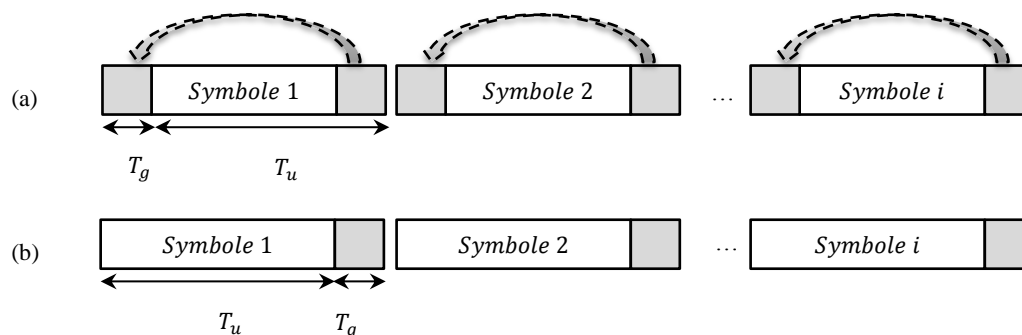


Figure 1.16–Présentation d'intervalle de garde de type (a) préfixe cyclique et (b) zero-padding dans un symbole OFDM

4.3.2. Zero-padding (ZP-OFDM)

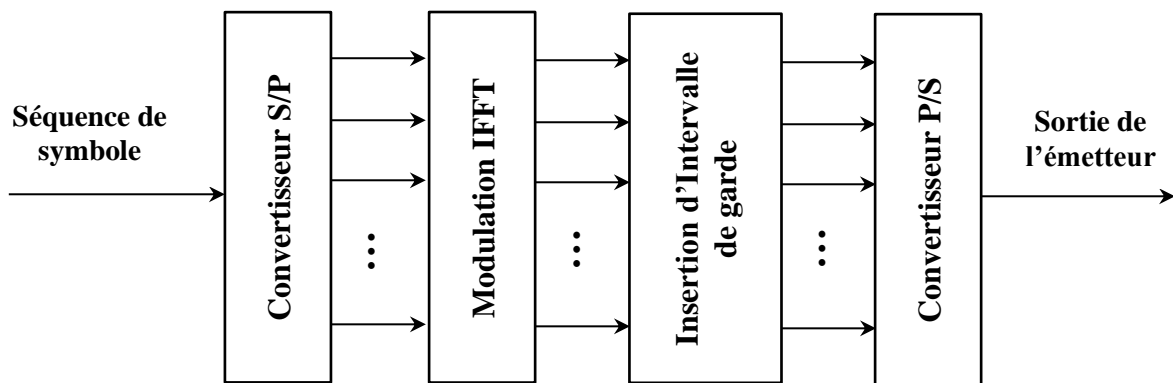
Le zero-padding est un intervalle de garde qui consiste à insérer une séquence de μ échantillons nuls à la fin de chaque symbole OFDM, on parle donc d'un suffixe. La figure 1.16 (b) représente le principe de l'intervalle de garde de type zero-padding. Puisque l'intervalle de garde est rempli de zéro donc la longueur réelle d'un symbole OFDM contenant ZP est plus courte que celui d'un symbole (CP-OFDM), ce qui implique que la densité spectrale de puissance (PSD) ne présente pas des ondulations dans la bande utile contrairement au schéma CP-OFDM. Cette approche est largement utilisée dans les systèmes ultra-large bande (UWB) [Cho *et al.* 2010, Kuo *et al.* 2008, Muquet *et al.* 2002].

4.4. Implémentation numérique du modulateur/démodulateur OFDM

Le diagramme en bloc d'un modulateur et d'un démodulateur OFDM incluant un intervalle de garde de type CP-OFDM ou ZP-OFDM est illustré dans la figure 1.17. Dans la modulation OFDM, un grand nombre de sous-porteuses sont utilisées pour transporter des

données, l'orthogonalité entre les sous-porteuses doit être soigneusement maintenue pour éviter les interférences entre les sous-porteuses (ICI). A l'entrée d'un modulateur OFDM, un flux binaire en série est encodé par le biais d'un schéma de modulation comme BPSK, QPSK ou QAM. Dans ce cas le flux binaire est transformé en flux de symbole complexe avec une rapidité de modulation réduite à $R = D/\log_2(M)$ symboles/sec, où D est le débit binaire en bits/sec. Ensuite la séquence de symbole est convertie en N flux de symbole parallèle, le débit de données est encore réduit par N, où N est le nombre des sous-porteuses. Par conséquent, ces porteuses en parallèles sont essentiellement des porteuses à bas débit étant donné qu'elles sont à bande étroite donc subissent un évanouissement plat. Chacun des N flux de symbole sont modulés par des sous-porteuses différentes en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse(IFFT).

Après la modulation OFDM, un intervalle de garde de type CP ou ZP est inséré entre deux symboles OFDM pour éliminer les ISI et garantir l'absence des ICI. A la fin, les données parallèles sont reconverties en données séries puis transmises sur le canal sans fil. Au niveau du récepteur, les données en séries sont reconverties sous forme parallèle, puis l'intervalle de garde est supprimé et la série de données est démodulée en utilisant l'opération de transformée de Fourier rapide (FFT). Enfin la sortie du démodulateur OFDM est reconvertie en série pour récupérer le flux de symbole d'origine [Jankiraman. 2004, Kühn. 2006].



(a)

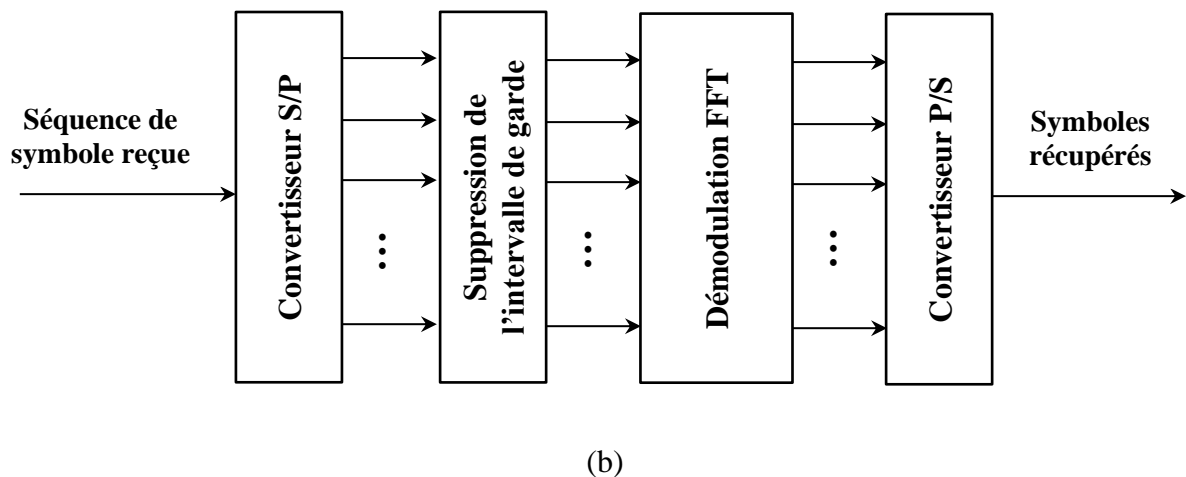


Figure 1.17–Diagramme en bloc (a) d'un modulateur OFDM et (b) un démodulateur OFDM [Bagadi. 2014]

4.5. Synchronisation en OFDM

La synchronisation en temps et en fréquence entre l'émetteur et le récepteur a un impact crucial sur la performance d'une liaison OFDM. Il existe essentiellement deux types d'erreurs de synchronisation. A savoir l'erreur de synchronisation temporelle qui est due au décalage temporel entre le signal reçu à l'entrée du récepteur et l'horloge de réception, cette erreur provoque éventuellement une rotation de la phase des porteuses et des interférences entre les symboles (ISI) conduisant à une rupture de l'orthogonalité entre les porteuses. De plus l'erreur de synchronisation fréquentielle se produit par un décalage en fréquence qui vient du fait que la fréquence du signal reçu est différente de celle de l'oscillateur local de réception ou bien par la présence de la fréquence doppler. Il en résulte notamment une atténuation et un déphasage du signal de plus une perte d'orthogonalité introduisant ainsi des interférences entre les porteuses (ICI) [Bannour *et al.* 2015]. Une variété d'algorithmes de synchronisation a été proposée dans la littérature pour corriger à la fois les erreurs de synchronisation en temps et en fréquence tels que [Jankiraman. 2004, Hanzo *et al.* 2002] :

- Algorithmes de synchronisation à base de symbole pilotes connus par l'incorporation des pilotes à l'intérieur du symbole OFDM
- Algorithmes exploitant l'intervalle de garde

4.6. Avantages et limites de l'OFDM

La modulation multi-porteuses OFDM est devenue très populaire et adoptée par la plupart des technologies récentes en présentant certains avantages ainsi que certains inconvénients [Yang, 2005, Yang, 2010].

4.6.1. Avantages de l'OFDM

- Grande efficacité spectrale
- Simple mise en œuvre par la transformée de Fourier rapide (FFT) et inverse (IFFT)
- Faible complexité du récepteur
- Robuste aux transmissions de haut débit sur des canaux à évanouissement multi-trajets

4.6.2. Limites de l'OFDM

- Un des principaux inconvénients de l'OFDM est que les signaux OFDM ont une forte fluctuation de l'enveloppe qui est caractérisée par un rapport de puissance (PAPR¹⁰) élevé en comparant avec la modulation mono-porteuse.
 - Intervalle de garde entraîne une perte d'efficacité spectrale
 - L'OFDM est également sensible aux erreurs de synchronisation en temps et en Fréquence.

5. L'intérêt de l'association MIMO-OFDM

Les systèmes de communication sans fil ont connu ces dernières années un essor important dans le domaine des télécommunications. L'utilisation de la technique multi-porteuse OFDM représente une solution efficace en raison de sa robustesse envers les évanouissements des canaux multi-trajets en transformant un canal à large bande sélectif en fréquence en un ensemble de canaux à bande étroite non-sélectif en fréquence et donc diminuer la complexité du récepteur [Yang, 2005]. L'emploi de plusieurs antennes à la fois à l'émission et à la réception sous la technique MIMO permet d'augmenter la capacité et d'améliorer la qualité des communications sans fil respectivement par l'utilisation du multiplexage spatial et de la diversité spatiale [Sampath et al. 2002]. Par conséquent l'association de la technique multi-

¹⁰ Peak-to-Average Power Ratio

antennes et la modulation multi-porteuses (MIMO-OFDM) représente un module puissant pour les réseaux locaux sans fil (WLAN), les réseaux métropolitains (WMAN) et les réseaux de téléphonie mobile de 4^{ème} génération [Bolcskei, 2006]. La figure 1.18 montre un diagramme en bloc simplifié du schéma d'association MIMO-OFDM.

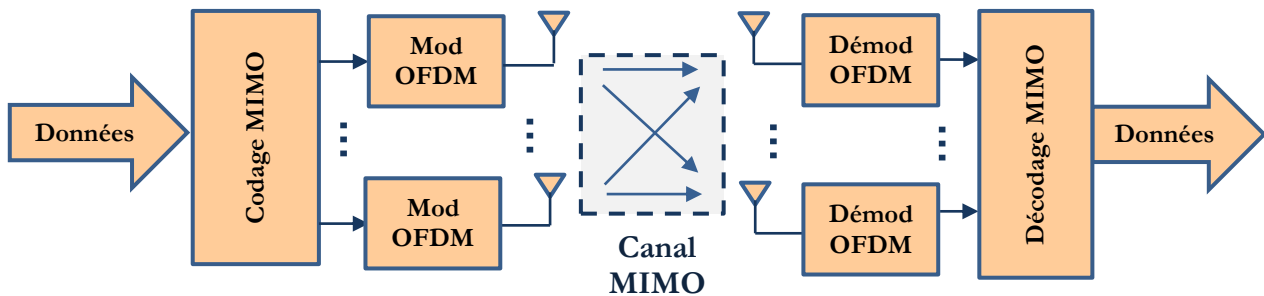


Figure 1.18–Diagramme en bloc d'un système MIMO-OFDM

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu détaillé sur la notion d'évanouissement d'une propagation à trajet-multiples, ainsi que les différents canaux adoptés dans la modélisation d'une transmission sans fil. Nous avons donné par la suite une description générale des systèmes MIMO mono-utilisateurs et multi-utilisateurs et leurs intérêts sur la capacité de transmission d'un système sans fil. Par ailleurs, en raison de l'influence des imperfections des canaux multi-trajets sur la performance de la liaison, le recours vers le schéma multi-porteuses OFDM offre un grand potentiel pour surmonter les dégradations induites par le canal comme la sélectivité en fréquence. Toutefois, la combinaison entre la technique OFDM et MIMO permet d'intégrer un module de communication à haut débit tout en résistant aux phénomènes des trajets-multiples, de plus l'utilisation des techniques de détection et d'égalisation aboutissent à une correction des effets négatifs apportés par le canal ainsi qu'une estimation de l'information.

Dans le chapitre suivant, une description approfondie sur les méthodes de détection classique utilisée dans les systèmes MIMO-OFDM mono-utilisateurs et multi-utilisateurs sera présentée. Une étude de simulation sera menée afin de comparer la performance entre les différents détecteurs classiques.

Chapitre 2

Techniques de Détection multi-utilisateurs classiques MUDs pour les Systèmes MIMO-OFDM

1. Introduction

Un intérêt immense en matière de recherche s'est récemment concentré sur les techniques de modulation qui présente un potentiel élevé pour satisfaire les exigences telles que : le haut débit de données imposé par les applications de communication, y compris l'incorporation de l'accès à Internet aux services multimédias tels que le streaming audio et vidéo à haute définition et les systèmes de communication mobile de la future génération.

La technique OFDM est une modulation qui a pour but de simplifier l'égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence et de fournir une implémentation plus simple comme indiqué dans le chapitre précédent. Ainsi, la technologie de communication MIMO a connu des augmentations significatives de la capacité par l'utilisation du multiplexage spatial V-BLAST ou bien par le multiplexage SDMA, sans avoir à augmenter ni la bande passante ni la puissance de transmission. Par conséquent, l'utilisation de la détection multi-utilisateurs (MUD) dans le système MIMO-OFDM est l'une des technologies de conception du récepteur qui détecte le signal désiré en éliminant le bruit et en luttant contre l'effet des interférences entre symboles (ISI) et les interférences d'accès multiples (MAI) qui entraînent une dégradation de la performance.

Dans ce présent chapitre, nous allons décrire le modèle du système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur et le modèle du système SDMA-OFDM à plusieurs utilisateurs. A ce propos, nous aborderons une description détaillée des différentes techniques de détection multi-utilisateurs (MUD) qui peuvent être employées au niveau de la réception, comme la détection de forçage à zéro (ZF), la détection par minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), le détecteur OSIC basé sur l'annulation d'interférences par ordre

succesif, et le détecteur ML qui est le plus optimal mais souffre d'une complexité de calcul importante qui augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes à l'émission. A la fin de ce chapitre, une étude paramétrique de ces deux systèmes sera également détaillée pour vérifier son comportement et ses performances ainsi qu'une comparaison entre les différents détecteurs multi-utilisateurs.

2. Description du schéma d'association MIMO-OFDM à un seul utilisateur

La figure 2.1 montre un schéma d'association d'un système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur [Bolcskei. 2006], à l'entrée de l'émetteur les données binaires sont modulées en générant des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique de type (BPSK, QPSK, M-QAM), ensuite divisées en N_t flux de symboles parallèles, un convertisseur série parallèle convertit chaque N_t flux en N symboles qui sont répartis sur les N sous porteuses en utilisant la transformée IFFT, un symbole OFDM ne contient pas que les données, il peut contenir également une partie de symbole connu par les pilotes qui servent à la synchronisation et ensuite un intervalle de garde de type CP-OFDM ou ZP-OFDM est ajouté entre chaque symbole OFDM pour éliminer les interférences entre symboles (ISI) [Steendam *et al.* 2007, Chen *et al.* 2011].

Le canal de propagation modélisé dans ce système est un canal à évanouissement de Rayleigh. Le signal reçu sur la $j^{ème}$ antenne de réception est distordu par l'effet d'évanouissement du canal de Rayleigh et le bruit gaussien (AWGN) qui est donné par :

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{h}_{ji} \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_j \quad (2.1)$$

chaque symbole est démodulé par la transformée FFT ensuite les pilotes sont supprimés. En raison de la distorsion induite par le canal, l'opération de l'égalisation du canal est nécessaire, elle consiste à partir des coefficients du canal H de générer des coefficients d'égalisation qui permettent de compenser l'effet négatif du canal [Rugini *et al.* 2005], il existe plusieurs techniques d'égalisation les plus utilisées sont : la technique de forçage à zéro (ZF), la technique de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), la technique ML et la technique d'annulation par ordre successive d'interférences (OSIC). A la sortie de l'égaliseur les données sont converties en série puis démodulées et récupérées.

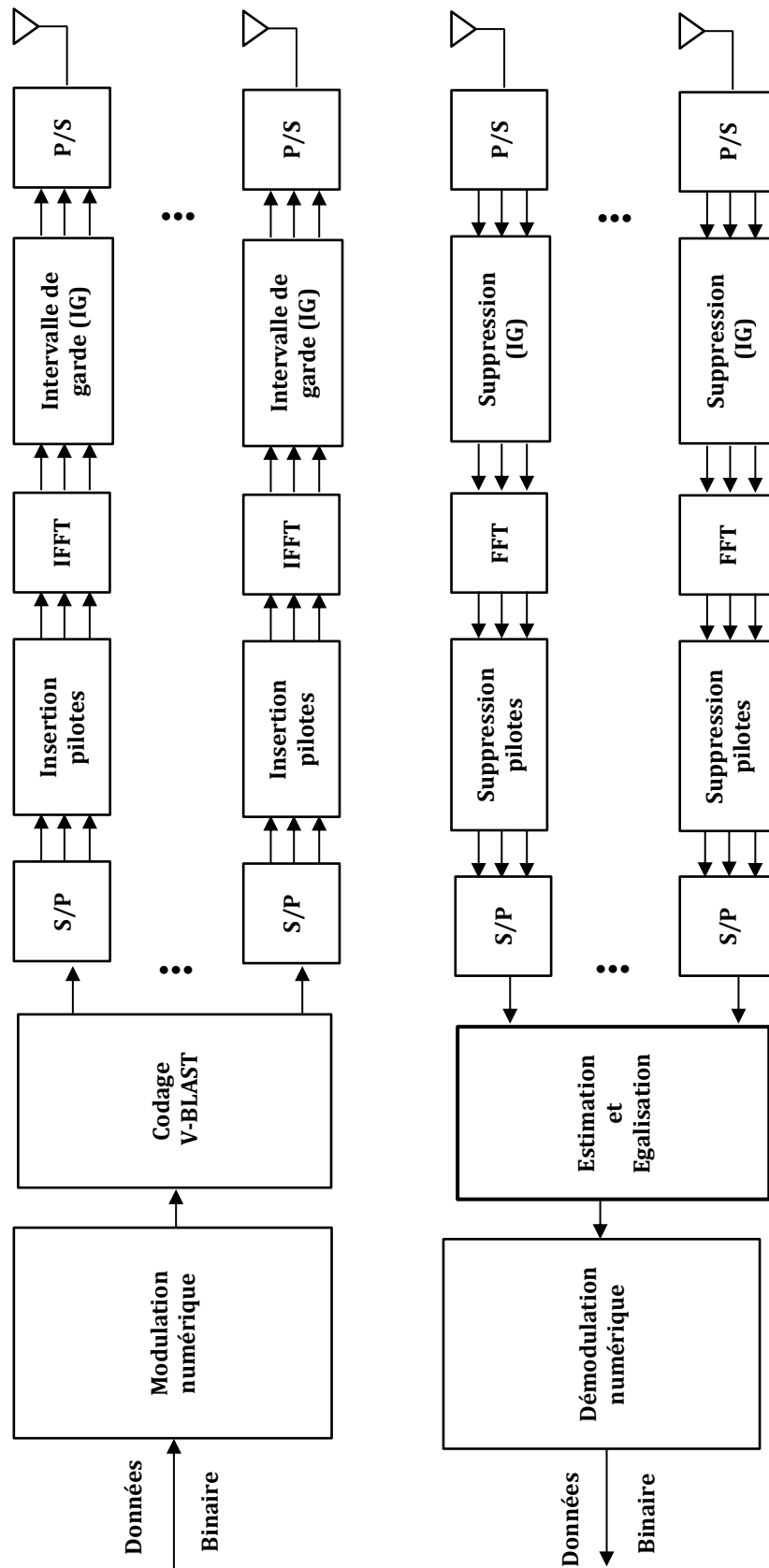


Figure 2.1–Système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur

3. Techniques de détection multi-utilisateurs classiques MUD

La technologie MIMO-OFDM est connue ces dernières années comme un sujet qui a un intérêt important pour améliorer la capacité et la performance d'un système sans fil [Sampath *et al.* 2002, Stuber *et al.* 2004]. Le système MIMO qui exploite une dimension spatiale en utilisant une multitude d'antennes à l'émission et à la réception peut être déployé en deux scénarios. Dans le mode mono-utilisateur, toutes les dimensions spatiales (antennes) sont attribuées à un seul utilisateur pour obtenir un taux de données plus élevé, par contre dans le mode multi-utilisateurs, toutes les antennes sont partagées entre les différents utilisateurs [Zhang *et al.* 2012].

En outre, la technique de détection multi-utilisateurs est l'une des technologies de conception primordiale du récepteur qui détecte conjointement les signaux désirés de tous les utilisateurs transmis simultanément ou bien de l'ensemble des flux de données provenant de plusieurs antennes d'un même utilisateur, tout en éliminant le bruit, les interférences entre symboles (ISI) d'un même utilisateur ainsi que les interférences d'accès multiples (MAI) qui sont dues à l'accès multiple et asynchrone des différents utilisateurs [Verdu. 1998]. Plusieurs techniques de détection multi-utilisateurs ont été proposées dans la littérature pour surmonter ce problème, parmi lesquelles sont classées principalement en trois grandes familles : la détection linéaire, non linéaire et optimale comme le montre la figure 2.2 [Jiang *et al.* 2007].

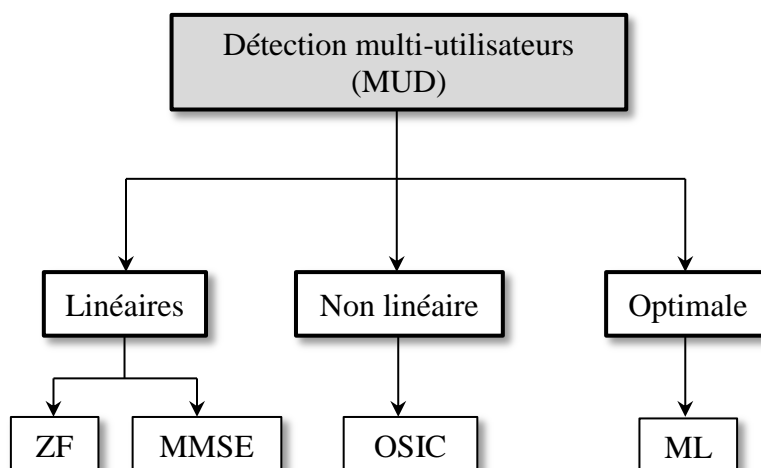


Figure 2.2– Classification des détecteurs multi-utilisateurs MUD

3.1. Détecteur ZF

Le détecteur de forçage à zéro (ZF : Zero Forcing) est un détecteur linéaire qui se comporte comme un filtre linéaire qui sépare et décode indépendamment chaque flux en se basant sur une simple pseudo inversion de la matrice du canal H . Cette technique consiste à multiplier le vecteur du signal reçu par la matrice d'égalisation. Le vecteur de symbole estimé est exprimé par [Ma *et al.* 2008, Jiang *et al.* 2011] :

$$\mathbf{x}_{ZF} = \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^\dagger \quad (2.3)$$

Où \mathbf{W}_{ZF} est la matrice d'égalisation, \mathbf{y} est le signal reçu, $(.)^H$ est l'opération hermitienne et \mathbf{H}^\dagger est la matrice pseudo inverse de H .

La technique de détection ZF permet d'éliminer les interférences entre symboles (ISI) sans prendre en considération le bruit, il donne de meilleurs résultats pour un SNR élevé mais pour des faibles SNR le bruit dégrade la performance, ce qui limite la performance de ce récepteur [Jankiraman. 2004, Cho *et al.* 2010, Da Silva *et al.* 2014].

3.2. Détecteur MMSE

Le détecteur à minimum d'erreur quadratique moyenne (MMSE: Minimum Mean Square Error) est un détecteur linéaire qui minimise l'erreur quadratique entre le symbole transmis et estimé [Da Silva *et al.* 2014, Bohnke *et al.* 2003] :

$$E \|\tilde{\mathbf{s}} - \mathbf{s}\|^2 \quad (2.4)$$

Le détecteur MMSE permet de minimiser l'erreur globale causée par le bruit et l'interférence mutuelle entre les signaux d'un même canal. Le symbole estimé est le produit entre le signal reçu et la matrice d'égalisation [Jankiraman. 2004, Cho *et al.* 2010, Liu *et al.* 2007]:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{MMSE}^H \cdot \mathbf{y} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H} \quad (2.6)$$

Où \mathbf{I}_{N_r} la matrice d'identité, en se basant sur l'équation(2.6) si le SNR est élevé alors σ_n^2 devient négligeable. Par conséquent, pour des valeurs de SNR plus élevées, la performance du ZF et MMSE est presque similaire.

En général, le signal reçu contient des interférences résiduelles qui ne sont pas d'une distribution gaussienne en raison des interférences multi-utilisateurs. Mais les détecteurs linéaires supposent que le signal reçu est corrompu seulement par le bruit gaussien (AWGN), de plus ces détecteurs ne permettent pas d'atténuer les dégradations non linéaires causées par l'environnement radio sans fil. Par conséquent, l'exigence d'un détecteur non linéaire est essentielle pour détecter les utilisateurs d'une manière appropriée.

3.3. Détecteur OSIC

Le détecteur (OSIC :Ordered Successive Interference Cancellation) est un détecteur non linéaire qui fournit des performances améliorées par rapport aux schémas linéaires ZF et MMSE au prix d'une faible augmentation de la complexité de calcul. Ce détecteur a été proposé pour la première fois par Gerard J. Foschini, qui détecte les séquences reçues dans un certain ordre en utilisant soit le critère ZF ou MMSE, cet algorithme est connu dans la littérature par l'algorithme d'annulation d'interférences par ordre successif (OSIC), son principe est le suivant [Bhargave *et al.* 2001] :

Etape 1 : détermination de l'ordre de détection optimal en choisissant la ligne avec une norme Euclidienne la plus minimale (la séquence de symbole avec un SNR le plus élevé est détecté en premier) ce qui améliore la qualité de décision et réduit les chances de propagation d'erreurs.

Etape 2 : estimation de la séquence de symbole la plus favorisée en utilisant le détecteur ZF ou MMSE, ensuite les valeurs de la séquence sont démodulées selon un schéma de constellation donné.

Etape 3: annulation de la contribution de la séquence détectée du vecteur reçu pour réduire la complexité de détection des signaux restants, en d'autre termes supprimant les interférences provenant de \tilde{s}_{k_1} .

Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que la séquence de symbole la moins favorisée soit détectée. L'algorithme OSIC est illustré par la figure 2.3 [Jankiraman. 2004, Wolniansky *et al.* 1998]:

Initialisation
$i = 1$ $G_1 = H^\dagger \text{ (pour le détecteur ZF)}$ $G_1 = (HH^H + \sigma_n^2 I_{N_r})^{-1} H^H \text{ (pour le détecteur MMSE)}$ $K_1 = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \ (G_1)_j\ ^2$ <p style="text-align: center;">Avec j : colonne de la matrice G</p>
Récursion
$w_{k_i} = (G_i)_{k_i}$ $y_{k_i} = w_{k_i}^T r_i$ $\tilde{s}_{k_i} = Q(y_{k_i})$ $r_{i+1} = r_i - \tilde{s}_{k_i} (H)_{k_i}$ $G_{i+1} = H_{k_i}^\dagger \text{ (pour le détecteur ZF)}$ $G_{i+1} = (H_i H_i^H + \sigma_n^2 I_{N_r})^{-1} H_i^H \text{ (pour le détecteur MMSE)}$ $K_{i+1} = \underset{j \notin \{k_1 \dots k_i\}}{\operatorname{argmin}} \ (G_{i+1})_j\ ^2$ $i = i + 1$

Figure 2.3–Algorithme de détection OSIC [Wolniansky *et al.* 1998]

La figure 2.4 illustre le processus de détection des signaux par le biais de l’algorithme OSIC pour quatre flux de symbole en procédant par les trois étapes détaillées ci-dessus, avec $s(i)$ désigne le flux de symbole à détecter dans le $i^{\text{ème}}$ ordre, qui peut être différent au flux de symbole émis par la $i^{\text{ème}}$ antenne, puisque $s(i)$ dépende de l’ordre de détection .

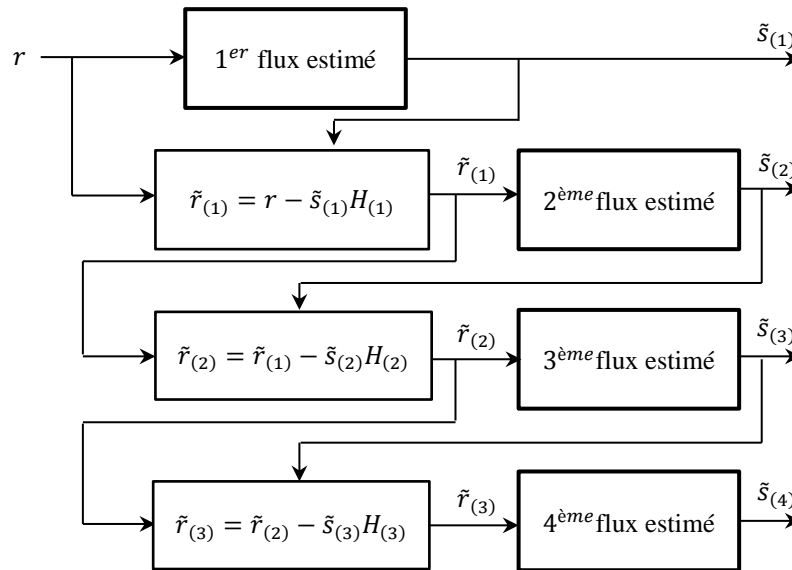


Figure 2.4- Illustration du processus de détection OSIC sur 4 flux de données [Cho *et al.* 2010]

Le choix de la séquence de symbole joue un rôle important dans la performance du système. Une mauvaise estimation sur la première séquence de symbole, entraîne une mauvaise détection ce qui provoque ainsi des erreurs d'estimation sur le reste des séquences [Cho *et al.* 2010].

3.4. Détecteur ML

Le détecteur à maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood) est un détecteur optimal qui consiste à minimiser la distance Euclidienne entre le vecteur de symbole reçu et le produit de tous les vecteurs de symboles possibles transmis sur un canal donné. L'estimation du vecteur de symbole transmis est donnée par [Damen *et al.* 2003]:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \underset{\mathbf{x} \in \mathcal{M}^{N_T}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}\|^2 \quad (2.7)$$

Où $\tilde{\mathbf{s}}$ est le symbole estimé, M est le nombre de point de la constellation et N_T est le nombre d'antenne d'émission.

La détection ML offre une performance optimale en termes de BER, mais présente une complexité qui augmente exponentiellement avec l'ordre de la modulation et/ou l'augmentation du nombre d'antenne à l'émission [Jankiraman. 2004, Cho *et al.* 2010, Da Silva *et al.* 2014].

4. Résultats de simulation

4.1. Etude comparative des différents détecteurs classiques dans un système MIMO-VBLAST à un seul utilisateur

Cette section présente une étude sur les résultats de simulation afin d'évaluer et comparer les performances entre les détecteurs classiques dans le système MIMO-VBLAST à un seul utilisateur. Le modèle de canal sans fil utilisé dans l'analyse de la simulation est de type Rayleigh à évanouissement plat. Ainsi, Les méthodes de détection linéaires et non linéaires classiques employées dans cette étude sont : ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC et ML. Le reste des paramètres de simulation utilisée dans cette section est donné dans le tableau 2.1.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'antenne d'émission	2
Nombre d'antenne de réception	2, 3, 4
Techniques de modulation	BPSK
Technique de transmission	V-BLAST
Canal	Rayleigh à évanouissement plat
Techniques de détection classiques	ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC, ML

Tableau 2.1– Paramètres de simulation du système MIMO-VBLAST

Les figures 2.5 et 2.6, présentent la performance du taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio) ou E_b/N_o d'un système MIMO-VBLAST pour les détecteurs linéaires ZF et MMSE respectivement. Les résultats du BER sont obtenus pour les différentes configurations d'antennes (2, 2), (2, 3) et (2, 4). D'après les courbes des deux figures, on observe clairement que les valeurs de BER diminuent linéairement avec l'augmentation des valeurs de SNR. Lorsque le nombre d'antennes de réception est supérieur au nombre d'antennes d'émission, les performances du multiplexage spatial sont améliorées significativement car ceci est dû à la diversité spatiale en réception qui augmente avec l'augmentation du nombre d'antennes de réception.

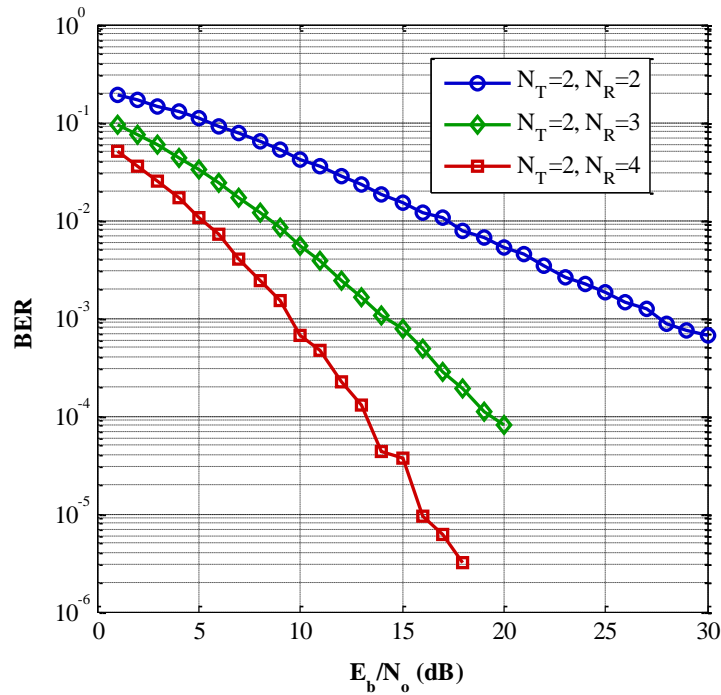


Figure 2.5–Performance BER de ZF d’un système MIMO-VBLAST

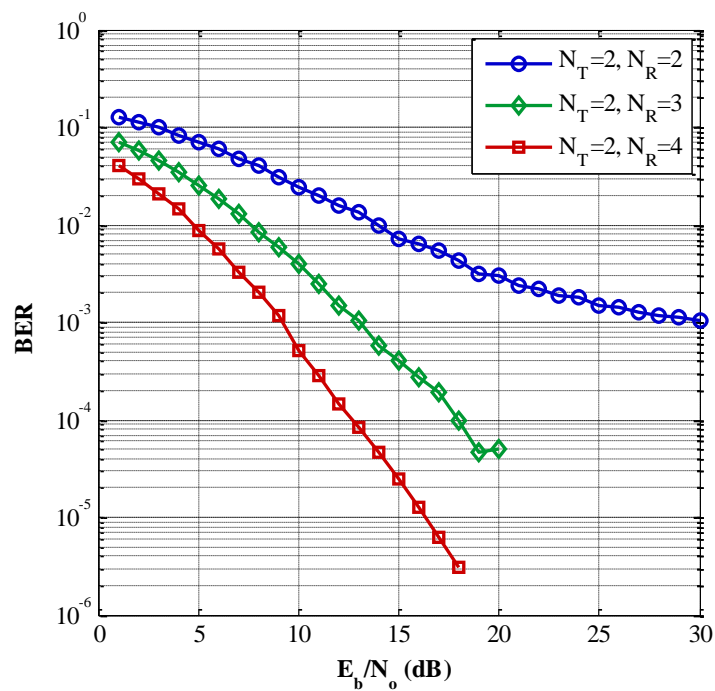


Figure 2.6–Performance BER de MMSE d’un système MIMO-VBLAST

La figure 2.7, montre une comparaison de la performance entre les différents détecteurs tels que : ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC et ML pour un système MIMO-VBLAST sur un canal de Rayleigh à évanouissement plat. En comparant les valeurs du BER entre les

détecteurs linéaires ZF et MMSE, on remarque pour des valeurs de SNR faibles, le détecteur MMSE est plus performant que le ZF, car le MMSE permet de supprimer le bruit et de minimiser les interférences causées par la distorsion du canal contrairement au ZF qui permet d'éliminer seulement les interférences. Ainsi, on peut constater également que pour des valeurs de SNR élevées la performance du MMSE devient similaire ou inférieure à la performance de ZF parce que la variance du bruit devient négligeable pour des valeurs de SNR plus élevées. D'autre part, la performance du détecteur ML est optimale par rapport aux autres détecteurs car celui-ci utilise une recherche exhaustive pour trouver les signaux transmis les plus probables. De plus la performance des détecteurs d'annulation successive d'interférences ZF-OSIC et MMSE-OSIC surmonte celle de ZF et MMSE mais la performance est encore sous optimale par rapport au détecteur ML.

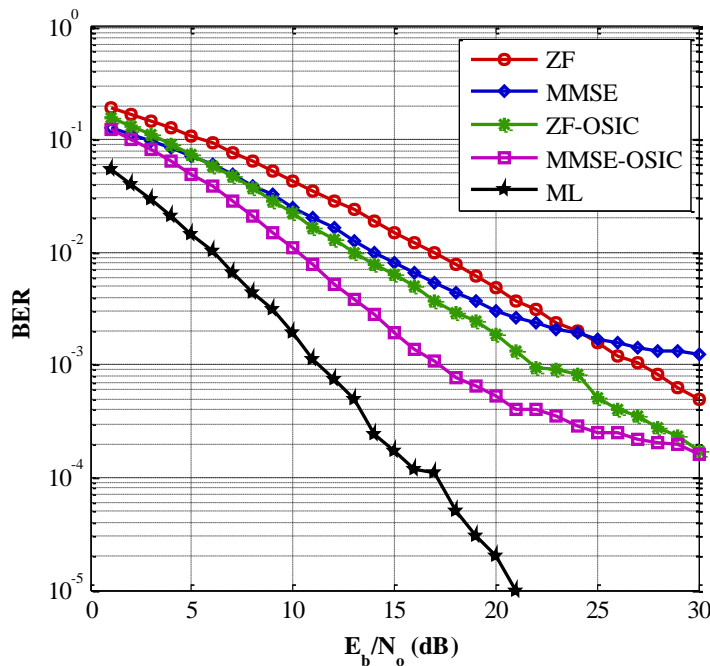


Figure 2.7–Comparaison de la Performance BER entre les détecteurs classiques du système MIMO-VBLAST

4.2. Etude comparative des différents détecteurs classiques dans un système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur

Dans cette section, nous allons étudier la performance d'un système de transmission sans fil 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM pour les différentes techniques de détection et d'égalisation ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC et ML, en utilisant les deux types d'intervalles de garde Cyclic Prefix (CP) et Zero Padding (ZP), les résultats de simulation montrent une

comparaison de performance en se basant sur le calcul du taux d’erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour les types de modulation : BPSK, QPSK et 4-QAM. Les paramètres de simulation utilisés dans l’implémentation et l’évaluation du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM sont donnés dans le tableau 2.2.

Paramètres	Valeurs
Nombre d’antenne d’émission	2
Nombre d’antenne de réception	2
Techniques de modulation	BPSK, QPSK, 4-QAM
Technique de transmission	V-BLAST
Caractéristique du canal	Rayleigh à évanouissement avec effet doppler
Nombre de sous-porteuses OFDM	64, 128, 512
Nombre de sous-porteuse pilotes	4
Longueur du CP ou ZP	16
Schéma multi-porteuses	CP-OFDM, ZP-OFDM
Décalage doppler maximum	60 Hz, 95 Hz, 120 Hz
Techniques de détection et d’égalisation classiques	ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC, ML

Tableau 2.2–Paramètres de simulation du système MIMO-VBLAST-OFDM

La figure 2.8 illustre une comparaison de la performance du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en employant les différentes techniques de modulation : BPSK, QPSK, 4-QAM et le schéma multi-porteuses ZP-OFDM pour la détection ZF-OSIC. D’après les résultats de BER la modulation BPSK donne des meilleures performances, par exemple pour un $E_b/N_0 = 10$ dB, nous avons un BER de 10^{-4} pour la modulation BPSK, 10^{-2} pour la modulation QPSK et plus 10^{-1} pour la modulation 4-QAM. Ce qui signifie que plus nous augmentons le nombre de point dans une constellation, plus c’est difficile de résoudre au niveau du récepteur, et donc nous aurons une dégradation significative de la performance.

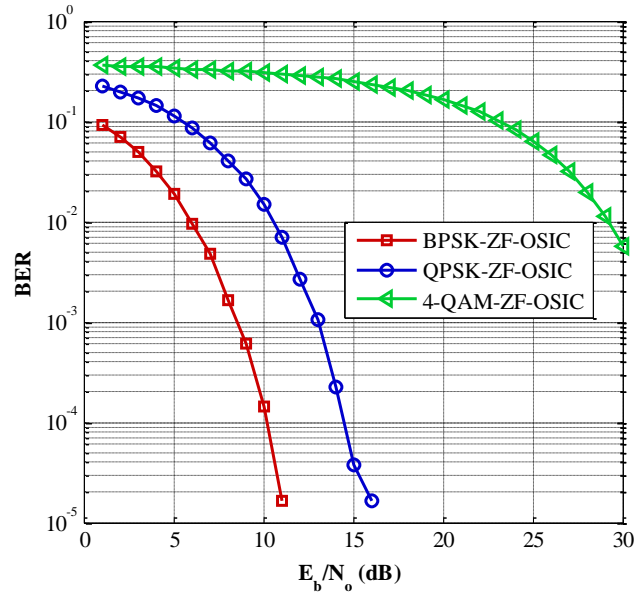


Figure 2.8–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection ZF-OSIC

La figure 2.9 montre une comparaison de la performance du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en employant les différentes techniques de modulation : BPSK, QPSK et 4-QAM et le schéma multi-porteuses ZP-OFDM pour la détection classique MMSE-OSIC. D’après les résultats du BER, nous remarquons que la modulation BPSK apporte une amélioration significative de la performance par rapport aux autres techniques de modulation en particulier la modulation 4-QAM.

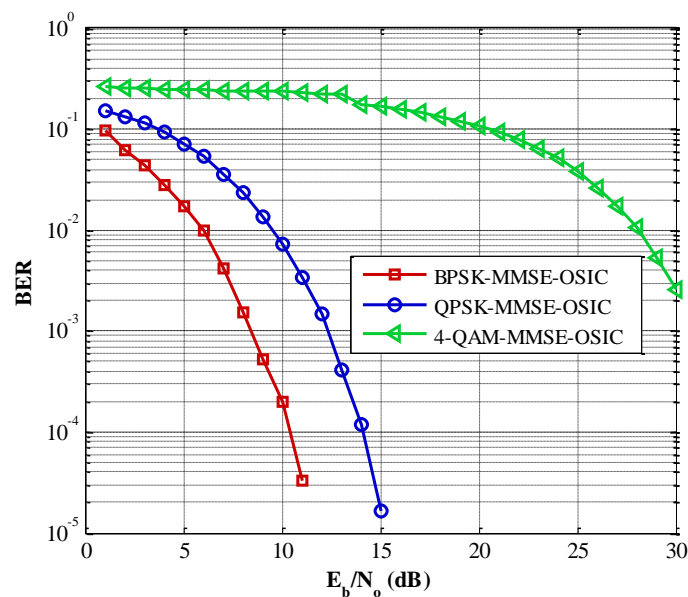


Figure 2.9–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection MMSE-OSIC

Les figures (2.10), (2.11), (2.12) et (2.13) comparent les performances d'un système MIMO-VBLAST-OFDM en utilisant les schémas multi-porteuses CP-OFDM et ZP-OFDM pour les différentes techniques de détection ZF, MMSE, ZF-OSIC et MMSE-OSIC respectivement, pour toutes ces figures, nous constatons des BER réduits pour le schéma de modulation multi-porteuses ZP-OFDM par rapport au schéma CP-OFDM, cela revient au fait que l'utilisation de l'intervalle de garde ZP n'apporte pas de la redondance temporelle au symbole, par conséquent, le spectre du signal émis ne présente pas des ondulations dans la bande utile. En d'autres termes, la densité spectrale de puissance (PSD) du signal émis est plate contrairement au schéma CP-OFDM où le symbole présente une redondance temporelle, ce qui provoque des ondulations au niveau de la (PSD) du signal émis.

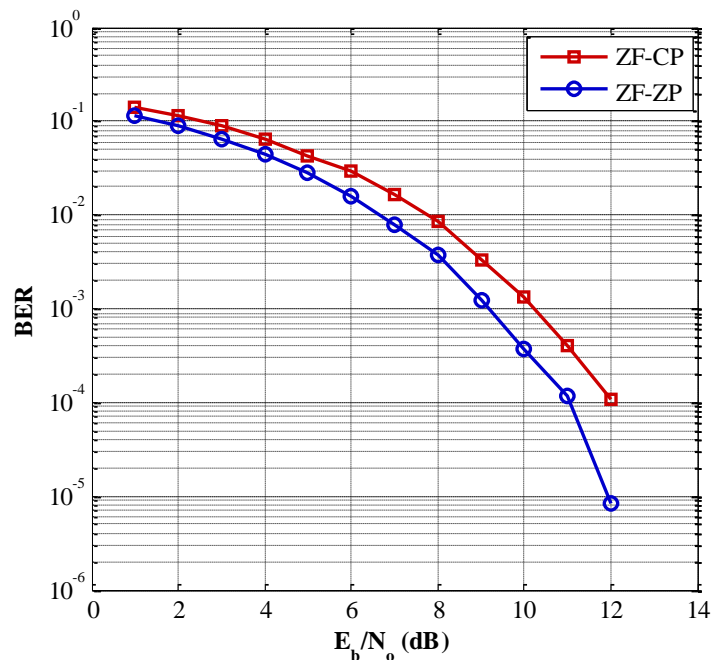


Figure 2.10–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection ZF

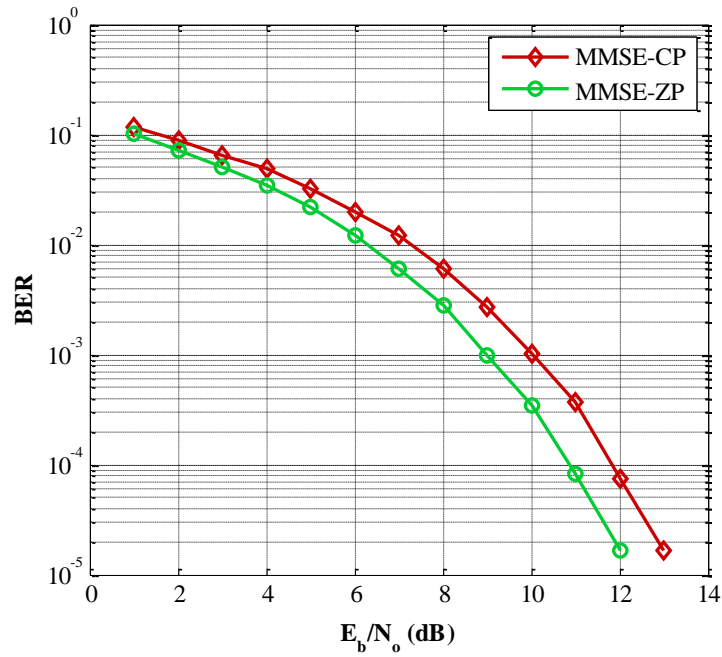


Figure 2.11–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection MMSE

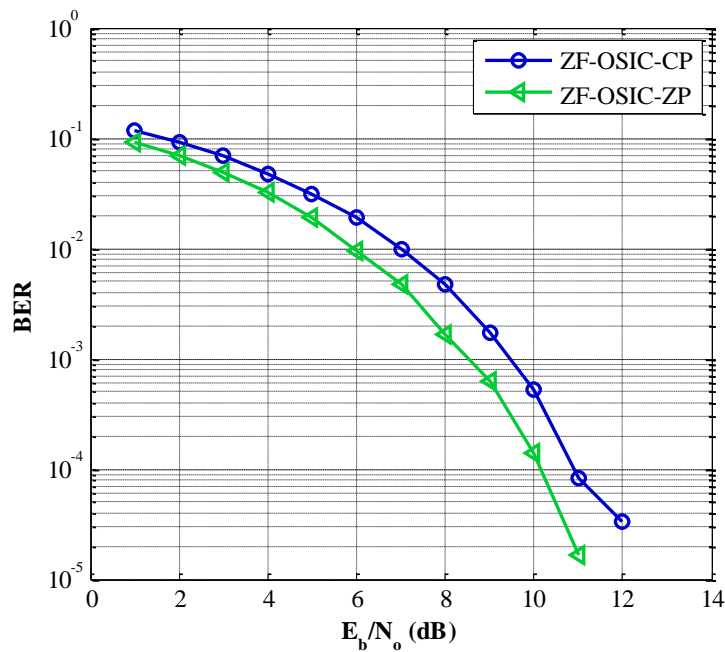


Figure 2.12–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection ZF-OSIC

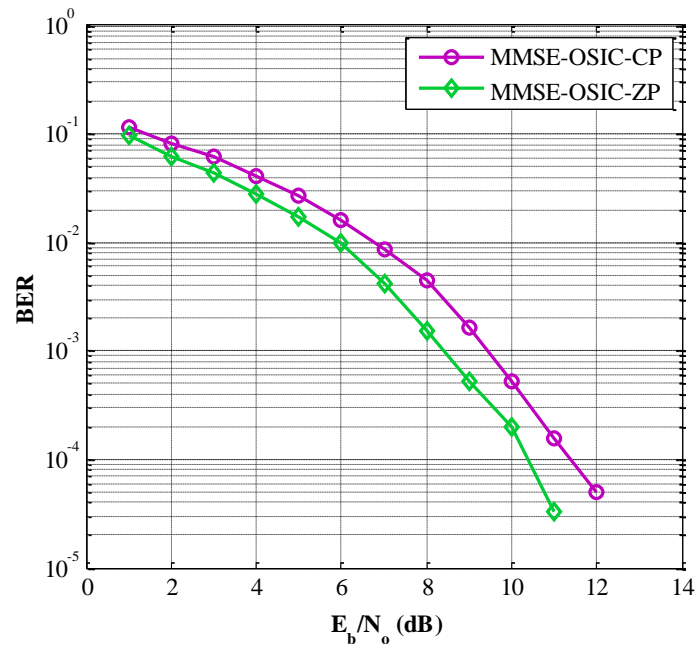


Figure 2.13–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma CP/ZP-OFDM avec la détection MMSE-OSIC

La figure 2.14 compare la performance de plusieurs détecteurs dans un système MIMO-VBLAST-OFDM, les résultats de simulation montrent que la performance des détecteurs ZF-OSIC et MMSE-OSIC est similaire et proche de la performance du détecteur ML avec moins de complexité. Par exemple pour un BER de 10^{-3} , le E_b/N_0 est de 8 dB pour le ML et 8.5 dB pour ZF/MMSE-OSIC. Nous pouvons conclure que l'hybridation ZF/MMSE-OSIC donne une meilleure performance avec l'utilisation du schéma ZP-OFDM.

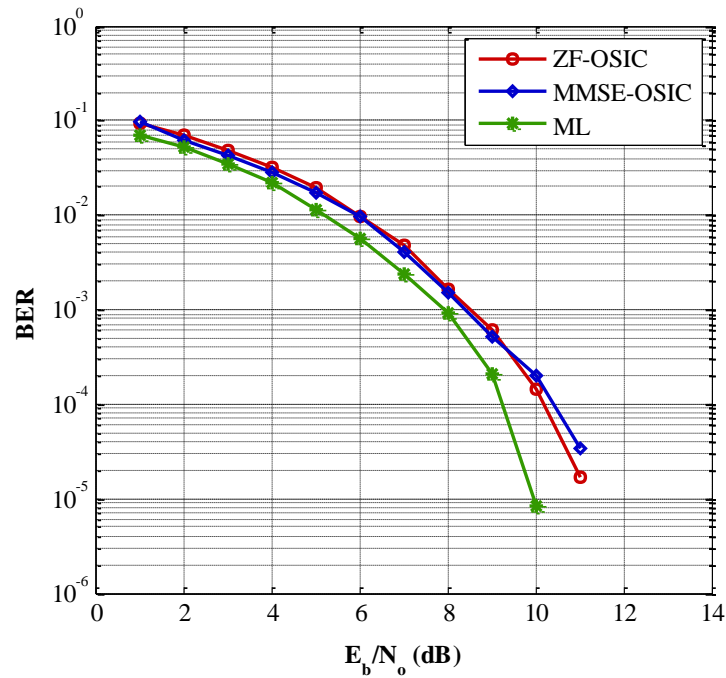


Figure 2.14–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma ZP-OFDM avec les détecteurs ZF-OSIC, MMSE-OSIC et ML.

La figure 2.15 illustre l'étude de la performance du système MIMO-VBLAST-OFDM en fonction du nombre de porteuses N du schéma multi-porteuses ZP-OFDM, les valeurs du BER sont réduites linéairement à 10^{-3} pour un E_b/N_0 de 9.5 dB pour 512 porteuses et 9 dB pour 128 porteuses et 8.5 dB pour 64 porteuses, donc la meilleure performance est apportée par un système avec un nombre de porteuses égal à 64. Nous remarquons que le nombre de sous-porteuses a une grande influence sur la performance, plus le nombre de porteuses augmente et plus le taux de corrélation entre les sous-porteuses augmente significativement ce qui engendre une dégradation de la performance.

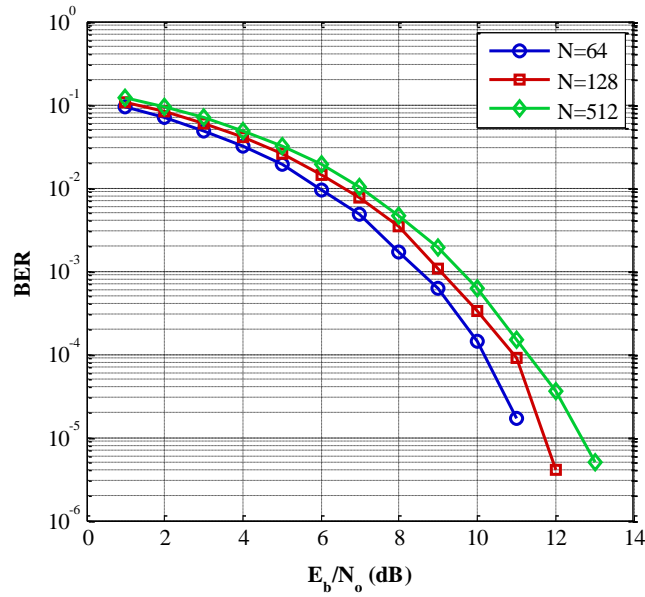


Figure 2.15–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur ZF-OSIC

La figure 2.16 illustre une comparaison de la performance d'un système MIMO-VBLAST-OFDM pour le nombre des porteuses 64, 128, 512. D'après les valeurs du BER nous remarquons que le nombre de porteuses égal à 64 présente une meilleure performance en comparant avec 128 et 512 porteuses, ce qui signifie que le taux de corrélation augmente significativement avec le nombre de porteuses.

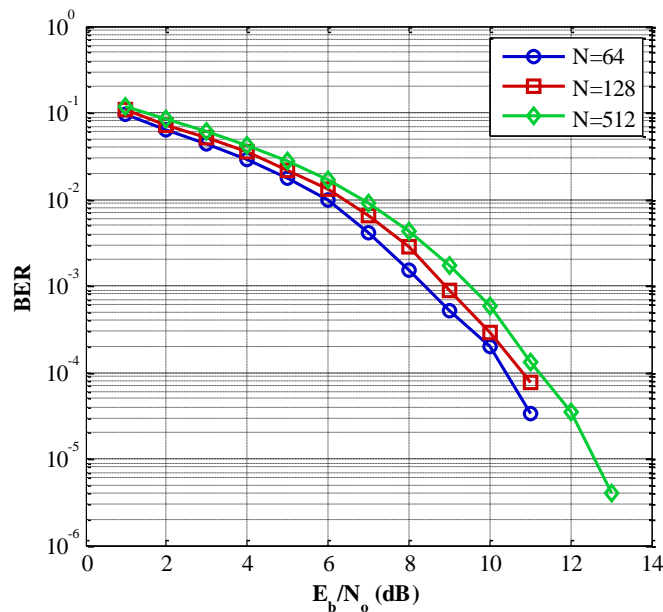


Figure 2.16–BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur MMSE-OSIC.

La figure 2.17 montre l'influence de l'augmentation de la fréquence doppler sur la performance du système MIMO-VBLAST-OFDM, d'après cette figure nous remarquons que la variation du décalage doppler a un impact important sur la qualité de transmission, théoriquement le décalage doppler introduit un élargissement des sinus cardinaux dont la conséquence est l'apparition des interférences entre les porteuses (ICI), ce qui conduit à une perte d'orthogonalité entre les porteuses.

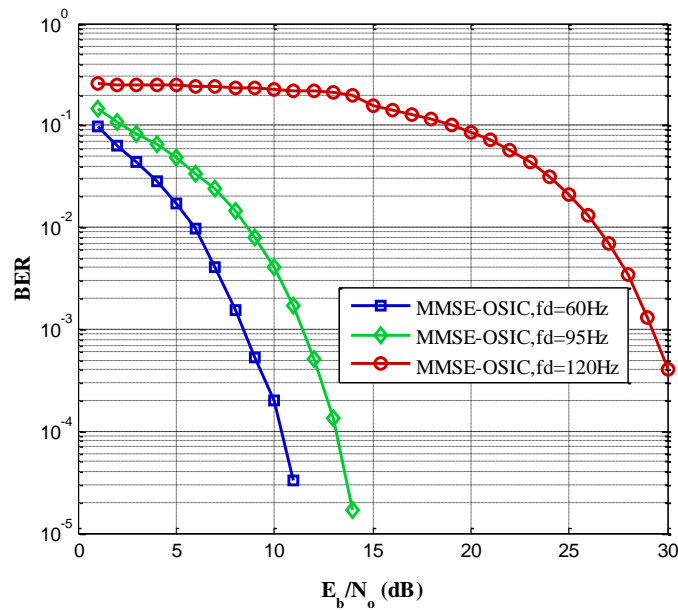


Figure 2.17–L'effet du décalage doppler sur le BER du système 2x2 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant le schéma ZP-OFDM avec le détecteur MMSE-OSIC.

La figure 2.18 présente le gain du canal en dB en fonction du temps, pour une fréquence doppler de 60 Hz (courbe bleu), 95 Hz (courbe rouge) et 120 Hz (courbe verte). D'après ces courbes nous remarquons clairement que la variation temporelle du canal est accentuée par l'augmentation de la fréquence doppler.

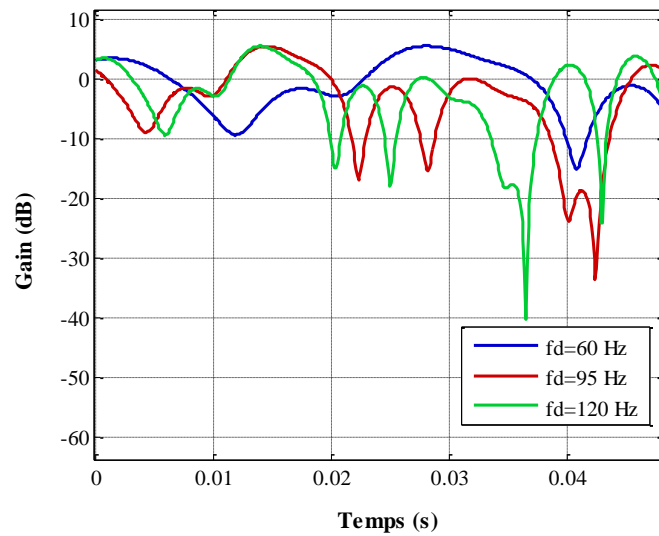


Figure 2.18–Gain d'un canal en fonction du temps pour les différentes valeurs de la fréquence doppler

5. Description du système MIMO-SDMA-OFDM multi-utilisateur

Dans cette section, nous considérons un système MIMO-SDMA-OFDM en liaison ascendante [Rhee *et al.* 2000, Vandenameele *et al.* 2002] comme le montre la Fig. 2.19, dans laquelle il existe L utilisateurs mobiles chacun est équipé d'une seule antenne d'émission et le récepteur de la station de base est doté d'un réseau d'antennes de R éléments. Le flux binaire de données des L utilisateurs $\mathbf{b}_l (l = 1, \dots, L)$ est mappé en symboles Binary Phase Shift Keying (BPSK), de sorte que chacun $\mathbf{b}_l \in \{\pm 1\}$. Un flux de symbole en série à l'entrée de chaque antenne d'émission est converti en parallèle et un signal OFDM est obtenu par l'opération (IFFT), un symbole OFDM ne contient pas que les données, il peut contenir une partie de symbole connue comme des pilotes qui servent à la synchronisation, ensuite un intervalle de garde de type Zero Padding (ZP) est ajouté à chaque symbole OFDM afin d'éliminer les interférences inter-symboles (ISI), ces symboles sont transmis dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat après une conversion en série. A la station de base, au niveau de chaque antenne réceptrice la séquence de symbole OFDM de chaque antenne est convertie en parallèle, puis l'intervalle de garde est enlevé et chaque symbole OFDM est démodulé par l'opération (FFT) ensuite les pilotes sont supprimés. Le signal reçu à la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM sur la $r^{\text{ème}}$ antenne de réception est défini par une superposition des L signaux d'utilisateurs évanouis et corrompu par le bruit gaussien additif blanc (AWGN), peut être exprimé par :

$$\mathbf{y}_r(\mathbf{m}, \mathbf{k}) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{r,l}(\mathbf{m}, \mathbf{k}) x_l(\mathbf{m}, \mathbf{k}) + \mathbf{n}_r(\mathbf{m}, \mathbf{k}) \quad (2.8)$$

Où $x_l(\mathbf{m}, \mathbf{k})$ est le symbole transmis sur la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse, la $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM et la $l^{\text{ème}}$ antenne d'émission et $\mathbf{n}_r(\mathbf{m}, \mathbf{k})$ est le vecteur du bruit de la $r^{\text{ème}}$ antenne réceptrice défini par une moyenne nulle et une variance σ_n^2 et $\mathbf{H}_{r,l}(\mathbf{m}, \mathbf{k})$ est le coefficient du canal dans le domaine fréquentiel entre la $r^{\text{ème}}$ antenne réceptrice et le $l^{\text{ème}}$ utilisateur, la matrice \mathbf{H} du canal MIMO est donnée par :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \dots & \mathbf{H}_{1L} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \dots & \mathbf{H}_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{R1} & \mathbf{H}_{R2} & \dots & \mathbf{H}_{RL} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où les $l^{\text{ème}}$ ($l = 1, 2, \dots, L$) colonnes de la matrice \mathbf{H} est souvent désignée par le nom de la signature spatiale des $l^{\text{ème}}$ utilisateurs mobiles à travers le réseau d'antennes à la réception. On suppose que le signal pour chaque utilisateur se propage sur un canal de Rayleigh à évanouissement plat. La réponse impulsionnelle complexe entre la $r^{\text{ème}}$ antenne de réception et le $l^{\text{ème}}$ utilisateur est donnée par :

$$\mathbf{h}_{r,l}(t) = \alpha_{r,l}(t) e^{j\phi_{r,l}(t)} \delta(t) \quad (2.10)$$

Où l'amplitude $\alpha_{r,l}(t)$ est une variable aléatoire distribuée de Rayleigh et la phase $\phi_{r,l}(t)$ est uniformément répartie dans $[0, 2\pi]$. Dans le système modélisé nous supposons que l'intervalle de garde est de type zero padding qui consiste à ajouter des échantillons nuls à la fin de chaque symbole OFDM après l'opération IFFT de l'émetteur et au niveau du récepteur le zero padding est supprimé avant l'opération FFT. L'équation (2.8) peut s'écrire sous la forme matricielle comme suit:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.11)$$

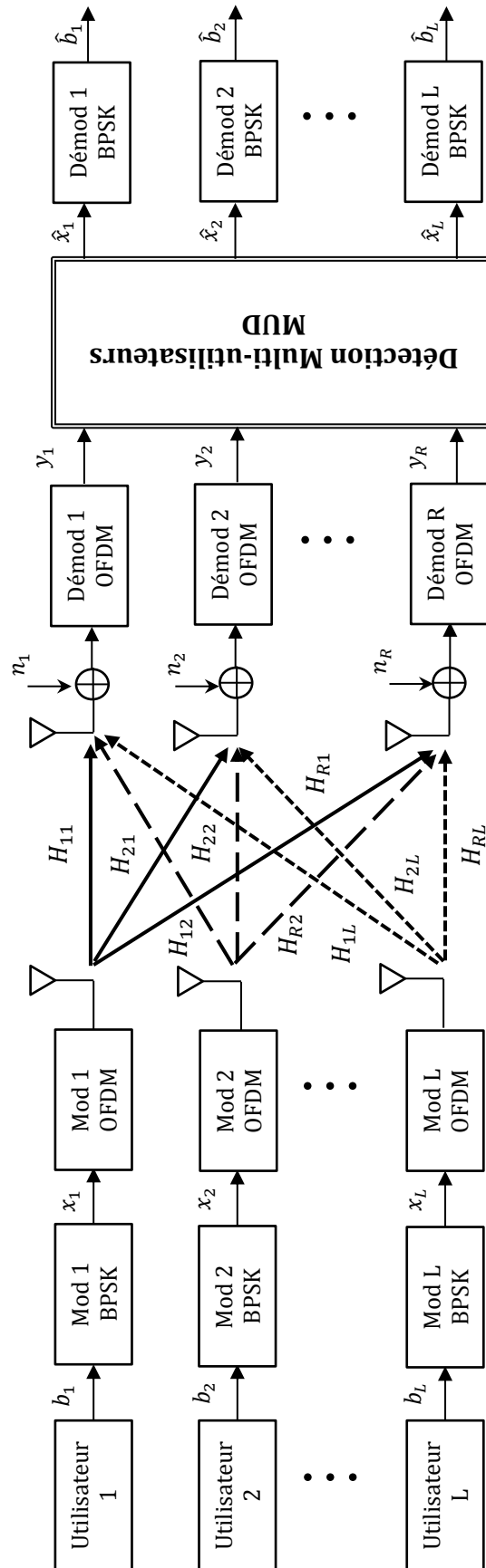


Figure 2.19–Diagramme en bloc d’un système SDMA-OFDM avec L utilisateurs et R antennes réceptrices

Où y est le signal reçu de dimension $(R \times 1)$, x est le signal transmis de dimension $(L \times 1)$, n est le vecteur du bruit de dimension $(R \times 1)$ et H est la matrice du canal dans le domaine fréquentiel de dimension $(R \times L)$.

6. Résultats de simulation

6.1. Etude comparative des détecteurs multi-utilisateurs MUD classiques dans un système MIMO-SDMA-OFDM

Cette section présente une étude de simulation sur l'évaluation de la performance d'une liaison ascendante SDMA-OFDM pour le scénario chargés et surchargés en employant la détection classique MMSE et la détection optimale ML. Les paramètres de simulation utilisés dans cette étude sont résumés dans le tableau 2.3.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'utilisateurs	2, 3, 4, 6, 8
Nombre d'antenne de réception	2, 3, 4
Techniques de modulation	BPSK
Caractéristique du canal	Rayleigh à évanouissement plat
Nombre de sous-porteuses OFDM	64
Nombre de sous-porteuse pilotes	4
Longueur du ZP	16
Schéma multi-porteuses	ZP-OFDM
Techniques de détection multi-utilisateurs (MUD)	MMSE, ML

Tableau 2.3–Paramètres de simulation du système MIMO-SDMA-OFDM

La figure 2.20 illustre une comparaison de la performance entre un système MIMO et un système MIMO-OFDM en utilisant la technique de détection multi-utilisateurs MMSE-MUD pour les différents scénarios à pleine charge ($L = R = 2$) et ($L = R = 3$). D'après les résultats du système avec deux utilisateurs et deux antennes à la réception (2×2), le BER atteint 10^{-3} pour un $E_b/N_0 = 7.5$ dB pour le système MIMO et 6 dB pour le système MIMO-OFDM. Ce qui montre clairement que l'association de la technique multi-porteuses OFDM à un système multi-antennes (MIMO) apporte une amélioration significative à la performance.

Mais la performance est toujours limitée par l’augmentation du nombre d’utilisateurs à l’émission.

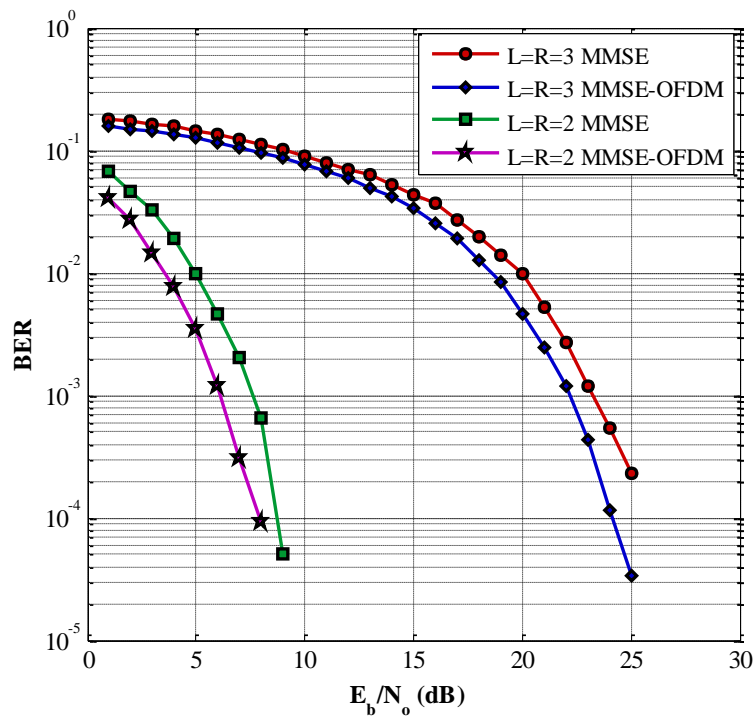


Figure 2.20–Comparaison de la performance BER entre système MIMO et MIMO-OFDM pour les différents scénarios à pleine charge.

Dans la figure 2.21 la performance BER du système multi-utilisateurs MIMO-SDMA-OFDM est comparée entre le détecteur multi-utilisateurs classique MMSE-MUD et le détecteur multi-utilisateurs optimal ML-MUD pour les différents scénarios à pleine charge ($L = R = 2$) et ($L = R = 3$). D’après cette figure, nous pouvons constater également que le détecteur ML est plus performant que le détecteur MMSE pour les deux scénarios, car le MMSE est limité devant les interférences d’accès multiples (MAI) qui augmentent avec l’augmentation du nombre d’utilisateurs, ce qui engendre une dégradation significative obtenue par l’évaluation du BER de MMSE-MUD. De ce fait le ML représente une meilleure solution pour combattre ce problème de limitation, mais malheureusement la complexité de calcul de ce dernier augmente exponentiellement avec le nombre d’utilisateurs.

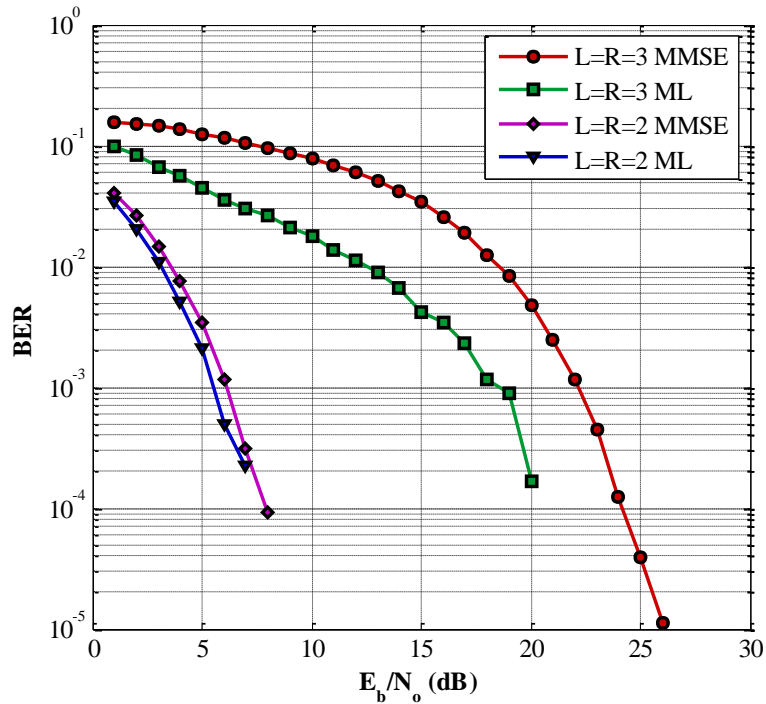


Figure 2.21–Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour les différents scénarios à pleine charge

La figure 2.22 illustre l'évaluation de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM pour les différents nombre utilisateurs et pour un nombre d'antennes réceptrices fixé à quatre au niveau de la station de base (BS). La performance BER du détecteur MMSE-MUD se dégrade d'autant plus que le nombre d'utilisateurs augmente en raison de l'imposition supplémentaire des interférences multi-utilisateurs. Toutefois, dans un environnement d'interférences multi-utilisateurs, le MMSE-MUD comme le montre la figure 2.20 ne peut seulement supporter un nombre maximale d'utilisateurs qui est égal au nombre d'antennes de réception, quatre antennes dans ce cas. Une fois que le nombre d'utilisateurs dépasse le nombre d'antennes de réception, le MMSE-MUD devient incapable de différencier entre les utilisateurs, ce qui résulte des interférences résiduelles élevées comme on le voit sur cette figure.

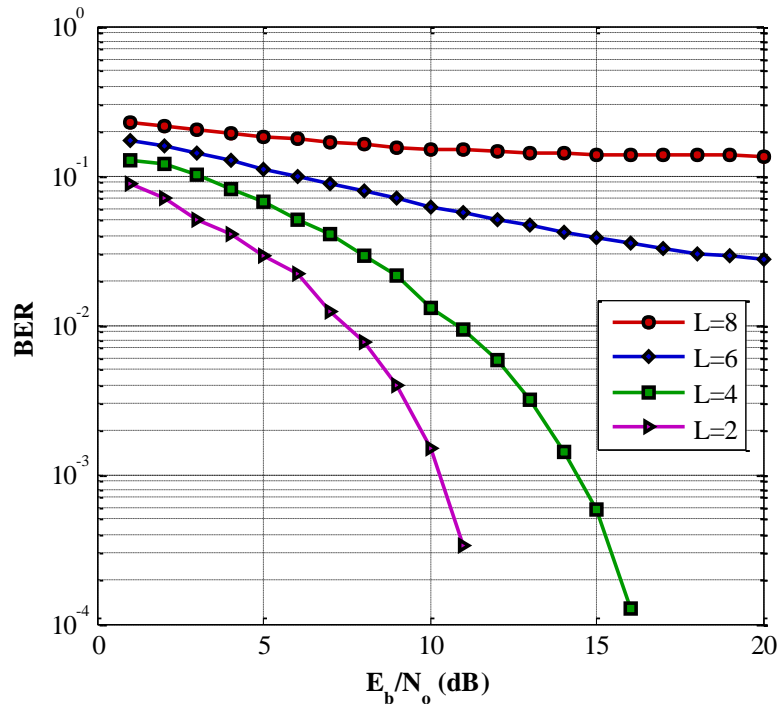


Figure 2.22–Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM équipé de $R = 4$ tout en faisant varier le nombre d'utilisateurs tout en employant le détecteur MMSE-MUD

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les détections multi-utilisateurs classiques (MUD) utilisées dans les systèmes à multiplexage spatial MIMO-VBLAST, MIMO-VBLAST-OFDM ainsi que les systèmes multi-utilisateurs MIMO-SDMA-OFDM afin de séparer les différents utilisateurs dans la station de base de la liaison ascendante. L'évaluation de la performance des différents détecteurs a été réalisée par une étude de simulation en trois phases. Dans la première phase, nous avons analysé et comparé la performance des différents détecteurs classiques d'un système MIMO-VBLAST en augmentant le nombre d'antennes à la réception. Dans la deuxième phase, nous avons analysé la performance de la technique conjointe VBLAST/OSIC d'un système MIMO-OFDM à un seul utilisateur avec l'utilisation du schéma CP/ZP-OFDM dans le contexte du canal de Rayleigh avec effet doppler, dont les résultats de simulation montrent que la performance ZF/MMSE-OSIC donne une performance très satisfaisante et très proche du ML avec une faible complexité de calcul, en outre, de nombreux résultats ont été mis en évidence, il a été démontré que la performance BER est sensiblement influencé par les techniques de modulation, le nombre de porteuses utilisées dans un système OFDM et la variation de la

fréquence doppler d'un canal sans fil. Dans la troisième phase, nous avons évalué la performance des détecteurs multi-utilisateurs MUD classiques tels que MMSE et ML dans un système SDMA-OFDM d'une liaison ascendante pour les deux scénarios chargés et surchargés. Nous pouvons conclure que les schémas de détection classique MUD ne parviennent pas à différencier entre les utilisateurs dans un scénario surchargé lorsque le nombre d'utilisateurs dépasse le nombre d'antennes de réception, en contrepartie la performance du détecteur ML est optimale mais au prix d'une complexité supplémentaire, en particulier dans le contexte d'un nombre élevé d'utilisateurs et pour des schémas de modulation d'ordre supérieur. Par conséquent, pour résoudre le problème de la détection multi-utilisateurs qui représente un problème d'optimisation combinatoire très complexe, on a tendance à recourir à des méthodes de détection avancées. A ce propos plusieurs méta-heuristiques ont été utilisées dans le contexte de la détection multi-utilisateurs, elles permettent de surmonter la limitation des détecteurs classiques car elles sont pratiquement simples à mettre en œuvre et leur complexité en terme d'évaluation de décision est inférieure à celle du détecteur à maximum de vraisemblance (ML). De ce fait, nous allons consacrer dans le chapitre suivant une description détaillée de quelques méthodes méta-heuristiques.

Chapitre 3

Étude sur les méthodes méta-heuristiques

1. Introduction

Les méta-heuristiques sont des méthodes d'optimisation robustes apparues dans les années 1980, visant à résoudre des problèmes d'optimisation difficiles dans divers domaines d'application tels que le domaine d'ingénierie, la production et la gestion industrielle, la recherche opérationnelle, l'intelligence artificielle, l'économie, etc., pour lesquels il est difficile de trouver un optimum global ou de bons optimums locaux par les méthodes les plus classiques connues.

Le problème d'optimisation confronté est souvent défini par une fonction objectif ou une fonction de coût, qu'on cherche à minimiser ou à maximiser par rapport à tous les paramètres considérés. De plus, les méta-heuristiques sont des algorithmes qui cherchent à trouver des solutions optimales ou approximatives de l'optimum dans un temps de calcul raisonnable.

Dans ce chapitre et après avoir élaboré quelques définitions préalables sur les problèmes d'optimisation combinatoires, les heuristiques et les méta-heuristiques, nous allons présenter une classification générale des méta-heuristiques en allant d'une recherche locale à base de solution unique vers une recherche globale reposant sur une population de solutions. Ensuite nous nous intéressons à décrire le principe de quelques méta-heuristiques les plus usuelles comme la méthode de descente, le recuit simulé, la recherche tabou, les algorithmes génétiques, les algorithmes de colonies de fourmis et les algorithmes d'accouplement des abeilles. Puis, nous mettons en relief l'intérêt de l'hybridation des méta-heuristiques et en fin nous nous concentrons sur l'utilisation de ces méthodes dans la détection multi-utilisateurs MUD pour les systèmes de communications sans fil.

2. Problème d'optimisation combinatoire

Un problème d'optimisation combinatoire est généralement défini par un ensemble de solutions possibles E (appelé aussi espace de recherche), et une fonction objectif F , où chaque solution $S \in E$ est associée à une valeur de la fonction objectif $F(S)$. D'où l'optimisation revient alors à déterminer la meilleure solution possible S^* qui maximise ou minimise la fonction objectif du problème posé. Dans le cas d'un problème de minimisation la solution $S^* \in E$ est dite optimale si est seulement si $F(S^*) \leq F(S)$, et dans le cas de maximisation $F(S^*) \geq F(S)$.

la résolution d'un problème d'optimisation consiste à trouver la meilleure solution $S \in E$ du problème, cette solution peut être définie soit localement ou globalement, la recherche locale revient à explorer dans des sous espaces restreints de l'espace de recherche une solution où la fonction est la plus petite de toutes les solutions approximatives (problème de minimisation), dans ce cas on parle d'un optimum local, d'un autre côté la recherche peut être effectuée dans tout l'espace de recherche, dans tel cas la solution est définie comme étant un optimum global, cette différence est illustrée dans la figure 3.1 [Paschos. 2005, Nocedal *et al.* 2006].

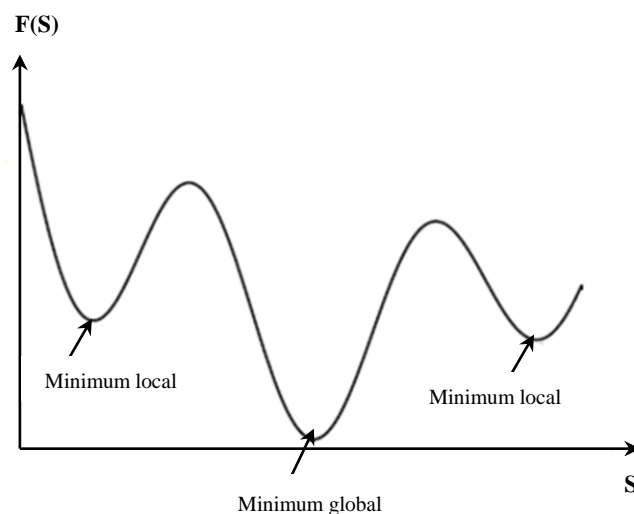


Figure 3.1–Différence entre un optimum local et global

Un problème d'optimisation peut être statique ou dynamique (i.e. la fonction objectif est soit stable ou variable au cours du temps), mono-objectif ou multi-objectif (i.e. une seule fonction ou plusieurs fonctions objectifs à optimiser), de même, le problème d'optimisation peut être de taille importante, ce qui devient difficile de trouver une solution satisfaisante en un temps de calcul raisonnable pour les méthodes exactes ou déterministes. Dans ce cas on

parle d'un problème d'optimisation «difficile», d'où nous devons faire face à la préconisation soit des heuristiques spécialisées, ou des méta-heuristiques basées sur une résolution approchée [Dréo. 2004].

3. Heuristiques et Méta-heuristiques

Les méthodes exactes ne sont pas toujours utilisables dans certains problèmes d'optimisation à cause notamment de certaines contraintes comme la complexité et le temps de calcul important, donc pour faire face à ces contraintes, nous avons fait recours à des méthodes approchées appelées heuristiques. Le terme heuristique est un mot d'origine grec *heuriskein*, qui signifie « trouver ». Une heuristique est une méthode approximative simple permettant d'obtenir rapidement une solution raisonnable pas nécessairement optimale pour un problème d'optimisation difficile. Les approches heuristiques sont généralement dédiées à des problèmes bien spécifiques.

Les méta-heuristiques sont des algorithmes d'optimisation conçus pour résoudre des problèmes d'optimisation dits difficiles, pour lesquels aucune heuristique classique plus efficace n'est connue. Les méta-heuristiques sont basées sur un processus stochastique itératif visant à explorer efficacement l'espace de recherche vers une solution optimum ou proche de l'optimum. Le mot méta-heuristique est la composition de deux mots grecs « méta » et « heuristique » qui désigne trouver à un plus haut niveau, en effet cette approche est plus générale car elle est appliquée sur une large variété de problèmes contrairement à une heuristique qui est adaptée à un problème particulier [Osman *et al.* 1996, Blum *et al.* 2003, Dréo *et al.* 2003].

Les méta-heuristiques sont souvent inspirées des processus naturels comme la physique (l'algorithme du recuit simulé), la biologie de l'évolution (l'algorithme génétique), et l'éthologie (l'algorithme de colonie de fourmi ou l'optimisation par essaim particulaire). Il existe un nombre important de méta-heuristique différentes allant d'une simple recherche locale à une recherche globale complexe, de ce fait nous pouvons distinguer deux classes de méta-heuristiques, celles qui sont basées sur une seule solution durant le processus de recherche (méta-heuristiques à solution unique) et celles qui se basent sur un ensemble de solution appelées méta-heuristiques à population de solutions [Siarry *et al.* 2014].

4. Les approches méta-heuristiques pour l'optimisation mono-objectif

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à étudier les approches méta-heuristiques consacrées à l'optimisation mono-objectif, dont le problème donné dispose d'une seule fonction objectif à résoudre. Cette catégorie d'optimisation regroupe deux classes fondamentales de méta-heuristiques ; les méta-heuristiques à solution unique et les méta-heuristiques à population de solutions, ainsi que leurs dérivées qui sont illustrées dans la figure 3.2.

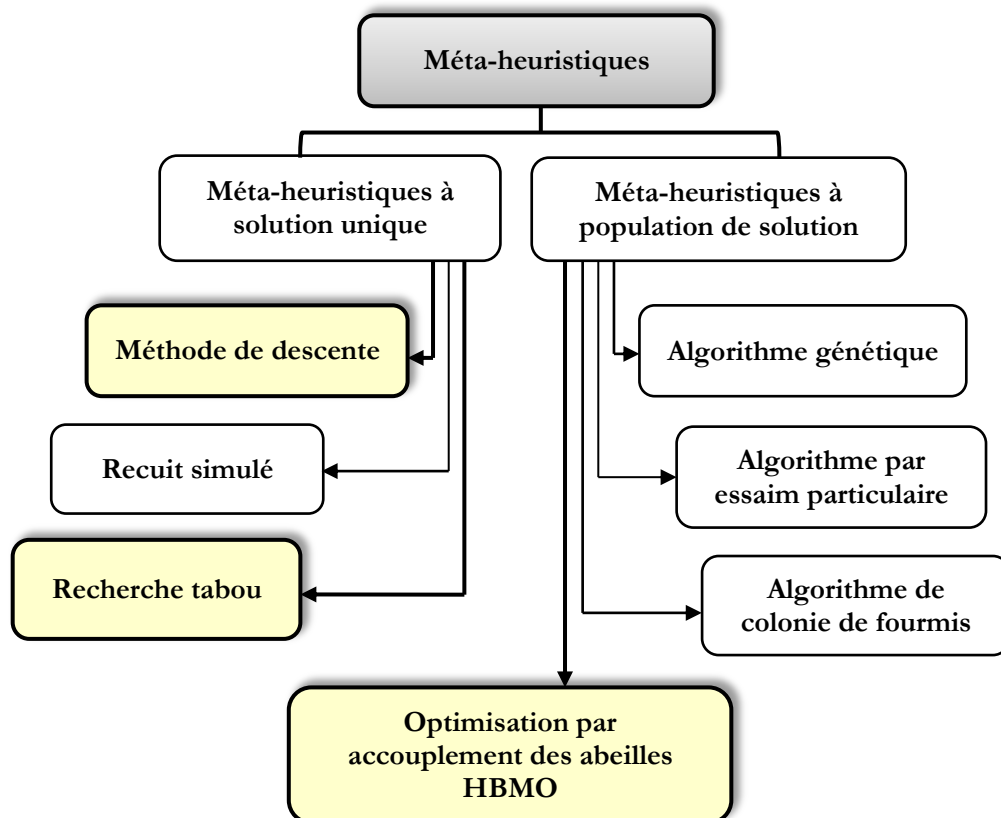


Figure 3.2–Classification des méta-heuristiques

4.1. Les méta-heuristiques à solution unique

Les méta-heuristiques à solution unique, aussi connues par les méthodes de recherche locale ou les méthodes de trajectoires, sont basées sur l'évolution d'une seule solution dans l'espace de recherche. Les méthodes de recherche locale démarrent d'une solution unique puis à chaque itération la solution courante est remplacée dans son voisinage par une nouvelle solution afin d'améliorer la fonction objectif. Les méta-heuristiques à solution unique englobent principalement plusieurs méthodes, dans cette section nous allons aborder une

description détaillée sur les méthodes les plus connues telles que la méthode de descente, la méthode du recuit simulé et la méthode de recherche tabou.

4.1.1. La méthode de descente

La méthode de descente (DM : Descent Method) ou la méthode de recherche locale (LS : Local Search) est l'une des méthodes d'optimisation la plus simple à mettre en œuvre. Son principe de fonctionnement consiste à partir d'une solution initiale aléatoire S , de choisir à chaque itération la meilleure solution $S' \in N(S)$ dans son voisinage qui minimise la fonction objectif, le critère d'arrêt est atteint lorsqu'aucune amélioration de la solution courante S n'est plus possible. Les étapes de fonctionnement de cette méthode sont présentées dans l'Algorithme 3.1.

L'inconvénient majeur de la méthode de descente est qu'elle ne présente aucune forme de diversification dans son processus de recherche. De plus elle se trouve piégée dans le premier optimum local rencontré.

Algorithme 3.1 : Algorithme de descente (le cas de minimisation)

1. Déterminer une solution aléatoire S
 2. Calculer la fonction objectif $F(S)$ associée à la solution initiale S
 3. Initialiser la solution optimale : $S_{opt} \leftarrow S$
 4. **Tant que** la condition d'arrêt n'est pas vérifiée **Faire**
 5. Déterminer une liste de solutions dans le voisinage de la solution courante $N(S)$
 6. Choisir la meilleure solution S' parmi les solutions voisines
 7. **Si** $F(S') < F(S)$ **Alors**
 8. $S \leftarrow S'$, $S_{opt} \leftarrow S$
 9. **Fin Si**
 10. **Fin tant que**
 11. **Retourner** la solution optimale S_{opt}
-

4.1.2. Le recuit simulé

Le recuit simulé (SA : Simulated Annealing) est une méthode de recherche locale qui a été introduite pour la première fois par Kirkpatrick en 1983 [Kirkpatrick *et al.* 1983], en s'inspirant

d'un processus utilisé en Métallurgie¹¹ [Metropolis *et al.* 1953] appelé « recuit », qui consiste à chauffer un matériau à température élevée puis le laisser refroidir lentement dans le but d'obtenir un matériau homogène (stable) avec un état d'énergie le plus minimal possible. La méta-heuristique du recuit simulé est généralement basée sur un algorithme probabiliste de Metropolis qui permet d'atteindre l'équilibre thermodynamique d'un système afin de résoudre une large gamme de problèmes d'optimisation combinatoire [Koulamas *et al.* 1994].

Dans l'algorithme du recuit simulé la fonction objectif est analogue à l'énergie du matériau et la température représente un paramètre de contrôle qui définit le processus de refroidissement. Le principe général du recuit simulé est décrit dans l'Algorithme 3.2 [Benaichouche. 2014], en commençant par générer aléatoirement une solution initiale \mathbf{S} de l'espace de recherche et une température initiale, puis à chaque itération une nouvelle solution \mathbf{S}^* est choisie au voisinage de la solution courante $\mathbf{N}(\mathbf{S})$, cette dernière est acceptée si et seulement si ΔF est négatif, dans le cas contraire elle est acceptée mais avec une certaine probabilité appelée probabilité d'acceptance $e^{\frac{-\Delta F}{T}}$, cette étape est répétée à une température fixe jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint, une fois que le système atteint ce dernier, la température est diminuée et le processus est répété pour un nouvel équilibre. Et ainsi de suite jusqu'à ce que la condition d'arrêt est vérifiée (le système atteint la température minimale) [Menon *et al.* 2004, Banerjee *et al.* 1990, Sekihara *et al.* 1992].

Dans le recuit simulé, quatre paramètres de contrôle cruciaux permettent de garantir le bon fonctionnement de l'algorithme et leur réglage permet d'atteindre de meilleures performances : le choix de la température initiale, la condition de détection d'équilibre pour une température donnée, le facteur de réduction de la température et la température minimale décisive [Benvenuto *et al.* 1992].

Algorithme 3.2 : Algorithme du recuit simulé

Définir la fonction objectif, la température maximale T_{max} et la température minimale T_{min}

1. Initialiser la température $T \leftarrow T_{max}$
 2. Générer une solution initiale aléatoire \mathbf{S}
 3. Calculer la fitness $F(\mathbf{S})$ associée à la solution initiale \mathbf{S}
 4. Initialiser la solution optimale $\mathbf{S}_{opt} \leftarrow \mathbf{S}$
 5. **Tant que** la condition d'arrêt n'est pas vérifiée $T > T_{min}$ **Faire**
-

¹¹ Science des matériaux

6. **Tant que** l'équilibre thermodynamique n'est pas atteint **Faire**
 7. Tirer une nouvelle solution S^* dans le voisinage de S
 8. Calculer la variation d'énergie $\Delta F = F(S^*) - F(S)$
 9. **Si** $\Delta F \leq 0$ **Alors**
 10. Accepter la nouvelle solution : $S \leftarrow S^*$
 11. **Sinon**
 12. **Si** $\exp\left(\frac{-\Delta F}{T}\right) > r$ avec $r = \mathit{rand}[0, 1]$
 13. Accepter la nouvelle solution : $S \leftarrow S^*$
 14. **Sinon**
 15. rejeter la nouvelle solution : $S \leftarrow S^*$
 16. **Fin Si**
 17. **Fin Si**
 18. **Si** $F(S^*) < F(S)$
 19. Mettre à jour la solution optimale: $S_{opt} \leftarrow S^*$
 20. **Fin Si**
 21. **Fin Tant que**
 22. Réduction de la température $T = c \times T$
 23. **Fin Tant que**
-

4.1.3. La méthode de recherche tabou

La méthode de recherche tabou (TS: Tabu Search) est une méthode de recherche locale qui a été proposée pour la première fois par Fred Glover en 1986 [Glover. 1986], elle a été largement utilisée pour la résolution d'un grand nombre de problème d'optimisation combinatoire. La principale caractéristique de cette approche est l'exploration intelligente de l'espace de recherche par l'utilisation du mécanisme de la mémoire adaptative [Rodriguez-Tello *et al.* 2015].

Le principe de base de cette méthode est illustré dans l'Algorithme 3.3. L'exploration commence par une solution initiale générée d'une manière aléatoire S , ensuite à chaque itération un ensemble de solutions de son voisinage $N(S)$ est évalué et la meilleure solution est sélectionnée S' comme étant la nouvelle solution pour la prochaine itération. Afin d'éviter de retourner vers la même solution déjà visitée (les mouvements cycliques) ainsi que de

diriger la recherche vers de nouvelles régions non visitées, l'algorithme TS accepte parfois de choisir une solution moins bonne que la solution courante, permettant de s'échapper aux minimas locaux contrairement aux autres méthodes de recherche locale comme la méthode de descente et le recuit simulé. Pour cela la recherche tabou utilise une mémoire appelée "liste tabou T " qui enregistre les dernières solutions trouvées, ces solutions sont classées dans cette liste en tant que des solutions interdites ou tabou d'où l'origine du nom "recherche tabou" [Glover. 1989, Glover. 1989, Beker *et al.* 2004].

L'avantage majeur de la recherche tabou par rapport aux autres méthodes de recherche locale est l'utilisation du statut tabou dans le but d'échapper aux minima locaux, de même la méthode TS nécessite un déplacement vers la nouvelle solution en explorant l'ensemble du voisinage, contrairement à la méthode du recuit simulé qui choisit aléatoirement une solution dans son voisinage.

Cependant, dans l'algorithme de recherche tabou, la taille de la mémoire est un paramètre important permettant de guider de façon approprié le processus de recherche, en favorisant soit l'intensification dans le cas où la taille de la mémoire est faible, cela permet souvent de visiter les mêmes solutions, en revanche si la taille de la mémoire est augmentée alors la diversification est favorisée en visitant de nouvelles régions plus vastes [Xhafa *et al.* 2015].

Algorithme 3.3 : Algorithme de la recherche tabou

1. Déterminer une solution initiale S
 2. Calculer la fonction objectif $F(S)$ associée à la solution initiale S
 3. Initialiser la solution optimale : $S_{opt} \leftarrow S$
 4. **Tant que** la condition d'arrêt n'est pas vérifiée **Faire**
 5. Générer une liste des candidats dans le voisinage de la solution courante $N(S)$
 6. Sélectionner la meilleure solution S' non tabou parmi les candidats
 7. $S \leftarrow S'$
 8. **Si** $F(S) < F(S_{opt})$ **Alors**
 9. $S_{opt} \leftarrow S$
 10. **Fin Si**
 11. Mettre à jour la liste taboue
 12. **Fin tant que**
 13. **Retourner** la solution optimale S_{opt}
-

4.2. Les méta-heuristiques à population de solution

Contrairement aux méthodes de recherche locale qui progressent à partir d'une solution unique, les méta-heuristiques à population de solution permettent de manipuler un ensemble de solution à chaque itération. Dans cette catégorie on retrouve deux familles de méta-heuristiques à population de solution: les algorithmes évolutionnaires inspirés de la théorie de l'évolution de Charles Darwin et les algorithmes d'intelligence en essaim inspirés de l'éthologie et de la biologie.

4.2.1. Les algorithmes évolutionnaires

Les algorithmes évolutionnaires sont des d'algorithmes d'optimisation développés aux cours des années 1950, pour résoudre les divers problèmes d'optimisation, ces algorithmes ont été inspirés de l'évolution des êtres vivants «théorie darwinienne de la sélection naturelle des espèces», le principe de cette théorie stipule que les individus les plus adaptés à leur milieu ont tendance à survivre et à reproduire, tandis que les plus faibles ont tendance à disparaître [Darwin. 1859]. La figure 3.3 décrit les principales étapes d'un algorithme évolutionnaire [Siarry *et al.* 2014].

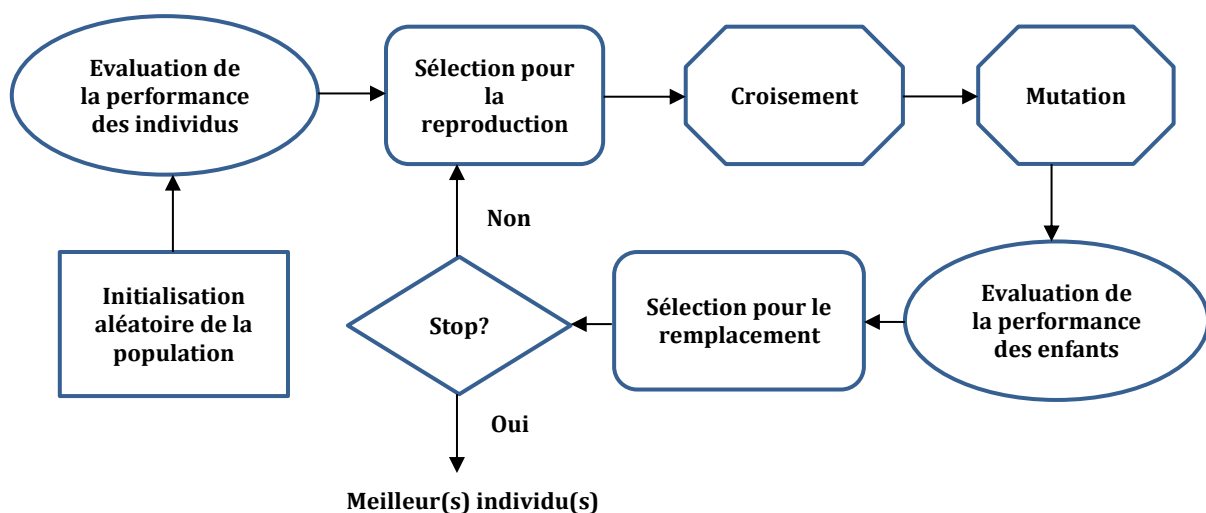


Figure 3.3–Principe de l’algorithme évolutionnaire [Siarry *et al.* 2014]

4.2.1.1. L’algorithme génétique

L'algorithme génétique (GA: Genetic Algorithm) est un algorithme de recherche stochastique itératif le plus populaire et le plus utilisé dans la classe des algorithmes

évolutionnaires [Goldberg. 1989], il a été développé par John Holland en 1975 en s'inspirant de la génétique et de l'évolution naturelle des êtres vivants [Holland. 1975]. L'algorithme génétique repose sur une population d'individu, où chaque individu représente une solution du problème considéré. A chaque itération, une population (parents) donne naissance à une nouvelle génération (enfants) en utilisant des opérateurs génétiques tels que: la sélection, le croisement, la mutation et le remplacement. Les algorithmes évolutionnaires s'appuient sur un modèle commun décrit par l'Algorithme 3.4 [Haupt *et al.* 2004].

Algorithme 3.4 : Algorithme génétique

1. Initialisation de la population de N individus
 2. Evaluation des N individus
 3. **Tant que** la condition d'arrêt n'est pas vérifiée **Faire**
 4. Sélection des ρ individus pour la reproduction
 5. Croisement des ρ individus sélectionnés
 6. Mutation λ enfants obtenus
 7. Evaluation des λ enfants obtenus
 8. Sélection pour le remplacement
 9. **Fin Tant que**
-

L'algorithme génétique dispose principalement de quatre opérations principales [Sastry *et al.* 2005]:

- **L'opération de sélection :** est un processus qui consiste à favoriser les individus les plus appropriés de la population pour la reproduction de la nouvelle génération en se basant sur les valeurs de la fonction objectif, les individus qui ont les valeurs de la fonction objectif la plus faible ont tendance à être sélectionnés.

- **L'opération de croisement :** est un mécanisme qui permet de combiner les caractéristiques des individus parents pour générer de nouveaux enfants. La figure 3.4 illustre le principe du croisement en un seul point et en deux points. Dans le cas du processus de croisement en un seul point, les deux chaînes des parents se croisent en sélectionnant au départ un point de croisement aléatoirement et identique pour les deux parents et en échangeant les parties situées à droite. Tandis que le processus de croisement en deux points, a pratiquement le même principe que le précédent, la seule différence est qu'il y a deux points

de croisement choisis aléatoirement et les parties situées entre les deux point de croisement sont échangées.

- **L'opérateur de mutation :** est une procédure qui permet de modifier aléatoirement un gène de l'individu de l'enfant après l'opération de croisement. Par exemple, dans la représentation binaire le bit « 1 » est modifié par « 0 » et vice versa. Le principe de l'opération de mutation binaire est présenté par la figure 3.5.

- **L'opérateur de remplacement :** consiste à remplacer les individus de l'ancienne population (parents) par la nouvelle génération (enfants), l'ancienne population peut être remplacée par différentes manières: soit la remplacer en totalité par la nouvelle population, ou bien remplacer les pires individus de l'ancienne par les meilleurs de la nouvelle.

L'algorithme GA comprend plusieurs paramètres qui vont converger plus au moins rapidement à l'optimum global: la taille de la population, le mécanisme de sélection, le type de croisement, la probabilité de croisement et de mutation et la stratégie de remplacement.

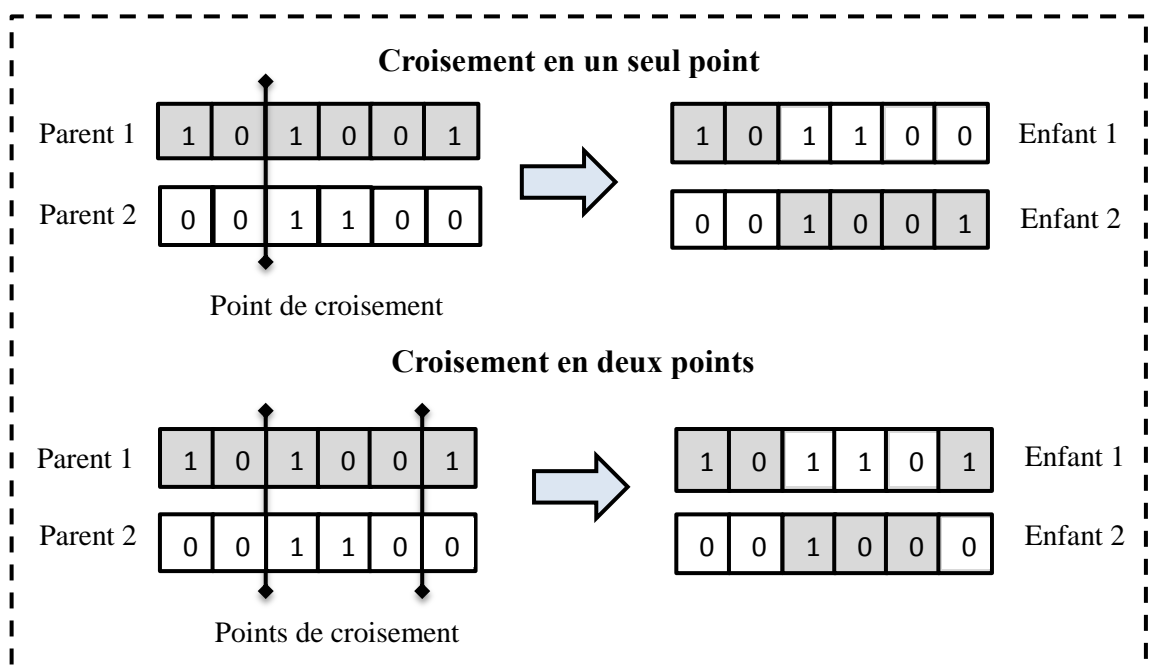


Figure 3.4–Opération de croisement en un seul point et en deux points

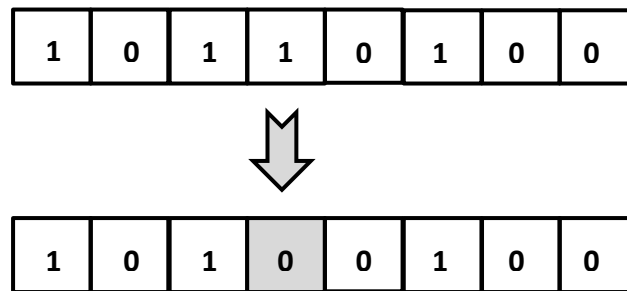


Figure 3.5–Opération de mutation en représentation binaire

4.2.2. Les algorithmes d'intelligence en essaim

L'intelligence en essaim est une nouvelle approche de résolution des problèmes d'optimisation complexes en s'inspirant des comportements sociaux des insectes et d'autres animaux. Les algorithmes d'intelligence en essaim les plus connus sont: les algorithmes de colonies de fourmis et les algorithmes de colonies d'abeilles, que nous allons décrire comme suit.

4.2.2.1. L'algorithme de colonies de fourmis

Les fourmis sont des insectes sociaux trouvées pratiquement dans tous les écosystèmes terrestres et subissent les mêmes contraintes que les autres organismes vivants sur terre : se nourrir, se loger, se défendre et se reproduire. Ce qui caractérise cependant les fourmis c'est qu'elles répondent avec un grand succès à toutes ces problématiques de façon collective. Leurs activités collectives résident notamment sur le partage du travail (pour construction du nid), le partage d'information (pour la recherche de la nourriture), la flexibilité (l'aptitude de s'adapter à leur environnement). En effet, c'est par cette particularité des fourmis, que les chercheurs ont pensé à transformer les modèles du comportement réel collectif des fourmis en méthodes efficaces pour résoudre de divers problèmes d'optimisation [Siarry *et al.* 2014].

L'optimisation par colonies de fourmis (ACO : Ant Colony Optimization) est une méta-heuristique introduite par Dorigo en 1996 [Dorigo *et al.* 1996] qui s'inspire du comportement collectif des fourmis réelles dans le processus de recherche de la nourriture en optimisant le chemin parcouru entre le nid et la source de nourriture. Les fourmis réelles ont la capacité de communiquer indirectement entre elles par le dépôt sur le sol d'une substance chimique dénommée "phéromone", dans le but de marquer une trace attirante (odorante) pour les autres fourmis (figure 3.6). Les phéromones selon leur composition, ont la propriété de s'évaporer plus au moins rapidement avec le temps: une trace qui n'est pas dense en quantité de

phéromone a tendance à disparaître. Ce mode de communication indirecte est appelée « stigmergie».



Figure 3.6–Illustration des fourmis suivant une piste de phéromone [Dréo *et al.* 2003]

la figure 3.7 illustre la procédure d'optimisation du chemin parcouru par la colonie de fourmis entre le nid et la source de nourriture, au début (figure 3.7 (a)) les fourmis commencent par explorer aléatoirement les environs du nid N à la recherche d'une source de nourriture F , après les fourmis finissent par trouver la source de nourriture en empruntant deux directions avec la même probabilité, ensuite elles retournent à leur nid en rapportant avec eux de la nourriture et déposent ainsi sur leurs chemins une quantité de phéromone afin de marquer leurs traces, à ce moment, les autres membres de la colonie sortent du nid se dirigeant vers la source de nourriture détectent la présence de phéromone et suivent ce chemin en renforçant à leurs tour le marquage des pistes de phéromone, après un certain temps, le trajet le plus court présente une concentration de phéromone élevée et donc est le plus attirant et si on prend en considération l'évaporation du phénomène les chemins les moins renforcés finissent par disparaître, et par conséquent le chemin le plus court sera emprunté par toutes les fourmis (figure 3.7 (b)) [Dorigo *et al.* 2006].

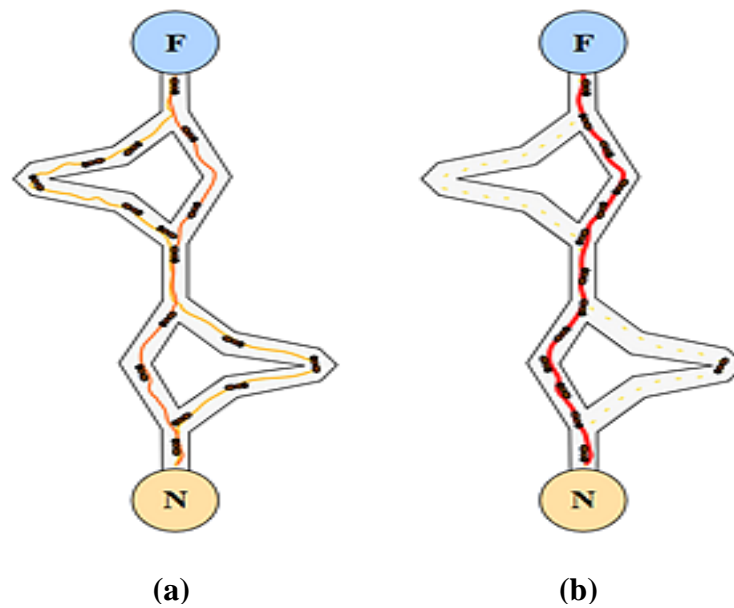


Figure 3.7– Processus d’optimisation du chemin parcouru par une colonie de fourmis. (a) au début de la recherche, (b) à la fin de la recherche

4.2.2.2. L’algorithme d’accouplement des abeilles

- **Aperçu général sur une colonie d’abeilles**

Les abeilles sont des insectes sociaux qui vivent en communauté au sein de la ruche appelée une colonie. En effet, une colonie d'abeilles se compose de faux-bourdon (Drones), de reines (Queens), d'ouvrières (Workers) et des couvains (Broods) comme le montre la figure 3.8. Dans la vie réelle des abeilles, une colonie est généralement constituée d'une seule reine qui survivra dans la ruche, et qui est spécialisée dans la reproduction des abeilles (femelle fertile), zéro à plusieurs milliers de faux-bourdon et habituellement 10.000 à 60.000 ouvrières. Une reine peut vivre jusqu'à 5 à 6 ans, seule la reine est alimentée par la gelée royale de couleur blanche laiteuse qui fait d'elle la plus grande de toutes les abeilles de la ruche alors que les faux-bourdon et les ouvrières ne vivent jamais plus de 6 mois. Les faux-bourdon représentent les mâles de la colonie d'abeilles, leur fonction est de s'accoupler avec les reines en ajoutant leur sperme à la spermathèque de la reine, mais après le processus d'accouplement ces derniers meurent, tandis que les ouvrières sont considérées comme des abeilles non reproductrices (femelles stériles), qui sont spécialisées dans les soins des couvains [Fathian *et al.* 2007].

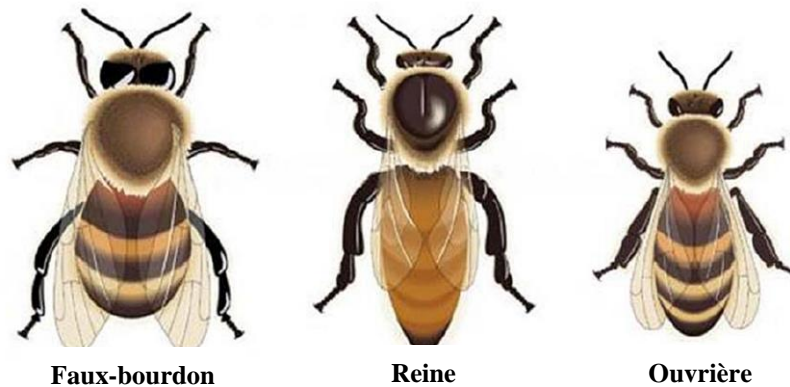


Figure 3.8–Communautés d’une colonie d’abeilles

▪ **Principe de fonctionnement de l’algorithme HBMO**

L’algorithme HBMO (Honey Bees Mating Optimization) est une méta-heuristique très récente qui fait partie de la classe des algorithmes d’intelligence en essaim dont leur principe est basé sur l’accouplement naturel des reines chez les abeilles, qui a été proposé pour la première fois par Abbass en 2001 [Abbass. 2001]. Lors de la mise en œuvre de l’algorithme HBMO, l’utilisateur doit définir trois paramètres: le nombre des reines, la taille de la spermathèque qui correspond au nombre maximum d’accouplement par la reine dans un vol nuptial unique, et le nombre des couvains générés par la reine qui est principalement égal au nombre correspondant à la taille de la spermathèque de la reine. Cet algorithme commence par générer aléatoirement une population initiale, sur la base de l’évaluation de la fitness de tous les individus de la population, la meilleure solution est classée comme une reine et le reste représente les faux-bourdons. Le processus d’accouplement des reines se déroule loin de la ruche, où la reine commence son vol nuptial durant lequel les faux-bourdons la poursuivent et accouplent avec elle dans l’air, pendant ce processus la reine s’accouple plusieurs fois (sept à vingt faux-bourdons), ce nombre peut varier selon la saison et la maturité des males disponibles, par contre, les faux-bourdons une seule fois. Après chaque accouplement réussi, les spermatozoïdes du faux-bourdon sont ajoutés à la spermathèque de la reine selon la probabilité donnée par:

$$Prob(Q, D) = \exp\left[\frac{-\Delta(f)}{S(t)}\right] \quad (3.1)$$

Ou $Prob(Q, D)$ représente la probabilité d'ajouter les spermatozoïdes du faux-bourdon (D) dans la spermathèque de la reine (Q) (probabilité d'accouplement réussie)

Avec $\Delta(F)$ est la différence absolue entre la fitness du faux-bourdon $F(D)$ et la fitness de la reine $F(Q)$

$$\Delta(F) = |F(Q) - F(D)| \quad (3.2)$$

$S(t)$ est la vitesse de la reine à l'instant t , La probabilité d'accouplement est élevée lorsque la reine est au début du vol (l'énergie ou vitesse élevée), ou lorsque la fitness du drone est aussi bonne que celle de la reine.

Au début du vol nuptial, la reine est initialisée avec un contenu d'énergie et une vitesse qui sont générées aléatoirement (énergie et vitesse ont le même effet l'une d'entre elles devra être utilisée), et revient à la ruche lorsque le niveau d'énergie atteint un seuil ou bien lorsque la spermathèque de la reine devient pleine. Le vol nuptial peut être considéré comme un ensemble de transitions dans l'espace de recherche (environnement), où à chaque transition, la reine se déplace avec une certaine vitesse et une certaine énergie qui décroît selon:

$$S(t + 1) = \alpha \times S(t) \quad (3.3)$$

$$E(t + 1) = \alpha \times E(t) \quad (3.4)$$

Où $\alpha \in [0,1]$ est un facteur de réduction de la vitesse et de l'énergie après chaque transition

Une fois que la spermathèque atteint le maximum, la reine retourne à sa ruche et choisit au hasard un faux-bourdon de la spermathèque, ensuite effectue un croisement des génotypes de la reine et du faux-bourdon sélectionné pour générer des couvains, dans l'algorithme HBMO la fonctionnalité des ouvrières est de prendre soin des couvains et de les nourrir par la gelée royale (aliment spécial de la reine) afin de les rendre plus potentiel d'être la prochaine reine, par conséquent, chaque ouvrière est représentée comme une heuristique qui agit pour améliorer et/ou prendre soin de l'ensemble des couvains en employant une recherche locale, si le couvain généré est plus performant que la reine, il la remplace et un autre vol est lancé avec la nouvelle reine [Afshar *et al.* 2007, Haddad *et al.* 2006, Kang *et al.* 2010].

Le principe de fonctionnement de l'algorithme HBMO se résume principalement en cinq étapes selon la figure 3.9 [Karimi *et al.* 2014, Horng, 2010]:

- **Vol nuptial des reines avec les faux-bourdon:** l’algorithme commence avec un vol nuptial, où la reine sélectionne les faux-bourdon (liste des faux-bourdon), selon la règle probabiliste (equ.3.1) pour former la spermathèque, ensuite un seul faux-bourdon est choisi au hasard pour générer les couvains.
- **Création de nouveaux couvains :** les couvains sont créés par l’opérateur de croisement entre les génotypes de la reine et du faux-bourdon sélectionné
- **L’utilisation des ouvrières :** les couvains générés sont améliorés par les ouvrières en employant le processus de recherche locale.
- **Adaptation de la fitness des ouvrières :** dans la nature cette étape n’existe pas, l’adaptation de la fitness des ouvrières est basée sur l’amélioration apportée aux couvains, ou la fitness de chaque ouvrière est mise à jour pour donner plus de chance aux ouvrières qui ont un effet plus positif.
- **Remplacement de la reine :** si le nouveau couvain est meilleur que la reine, alors il prend la place de la reine et s’il ne parvient pas à la remplacer, il sera l’un des faux-bourdon dans le prochain vol nuptial.

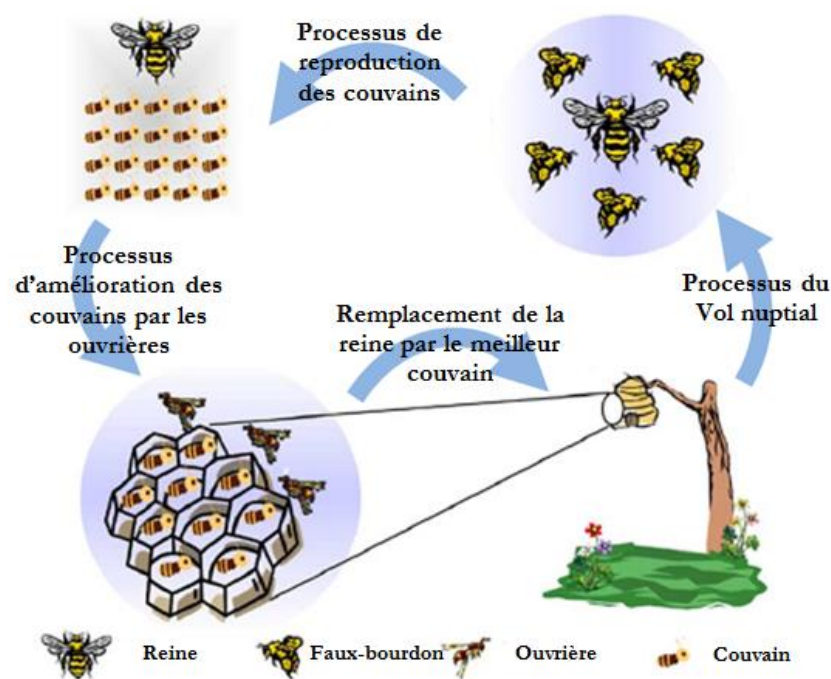


Figure 3.9–Processus d’accouplement des reines avec les faux-bourdon

Cependant l’algorithme HBMO est décrit en détail dans le pseudo-code (Algorithme 3.5) [Sabar *et al.* 2012, Marinaki *et al.* 2010] :

Algorithme 3.5 : Algorithme d’accouplement des abeilles (HBMO)

1. Initialisation des paramètres HBMO
 - η_{sp} : La taille maximale de la spermathèque de la reine
 - S_q : La taille initiale de la spermathèque de la reine
 - $E(t)$ et $S(t)$: L’énergie et la vitesse de la reine ($E(t), S(t) \in [0.5, 1]$)
 - α : facteur de réduction de l’énergie et de la vitesse ($\alpha \in [0, 1]$)
 - M : Le nombre maximum du vol d’accouplement (Mating)
 2. Génération aléatoire de la population initiale
 3. Evaluation et classement de la valeur de la fonction fitness de chaque individu de la population
 4. Sélection du meilleur individu comme une reine
 5. **Tant que** $itr \leq M$ **Faire**
 6. **Tant que** $E > E_{min}$ & $S_q < \eta_{sp}$ **Faire**
 7. Sélection aléatoire du faux-bourdon
 8. **Si** le faux-bourdon satisfait la probabilité d’accouplement
 9. Faire l’accouplement (croisement entre le faux-bourdon sélectionné et la reine → génération des couvains)
 10. Ajouter le couvain à liste des couvains
 11. Mise à jour la spermathèque de la reine $S_q = S_q + 1$
 12. **Fin Si**
 13. Mise à jour de l’énergie ou la vitesse de la reine
 14. $E(t + 1) = \alpha \times E(t)$ ou $S(t + 1) = \alpha \times S(t)$
 15. **Fin Tant que**
 16. Amélioration de la fitness des couvains par les ouvrières en utilisant le processus de la recherche locale
 17. **Si** la fitness du couvain amélioré est meilleure que celle de la reine
 18. Remplacer la reine par ce couvain
 19. **Sinon** ajouter ce couvain à la liste des faux-bourdons
 20. **Fin Si**
 21. Mise à jour de la population des faux-bourdons (remplacer les mauvais faux-
-

bourdons par les meilleurs couvains)

22. Fin Tant que

23. Retour à la reine (meilleure solution)

5. Hybridation des méta-heuristiques

Au cours de ces dernières années, le concept d'hybridation des méta-heuristiques est devenu très populaire dans le domaine d'optimisation, car les meilleurs résultats trouvés sont obtenus par les algorithmes hybrides de plusieurs méta-heuristiques qu'elles appartiennent au groupe de la recherche locale en se basant sur l'intensification ou qu'elles appartiennent au groupe de la recherche globale qui repose sur la diversification, et l'objectif est souvent de combiner les avantages et les inconvénients de chacune d'elles dans un même algorithme afin de trouver un bon compromis. La classification des méta-heuristiques hybrides est proposée selon la taxonomie de Talbi (figure 3.10), cette classification est regroupée en deux catégories : une hybridation hiérarchique et une hybridation plate.

5.1. Classification hiérarchique

La classification hiérarchique se subdivise en deux classes: l'hybridation de bas niveau qui est définie lorsque la fonction d'une méta-heuristique est remplacée par une autre méta-heuristique, la seconde classe concerne l'hybridation de haut niveau qui utilise des méta-heuristiques autonomes où il n'y a pas une relation directe dans leur fonctionnement interne. Chacune de ces deux classes est subdivisée en deux autres classes : en relai et en co-évolution, on dit qu'une hybridation est en relai lorsque les méta-heuristiques sont exécutées séquentiellement, en utilisant la sortie de la première méta-heuristique comme l'entrée de la seconde. L'hybridation en co-évolution représente un modèle dans lequel les agents coopèrent en parallèle pour explorer les différentes zones de l'espace de recherche. Selon la taxonomie hiérarchique, quatre classes d'hybridation peuvent être distinguées : bas niveau en relais, bas niveau en co-évolution, haut niveau en relais et haut niveau en co-évolution.

5.1.1. Hybridation de bas niveau en relais

L'hybridation de bas niveau en relais (LRH: Low-Level Relay Hybrid) représente un algorithme dans lequel une méta-heuristique est intégrée dans une méta-heuristique à solution unique, cette classe regroupe généralement les méta-heuristiques à solution unique. Par exemple intégration de la recherche locale (LS) dans la méthode du recuit simulé.

5.1.2. Hybridation de bas niveau en co-évolution

L'hybridation de bas niveau en co-évolution (LTH: Low-Level Teamwork Hybrid) consiste à incorporer une méta-heuristique à solution unique basée sur l'exploitation dans une méta-heuristique à population de solution basée sur l'exploration, sachant que les algorithmes à population de solution ont tendance à mieux explorer les zones les plus vastes contrairement aux algorithmes à solution unique qui sont puissants en exploitation, cette classe d'hybridation est très populaire et elle a été appliquée avec succès dans de nombreux problèmes d'optimisation. Un bon exemple de cette coopération est l'algorithme évolutionnaire dans lequel l'opérateur de mutation est remplacé soit par la méthode de descente, le recuit simulé ou bien la recherche tabou.

5.1.3. Hybridation de haut niveau en relais

L'hybridation de haut niveau en relais (HRH: High-Level Relay Hybrid) est définie lorsque des méta-heuristiques autonomes sont exécutées de façon séquentielle, autrement dit la solution finale de la première méthode est initialisée pour la méthode suivante, un exemple de cette hybridation est l'amélioration des solutions de l'algorithme à population de solution en les utilisant comme des solutions initiales dans l'algorithme à solution unique, en effet, les méta-heuristiques à population de solution permettent de localiser rapidement les régions les plus vastes et les plus complexes, une fois que les régions sont explorées il peut être utile d'appliquer une méta-heuristique à solution unique afin de trouver le meilleur optimum.

5.1.4. Hybridation de haut niveau en co-évolution

L'hybridation de haut niveau en co-évolution (HTH: High-Level Teamwork Hybrid) repose sur un ensemble d'agents qui effectuent une recherche en parallèle et qui coopèrent pour trouver l'optimum d'un problème.

5.2. Classification plate

Selon la taxonomie de Talbi, la classification plate comporte trois classes principales :

5.2.1. Homogène/Hétérogène

Une hybridation est dite homogène lorsque les méta-heuristiques combinées sont identiques. A l'inverse, dans une hybridation hétérogène des méta-heuristiques différentes sont combinées.

5.2.2. Globale/Partielle

Une hybridation globale fait en sorte que toutes les méta-heuristiques explorent l'ensemble de l'espace de recherche, contrairement, à l'hybridation partielle qui décompose le problème en sous problèmes, chacun ayant son propre espace de recherche et son propre algorithme de résolution.

5.2.3. Générale/Spécialisée

Tous les hybrides décrits précédemment sont des hybrides généraux dans le sens où toutes les méta-heuristiques résolvent le même problème d'optimisation. Contrairement, à l'hybridation spécialisée qui combine des méta-heuristiques, dont chacune résout un problème différent [Talbi. 2009, Jourdan *et al.* 2009].

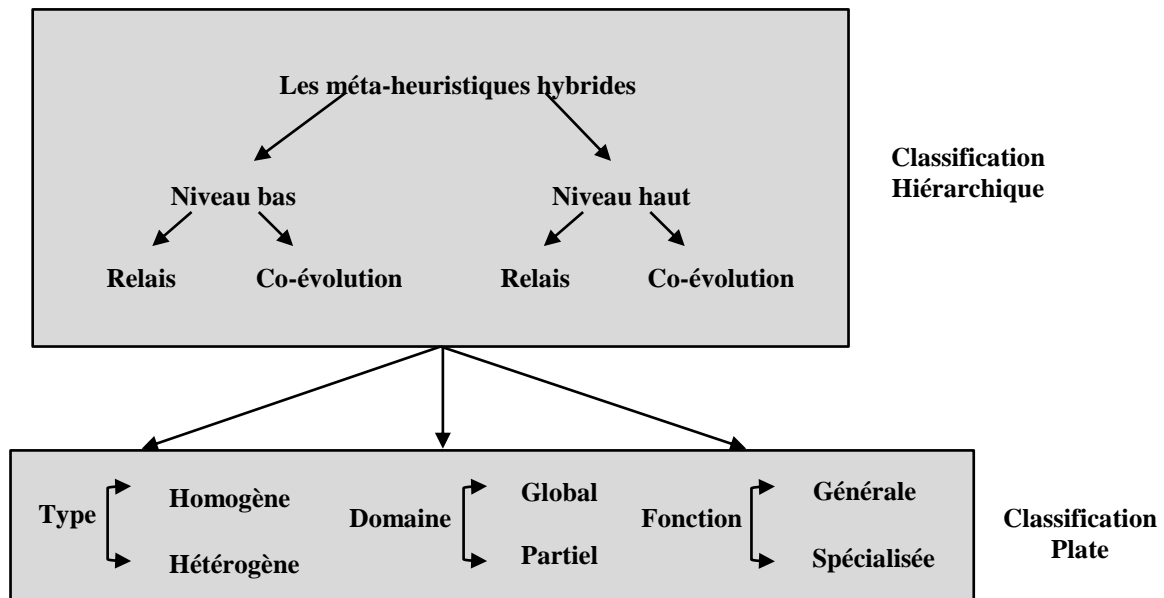


Figure 3.10–Classification des méta-heuristiques hybrides

6. Application des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateur (MUD)

Dans le contexte des communications sans fil, la détection multi-utilisateurs devient notamment un problème d'optimisation combinatoire très difficile, dont sa résolution nécessite le recours vers des méthodes de détection avancées basées sur le concept des méta-heuristiques.

Dans la littérature, il existe de nombreux travaux préconisant l'utilisation des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateurs pour les systèmes MIMO-OFDM. D'après les

travaux réalisés dans ce contexte, ils ont pu démontrer que l’utilisation des méta-heuristiques ont permis de surmonter la limitation des détecteurs classiques car elles permettent d’atteindre des performances satisfaisantes et avec une complexité en terme d’évaluation de décision inférieure par rapport au détecteur à maximum de vraisemblance. Le tableau 3.1 résume les principales contributions trouvées dans la littérature sur la détection multi-utilisateurs à base de méta-heuristique dans les systèmes MIMO-OFDM.

Approche méta-heuristiques	Systèmes	Auteurs
Algorithme génétique (GA)	MIMO SDMA-OFDM	[Jiang <i>et al.</i> 2007]
Optimisation par essaim particulaire (PSO)	OFDM-SDMA	[Rehman <i>et al.</i> 2007]
Algorithme de fourragement artificiel des abeilles (ABC), Optimisation par essaim particulaire (PSO)	MIMO-OFDM	[Haris <i>et al.</i> 2010]
Algorithme génétique (GA)	SDMA-OFDM	[Alansi <i>et al.</i> 2011]
Algorithme de fourragement artificiel des abeilles (ABC) et l’algorithme de recherche tabou (TS)	SDMA-MIMO-OFDM	[Haris <i>et al.</i> 2012]
Algorithme génétique (GA)	SDMA-OFDM	[Alansi <i>et al.</i> 2012]
Algorithme hybride de luciole évolutif (HEFA)	MIMO-OFDM	[Kumar <i>et al.</i> 2014]
Hybridation de l’algorithme de colonie de fourmis et l’optimisation par essaim particulaire (AC-PSO)	MIMO-OFDM	[Hu <i>et al.</i> 2014]
Algorithme de luciole (FA)	OFDM/SDMA	[Shahnaz <i>et al.</i> 2015]

Tableau 3.1–les approches méta-heuristiques utilisées dans la détection multi-utilisateurs (MUD)

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les méthodes méta-heuristiques basées sur l'optimisation mono-objectif en abordant en premier lieu le principal intérêt des méta-heuristiques à solution unique qui repose sur une certaine intensification de l'espace de recherche comme la méthode de descente, le recuit simulé et la recherche tabou, et en deuxième lieu les méta-heuristiques à population de solution qui implique une certaine diversification de l'espace de recherche, en particulier les algorithmes génétiques, les algorithmes de colonie de fourmis et les algorithmes d'accouplement des abeilles. Toutefois, le concept d'hybridation des méta-heuristiques est devenu un véritable challenge dans le domaine d'optimisation, toutes les méta-heuristiques abordés précédemment peuvent être combinées de différentes manières afin d'aboutir à de nouveaux algorithmes d'optimisation.

Dans le contexte de cette thèse, nous avons proposé et développé trois nouvelles méta-heuristiques hybrides qui seront détaillées dans le chapitre suivant; la première est basée sur l'hybridation de la recherche tabou avec la méthode de descente et la seconde est l'hybridation entre l'algorithme d'accouplement des abeilles avec la recherche tabou et la troisième est l'hybridation entre l'algorithme génétique et la recherche tabou pour la résolution du problème de la détection multi-utilisateurs (MUD) dans les systèmes MIMO-OFDM.

Chapitre 4

Proposition de nouvelles méta-heuristiques pour la détection multi-utilisateurs MUD dans un système MIMO SDMA-OFDM

1. Introduction

Les systèmes de communication sans fil MIMO-OFDM ont connu ces dernières années un essor important dans le domaine des télécommunications. Cependant, la combinaison de la technique multi-porteuse OFDM et la technique SDMA représente une technique prometteuse pour les futurs systèmes radio-mobiles tout en offrant de meilleures performances avec des débits de transmission assez élevés.

Dans une liaison ascendante SDMA-OFDM, les signaux des utilisateurs sont transmis simultanément sur les différentes antennes des stations mobiles (MS) dans un canal sans fil. Au niveau de la station de base (BS), plusieurs techniques de détection multi-utilisateurs (MUD) ont été proposées et considérablement abordées dans le chapitre 2 pour détecter indépendamment les signaux des utilisateurs tout en luttant contre le problème des interférences d'accès multiple (MAI) qui engendre ainsi une dégradation des performances. Parmi ces techniques, la détection linéaire classique MMSE-MUD détecte le signal avec une faible complexité mais une infériorité dans la performance à cause notamment du problème des interférences MAI surtout dans le scénario surchargé. Dans ce contexte une nouvelle gamme de détection multi-utilisateur MUD à base de méta-heuristique a été proposée et développée ces dernières années avec un grand succès.

Dans ce chapitre, nous proposons trois nouvelles approches de détection multi-utilisateur MUD basés sur l'hybridation des méta-heuristiques, le premier TS-LS utilise l'hybridation entre la recherche tabou (Tabu Search) et la recherche locale (Local Search), le second

HBMO-TS hybride l’algorithme d’accouplement des reines chez les abeilles (HBMO), et l’algorithme de recherche tabou et le troisième GA-TS se base sur l’hybridation entre l’algorithme génétique évolutif et l’algorithme de recherche tabou pour détecter les bits des utilisateurs en se basant sur la règle de décision du ML pour un système MIMO SDMA-OFDM.

Ce chapitre est organisé comme suit : nous allons présenter en premier lieu la formulation du problème, ensuite nous allons décrire en détail l’algorithme hybride de détection à base de TS-LS et HBMO-TS dans le système SDMA-OFDM. Par la suite, les résultats de simulation seront présentés en analysant les performances des algorithmes proposés en terme de BER dans un scénario sous chargé, chargé et surchargé. Enfin, une partie sera consacrée à la description et l’évaluation de l’algorithme évolutif développé GA-TS en le comparant avec les autres détecteurs proposés.

2. Formulation du problème

Dans cette section, nous considérons un système MIMO-SDMA-OFDM en liaison ascendante comme le montre la Figure 4.1, dans lequel il existe L utilisateurs mobiles chacun est équipé d’une seule antenne d’émission et le récepteur de la station de base est doté d’un réseau d’antenne de R élément.

La formulation du problème et la fonction objectif correspondante ainsi que la procédure d’optimisation utilisée ont un impact crucial sur la performance atteinte ainsi que la complexité du détecteur MUD. La définition de la fonction objectif est une étape importante dans l’implémentation de l’algorithme proposé, elle représente le lien direct entre l’algorithme d’optimisation et le problème réel à résoudre, elle est unique pour chaque problème d’optimisation. Le détecteur optimal ML est considéré comme une référence pour les autres méthodes en minimisant la distance euclidienne entre le symbole reçu et le produit de tous les symboles possibles transmis sur un canal donné. La méthode de détection ML détermine l’estimation du vecteur du signal transmis comme suit :

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \underset{\tilde{\mathbf{x}} \in M^L}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - H\tilde{\mathbf{x}}\|^2 \quad (4.1)$$

D’où M^L définit 2^{mL} évaluations de la décision métrique, avec m désigne le nombre de bits par symbole, la décision métrique à base de ML peut être utilisée dans les algorithmes TS-LS-MUD, HBMO-TS-MUD et GA-TS-MUD pour détecter les symboles transmis

estimés. Dans le système SDMA-OFDM employant R antennes réceptrices, la décision métrique nécessaire pour la $r^{\text{ème}}$ antenne réceptrice est donnée par :

$$\Omega_r(x) = |y_r - H_r x|^2 \quad (4.2)$$

Où y_r est le vecteur des symboles estimés par le détecteur MMSE-MUD à l'entrée de la $r^{\text{ème}}$ antenne réceptrice, H_r est la $r^{\text{ème}}$ ligne de la fonction du transfert de la matrice du canal, par conséquent la règle de décision pour MUD optimale associé à la $r^{\text{ème}}$ antenne consiste à choisir le vecteur de symbole \hat{x} qui minimise la fonction objectif donnée dans l'équation (4.2), le vecteur des symboles estimé des L utilisateurs est donné par :

$$\hat{x}_r = \mathbf{arg}\{\min[\Omega_r(x)]\} \quad (4.3)$$

La fonction objectif pour R nombre d'antenne réceptrice est donnée par :

$$\Omega(x) = \sum_{r=1}^R \Omega_r(x) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}x\|^2 \quad (4.4)$$

Par conséquent la règle de décision de l'hybridation TS-LS-MUD, HBMO-MUD et GA-TS-MUD a pour rôle de trouver l'estimation du vecteur des L symboles transmis \hat{x} qui minimise $\Omega(x)$ pour chaque sous-porteuse OFDM considérée [Verdu. 1998, Jiang *et al.* 2007, Alias *et al.* 2005].

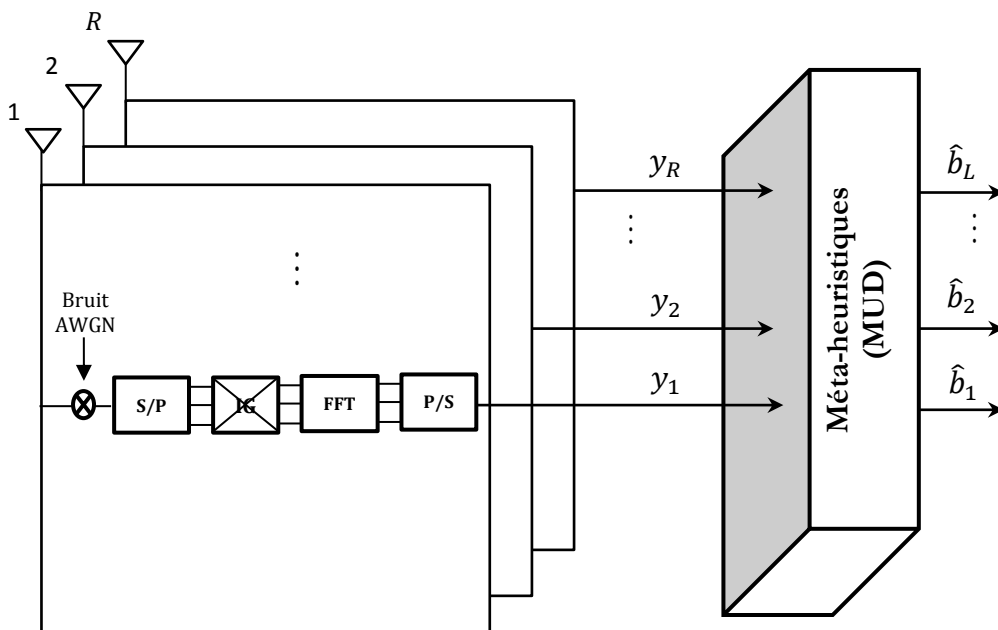


Figure 4.1—Détecteur multi-utilisateurs (MUD) basé sur les approches méta-heuristiques

3. Algorithme hybride proposé TS-LS pour le système SDMA-OFDM-MUD

La méta-heuristique hybride TS-LS est une approche qui fait partie de la famille d'hybridation en haut niveau en relais (HRH: High-Level Relay Hybrid) [Talbi. 2009], dont les deux méta-heuristiques sont exécutées d'une manière séquentielle, autrement dit la solution finale de la première méta-heuristique de recherche tabou (TS) est sélectionnée comme étant la solution initiale pour la deuxième méta-heuristique de recherche locale (LS). En considérant un problème d'optimisation combinatoire :

$$\min_{S \in E} f(S) \quad (4.5)$$

Où f désigne la fonction objectif, S est la solution réalisable et E est l'ensemble des solutions réalisables du problème. Le voisinage de la solution S est un ensemble $N(S) \subseteq E$, où chaque solution $S' \in N(S)$ est définie à partir de S par l'opération de permutation. Une solution S_{opt} est un optimum local par rapport à un voisinage donné $N(\cdot)$ si $f(S_{opt}) \leq f(S)$, $S \in N(S_{opt})$. Le principe général de l'algorithme hybride TS-LS proposé pour le système SDMA-OFDM est décrit comme suit selon l'Algorithme 4.1.

Etape 1 :

La recherche tabou consiste à générer à partir d'une solution initiale S (la sortie du détecteur MMSE) un ensemble de solutions voisines $N(S)$ dans tout l'espace de recherche E . A chaque itération, on évalue les solutions voisines appartenant à $N(S)$ selon le critère de minimisation de la fonction objectif donnée par l'équation (4.4), et on retient le meilleur voisin S' qui devient la solution de départ de l'itération suivante. Notons que la solution S' est adoptée même si elle est moins bonne ($f(S') > f(S)$). Pour ne pas tomber dans le risque de recyclage, l'algorithme utilise une mémoire pour conserver les dernières meilleures solutions déjà visitées (liste taboue) [Haris *et al.* 2012].

Etape 2 :

La solution finale améliorée par l'algorithme TS est retenue comme une solution initiale de l'algorithme LS, à chaque itération on sélectionne la meilleure solution voisine qui améliore la fonction objectif de la solution précédente. Le processus s'arrête quand aucune amélioration de la solution courante n'est plus possible. La figure 4.2 montre l'organigramme

de l’algorithme proposé TS-LS-MUD dans un système SDMA-OFDM [Oliviera *et al.* 2008, Aarts *et al.* 2003].

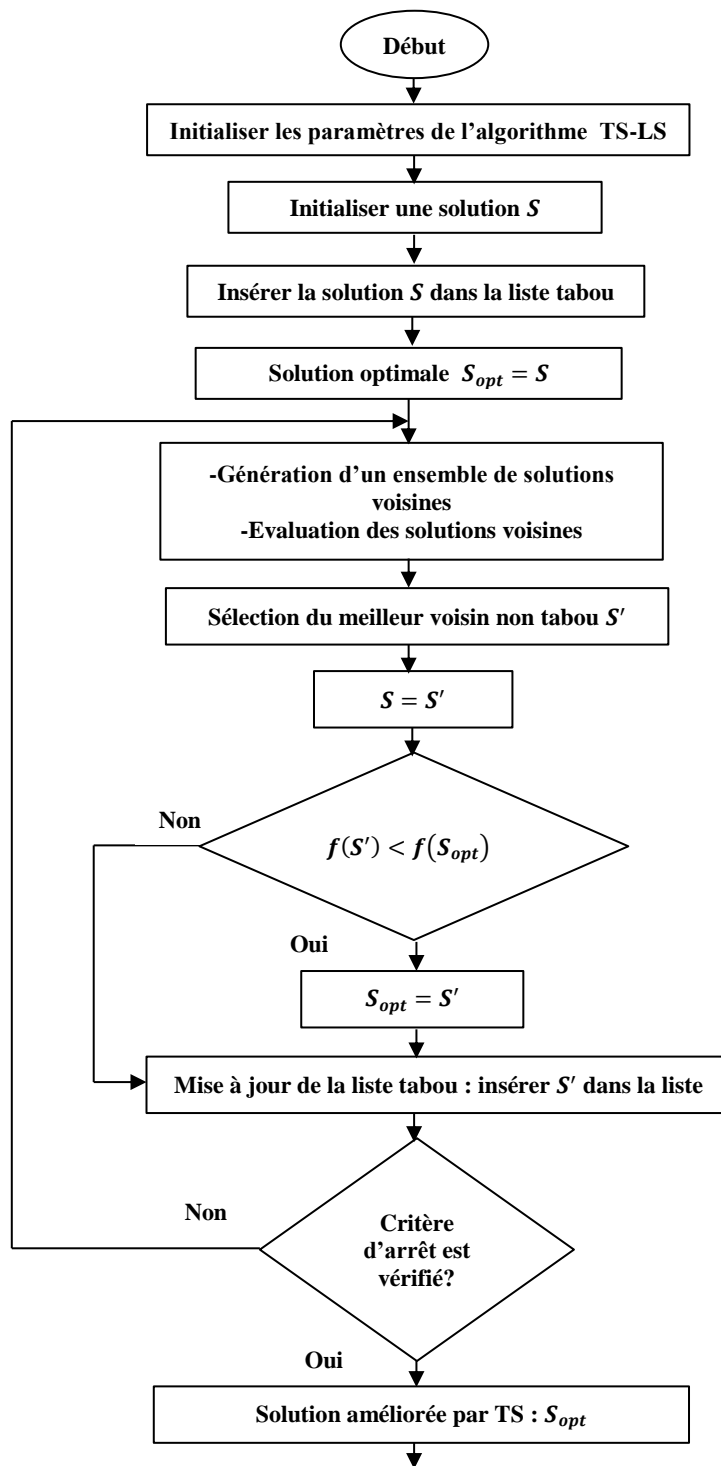
Algorithme 4.1 : Algorithme d’hybridation de la recherche tabou et la recherche locale

Première méta-heuristique : recherche tabou (TS)

1. Sélectionner une solution initiale S et poser $S_{opt} \leftarrow S$
 2. Initialiser une liste tabou T
 3. **Tant que** la condition d’arrêt n’est pas satisfaite **Faire**
 4. Générer une liste des candidats dans le voisinage de S
 5. Sélectionner la meilleure solution S' non tabou parmi les candidats
 6. $S \leftarrow S'$
 7. **Si** $f(S') < f(S_{opt})$ **Alors** $S_{opt} \leftarrow S$ **Fin Si**
 8. Mettre à jour la liste tabou
 9. **Fin Tant que**
 10. **Retourner :** la solution optimale S_{opt}
-

Deuxième méta-heuristique : recherche locale (LS)

11. Définir une solution initiale S_{opt} (solution finale du TS)
 12. **Tant que** la condition d’arrêt n’est pas vérifiée **Faire**
 13. Générer une liste de voisinage de la solution courante $N(S_{opt})$
 14. Choisir la meilleure solution $S^* \in N(S_{opt})$
 15. **Si** $f(S^*) < f(S_{opt})$ **Alors** $S_{opt} \leftarrow S^*$ **Fin Si**
 16. **Fin Tant que**
 17. **Retourner :** la solution optimale S_{opt}
-



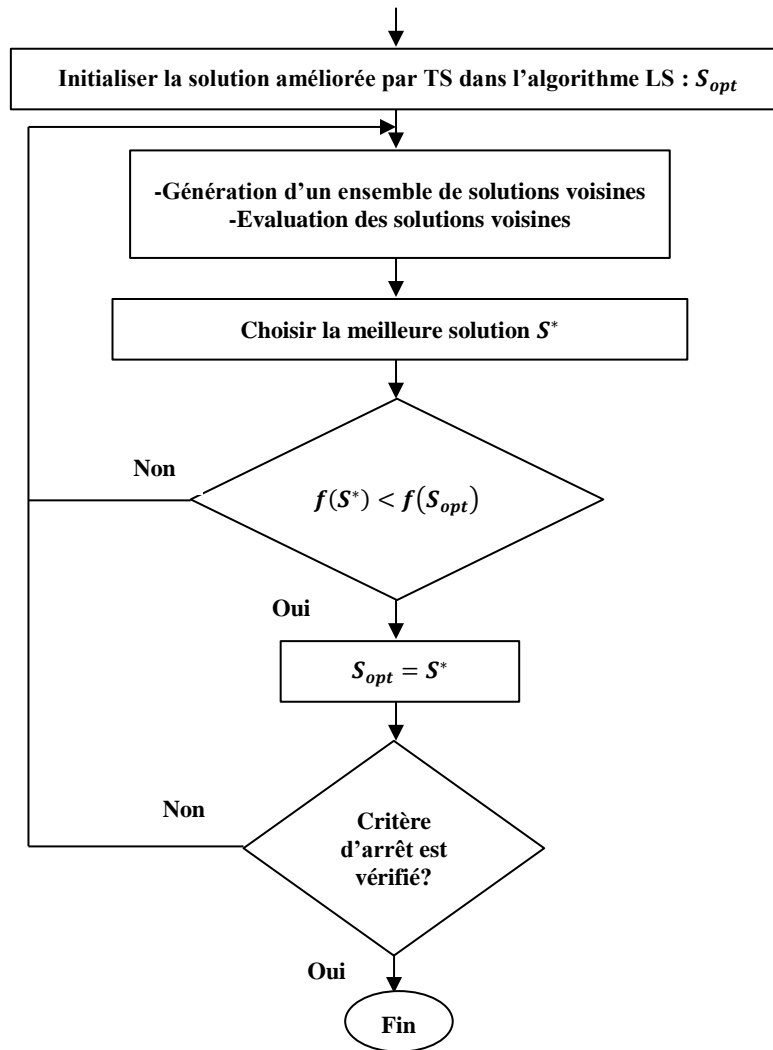


Figure 4.2–Organigramme de l'algorithme TS-LS du système SDMA-OFDM-MUD

4. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons des résultats de simulation afin d'évaluer la performance en terme de taux d'erreur binaire (BER) de l'algorithme MUD proposé qui est basé sur l'hybridation entre l'algorithme de recherche tabou (TS) et l'algorithme de recherche locale (LS) et de le comparer avec les techniques de détection classiques ZF-MUD et MMSE-MUD dans le scénario chargé du système SDMA-OFDM. Les résultats de simulation sont obtenus dans le cas d'un canal de Rayleigh à évanouissement plat, en utilisant la technique de modulation BPSK et un schéma multi-porteuses ZP-OFDM avec 64 porteuses et un intervalle de garde ZP de taille 16. Les paramètres de simulation du détecteur TS-LS-MUD sont donnés dans le tableau 4.1.

Paramètres	Valeurs
Système SDMA-OFDM	
Nombre d'utilisateurs	$L = 2; 3$
Nombre d'antenne à la réception	$R = 2; 3$
Modulation	<i>BPSK</i>
Nombre de sous porteuses OFDM	64
Nombre de pilotes sous porteuses	4
Taille de l'intervalle de garde ZP	16
Schéma multi-porteuse	ZP-OFDM
Canal	Rayleigh à évanouissement plat
Rapport signal sur bruit	$E_b/N_0 \in [1; 20]dB$
Paramètres de l'algorithme TS	
Nombre d'itération	100
Taille de la liste de voisinage	100
Taille de la liste tabou	10
Paramètres de l'algorithme LS	
Nombre d'itération	100
Taille de la liste de voisinage	100

Tableau 4.1–Paramètres de simulation de l'algorithme TS-LS-MUD

4.1. Comparaison de la performance entre le détecteur TS-LS-MUD et les détecteurs classiques

Les figures 4.3 et 4.4 montrent une comparaison entre la performance du détecteur ZF-MUD, MMSE-MUD et le détecteur proposé TS-LS-MUD dans un scénario chargé (2x2) et (3x3) respectivement. En effet, la sortie du MMSE est considérée comme solution initiale pour l'algorithme d'optimisation TS-LS. Les résultats du BER obtenus montrent clairement que le TS-LS apporte une amélioration par rapport au ZF et MMSE pour un SNR faible, car il peut résister à un niveau de bruit élevé et aux interférences d'accès multiple (MAI) qui augmentent avec le nombre d'utilisateurs.

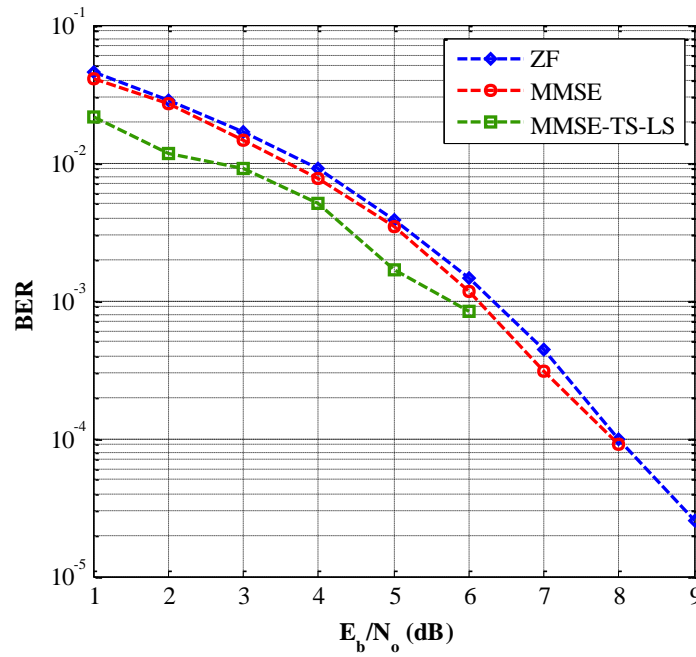


Figure 4.3—Comparaison de la performance du TS-LS-MUD avec ZF-MUD et MMSE-MUD pour le scénario (2×2)

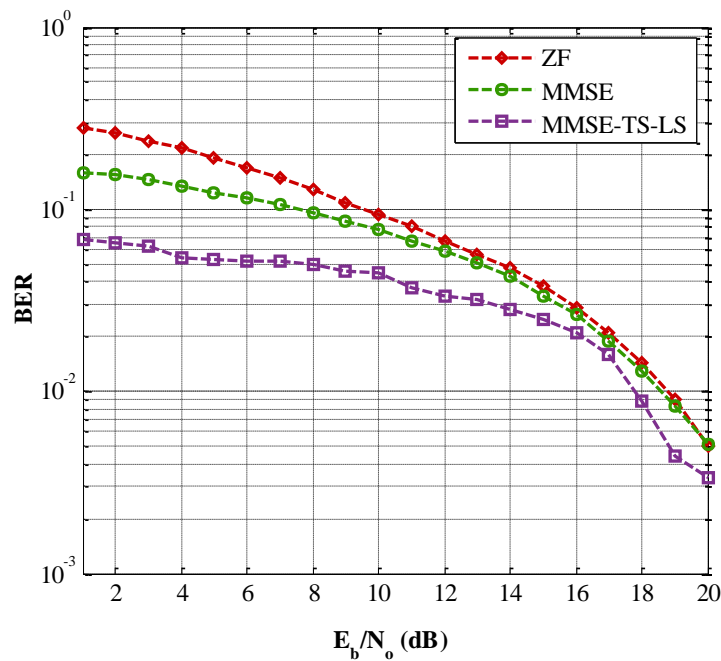


Figure 4.4—Comparaison de la performance du TS-LS-MUD avec ZF-MUD et MMSE-MUD pour le scénario (3×3)

4.2. Influence du nombre d'itération sur la performance du détecteur TS-LS-MUD

L'évolution du BER en fonction du nombre d'itération de l'algorithme TS et LS est montrée respectivement dans les figure 4.5 et 4.6, pour une valeur du SNR fixé à 12 dB. Nous remarquons que lorsque le nombre d'itération augmente les valeurs du BER sont légèrement réduites, en effet l'algorithme TS-LS proposé donne une meilleure performance pour un nombre d'itération maximal (itr = 100) de l'algorithme TS et LS.

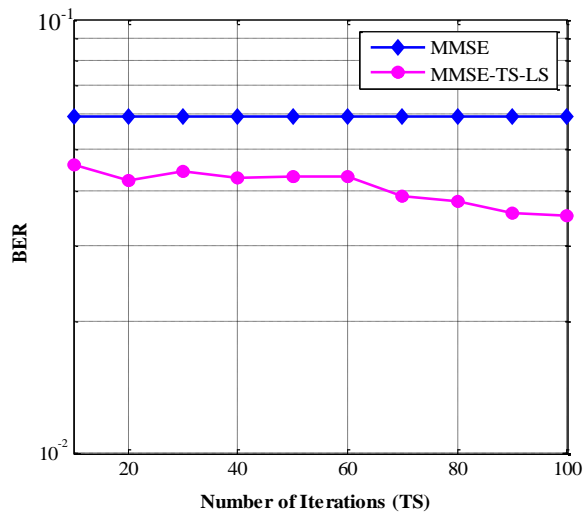


Figure 4.5–Evolution du BER en fonction du nombre d'itération de l'algorithme TS. Pour SNR=12dB et un système (3 × 3) SDMA-OFDM

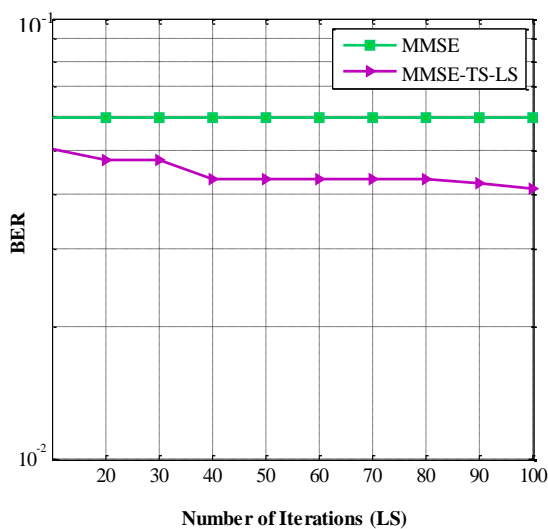


Figure 4.6–Evolution du BER en fonction du nombre d'itération de l'algorithme LS. Pour SNR=12dB et un système (3 × 3) SDMA-OFDM

4.3. Influence de la taille de la liste de voisinage sur la performance du détecteur TS-LS-MUD

La figure 4.7 montre l'effet de l'augmentation de la taille de la liste de voisinage (N) de LS sur la performance du TS-LS dans un système 3x3 SDMA-OFDM. Il est important de noter que l'augmentation de la taille de la liste de voisinage permet de tirer plus de solutions voisines dans l'espace de recherche et donc augmenter la chance de trouver le voisin qui minimise le BER. D'après les résultats du BER nous pouvons déduire que la performance du détecteur TS-LS employant une taille de voisinage de LS de 100 donne une amélioration sur la performance en la comparant avec la taille de 20.

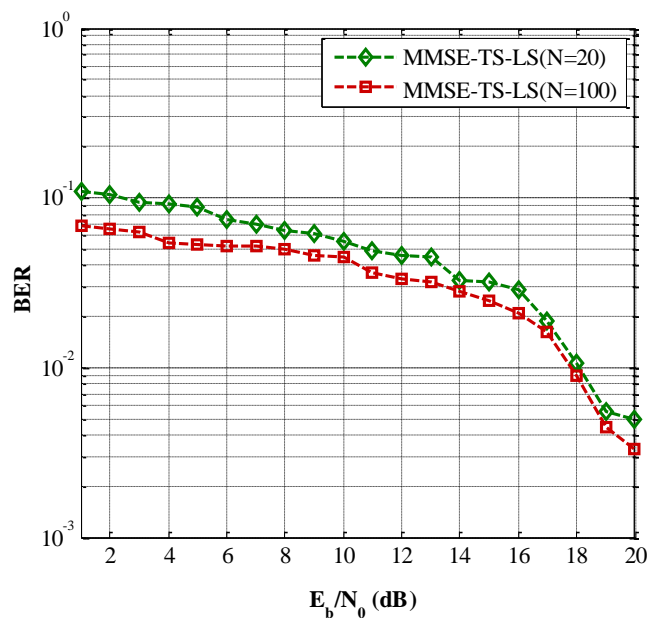


Figure 4.7–Comparaison de la performance du détecteur TS-LS-MUD pour les différentes tailles de voisinage de LS

5. L'algorithme hybride proposé HBMO-TS pour le système SDMA-OFDM-MUD

La figure 4.8 illustre l'organigramme de l'algorithme HBMO-TS pour la détection multi-utilisateurs (MUD) d'un système SDMA-OFDM

5.1. Génération de la population d'abeilles

Après initialisation des paramètres HBMO tels que : le nombre des reines utilisées, la taille de la population initiale P, la taille maximale de la spermathèque de la reine η_{sp} , la valeur initiale et finale de l'énergie E_{min} et E_{max} , le facteur de réduction de l'énergie α et le nombre

d'itération de l'algorithme itr ou le nombre de vol nuptiaux M . L'algorithme commence par générer aléatoirement un ensemble de solutions (population d'abeilles).

5.2. Classement de la population d'abeilles

Le vecteur initial de la population représente la sortie du détecteur MMSE (équation 4.6). Chaque individu de la population est évalué selon les valeurs de la fonction fitness donnée par l'équation (4.4). La valeur minimale de la fonction fitness représente la meilleure solution qui sera considérée comme une reine et les solutions restantes comme les faux-bourdon.

$$\mathbf{S}_1 = \tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{W}_{MMSE}^H \cdot \mathbf{y} \quad (4.6)$$

5.3. Le processus d'accouplement (Mating)

La reine commence son vol nuptial avec un niveau maximum d'énergie, un faux-bourdon est sélectionné au hasard parmi la liste des faux-bourdon, la probabilité d'accouplement est calculée selon l'équation (3.1) et un nombre entre 0 et 1 est généré aléatoirement et comparé avec la probabilité, si la probabilité calculée est inférieure à ce nombre, le sperme du faux-bourdon est ajouté dans la spermathèque de la reine ainsi que l'énergie de la reine est diminuée, ensuite un autre faux-bourdon est sélectionné jusqu'à ce que l'énergie atteigne le minimum (le seuil) ou la spermathèque de la reine devienne pleine. En utilisant l'opération de croisement (croisement en un seul point ou en deux points) entre les génotypes de la reine et du faux-bourdon, un nouveau couvain est généré. Il y aura arrêt du mating lorsque l'un des critères d'arrêts (taille de la spermathèque, énergie finale où vitesse finale) sera atteint.

5.4. Amélioration des couvains par les ouvrières (workers) en utilisant l'algorithme de recherche tabou

Après l'étape de mating, on appliquera des Workers afin d'améliorer les solutions générées nommées les couvains (Broods). Les workers se basent sur la recherche tabou qui fera partie intégrante de l'algorithme HBMO d'où l'appellation de l'approche Hybride HBMO/TS. La méthode tabou utilise des mouvements pour passer d'une solution à une autre à l'intérieur d'un espace de recherche prédéfini. La stratégie de recherche tabou consiste à générer à partir d'une solution initiale (solution brood) un ensemble de solutions voisines. A chaque itération, on retient le meilleur voisin non tabou qui devient la solution de départ de l'itération suivante. L'évaluation des solutions voisines se fait selon le critère de minimisation de la fonction «fitness». Pour ne pas tomber dans le risque de recyclage, l'algorithme a besoin d'une

mémoire pour conserver les dernières meilleures solutions déjà visitées (liste taboue). Cette solution représentera le couvain amélioré par l'algorithme tabou (TS).

Après le processus d'amélioration de la performance des couvains, la fitness du meilleur couvain est comparée à la fitness de la reine. Si la fitness du couvain améliorée est inférieure à celle de la reine, alors la reine est remplacée par le meilleur couvain amélioré, sinon il sera l'un des faux-bourdon du prochain vol nuptial. Le processus HBMO-TS est répété jusqu'à atteindre le critère d'arrêt.

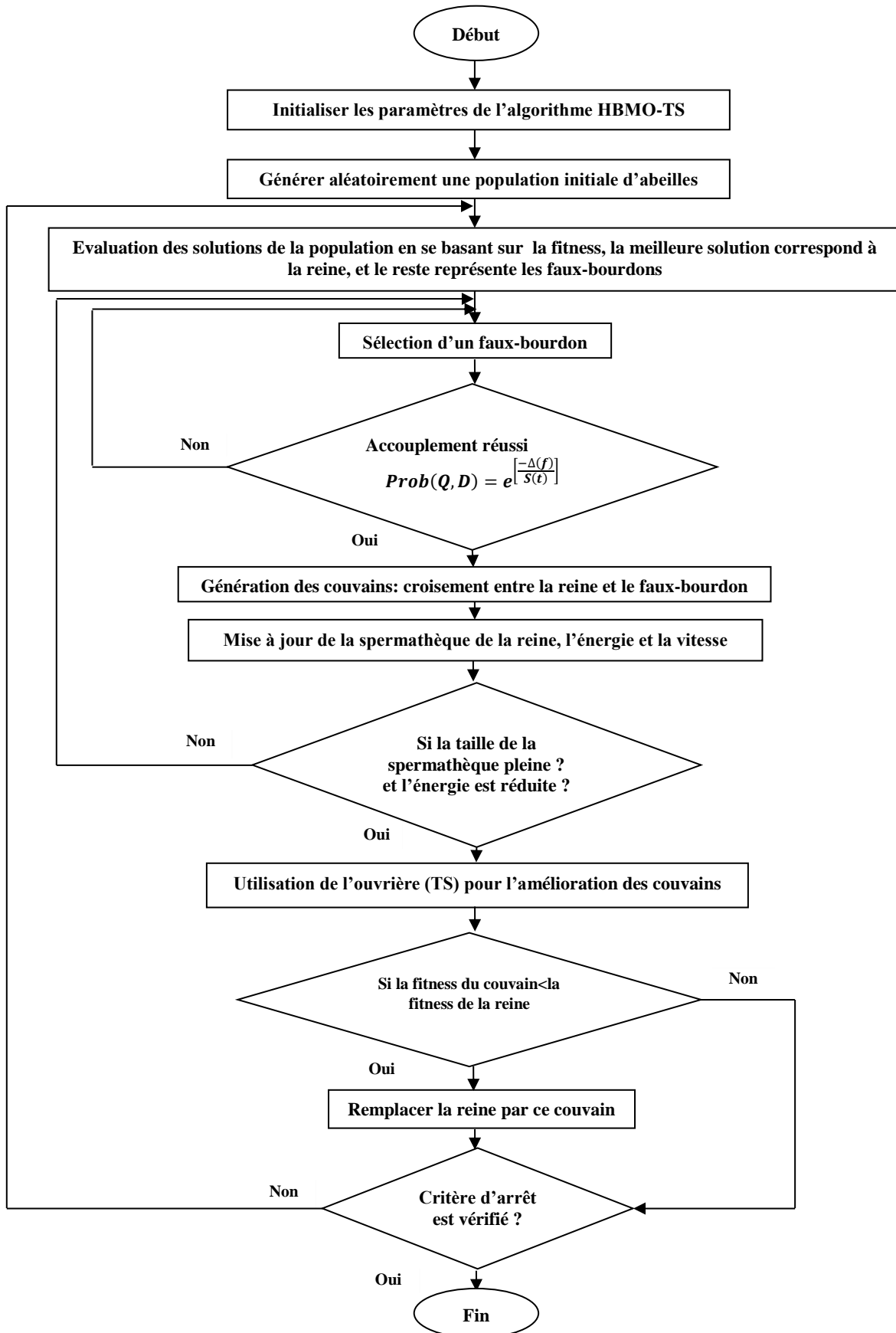


Figure 4.8–Organigramme de l'algorithme HBMO-TS du système SDMA-OFDM-MUD

Le processus de la recherche tabou de l’algorithme HBMO-TS est décrit dans l’organigramme ci-dessous (la figure 4.9).

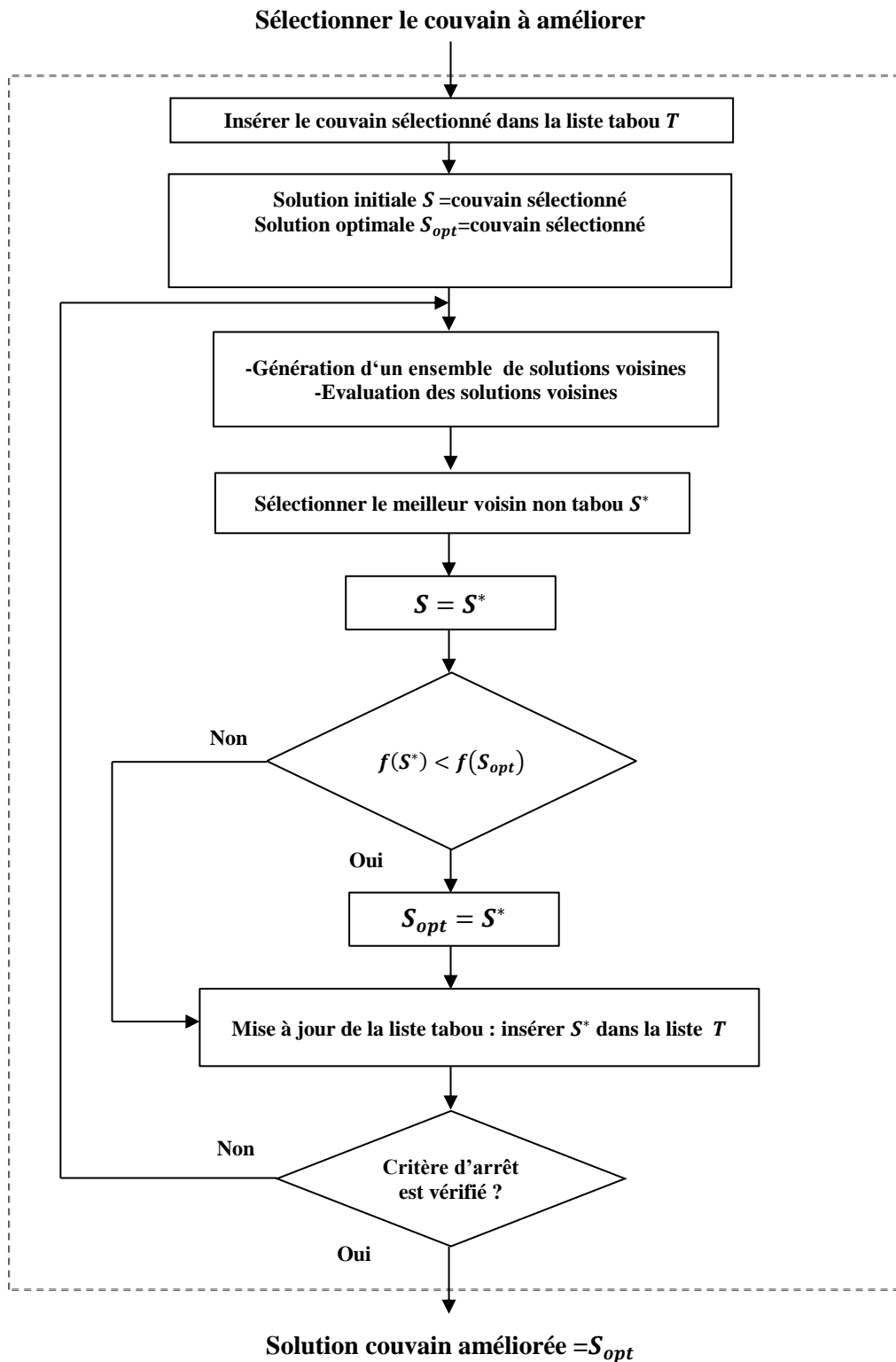


Figure 4.9–Organigramme du processus TS pour l’approche HBMO

6. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons plusieurs résultats afin d'évaluer la performance et la complexité de calcul d'un nouveau détecteur multi-utilisateurs MUD à base de HBMO hybridé avec la recherche tabou (TS) pour une liaison ascendante d'un système SDMA-OFDM. L'efficacité de la technique MUD proposée est étudiée par la performance BER en faisant varier le rapport signal sur bruit (SNR ou E_b/N_o). Les résultats de simulations sont obtenus dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat en utilisant la modulation BPSK et un schéma ZP-OFDM comportant 64 porteuses et un intervalle de garde zéro padding d'une longueur de 16. La performance du détecteur proposé HBMO-TS est comparé avec les autres détecteurs tels que le détecteur classique MMSE, le détecteur à base de recherche locale LS et le détecteur TS-LS dans un scénario sous chargé, chargé et surchargé en employant deux, quatre et six utilisateurs respectivement, avec quatre antennes à la réception. L'algorithme MMSE a été utilisé pour la création de la population initiale de HBMO-TS. Dans l'algorithme HBMO le nombre de reine égal à un, parce que dans la vie réelle des abeilles il existe une seule reine qui survivra dans la ruche, et le nombre des couvains est égal au nombre correspondant à la taille de la spermètheque de la reine. Le reste des paramètres de simulation utilisés dans l'algorithme HBMO-TS et LS sont résumés dans le tableau 4.2.

Paramètres	Valeurs
Système SDMA-OFDM	
Nombre d'utilisateurs	$L = 2; 4; 6$
Nombre d'antenne à la réception	$R = 4$
Modulation	<i>BPSK</i>
Nombre de sous porteuses OFDM	64
Nombre de pilotes sous porteuses	4
Taille de l'intervalle de garde ZP	16
Schéma multi-porteuse	ZP-OFDM
Canal	Rayleigh à évanouissement plat
Rapport signal sur bruit	$E_b/N_o \in [1; 20]dB$
Paramètres du HBMO-TS-MUD	
Taille de la population HBMO	$P = 30$
Nombre d'itération HBMO	$Itr = 100$
Taille de la liste de voisinage TS	$N = 30$

Nombre d'itération TS	$Itr = 10$
Taille de la liste taboue	$PTL = 3$
Paramètres du LS-MUD	
Taille de la liste de voisinage LS	$N = 100$
Nombre d'itération LS	$Itr = 100$
Critère d'arrêt	Nombre maximal d'itération ($Itr = 100$)
Méthode d'initialisation de la population	MMSE
Types de croisement	Croisement en un seul point; croisement en deux points

Tableau 4.2–Paramètres de simulation

6.1. Influence du nombre d'itération sur la performance du HBMO-TS

La figure 4.10 illustre l'effet de l'augmentation du nombre d'itération sur l'évolution du BER à une valeur fixe du SNR (12 dB), explicitement quand le nombre d'itération augmente les valeurs du BER sont considérablement réduites, en effet, l'algorithme proposé HBMO-TS avec un croisement en deux points donne une meilleure performance pour un nombre d'itération maximal ($itr = 100$) en le comparant avec le HBMO-TS avec un croisement en un seul point et l'algorithme de recherche locale LS.

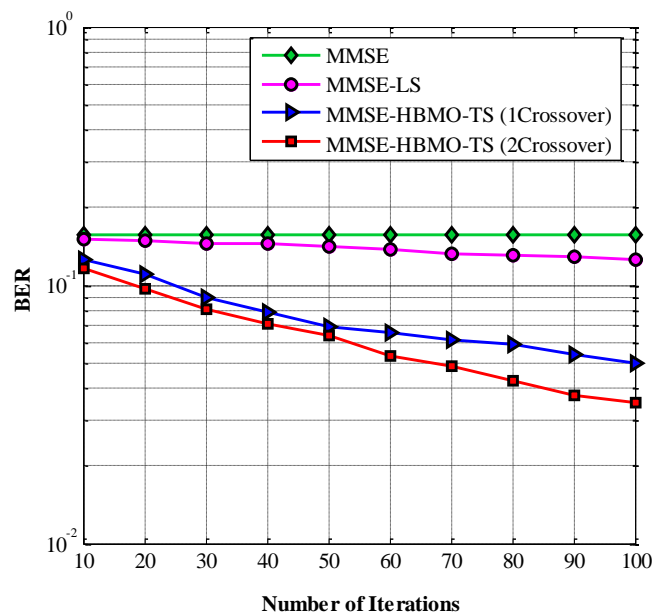


Figure 4.10–L'évolution du BER en fonction du nombre d'itération pour ($L = 6, R = 4, Eb/No = 12$ dB)

6.2. Comparaison de la performance entre HBMO-TS, LS et MMSE pour les différents systèmes

La Figure 4.11 montre une comparaison entre la performance du détecteur MMSE-SDMA-OFDM assisté avec HBMO-TS, le détecteur de recherche locale LS et le détecteur classique MMSE pour un scénario sous chargé supportant deux utilisateurs et quatre antennes à la réception. Les performances de ces détecteurs sont évaluées en terme de BER en fonction de $E_b/N_o \in [1; 20]$ dB. Pour un BER de 10^{-3} nous remarquons que HBMO-TS avec l'utilisation d'un croisement en deux points apporte une amélioration de 3.1 dB, 2.9 dB et 0.9 dB par rapport aux détecteurs MMSE, LS et HBMO-TS avec un croisement en un seul point respectivement, d'après ces résultats nous pouvons déduire que le détecteur MUD proposé à base de HBMO-TS avec un croisement en deux points donne une meilleure performance en le comparant avec le détecteur classique MMSE et les autres détecteurs méta-heuristiques.

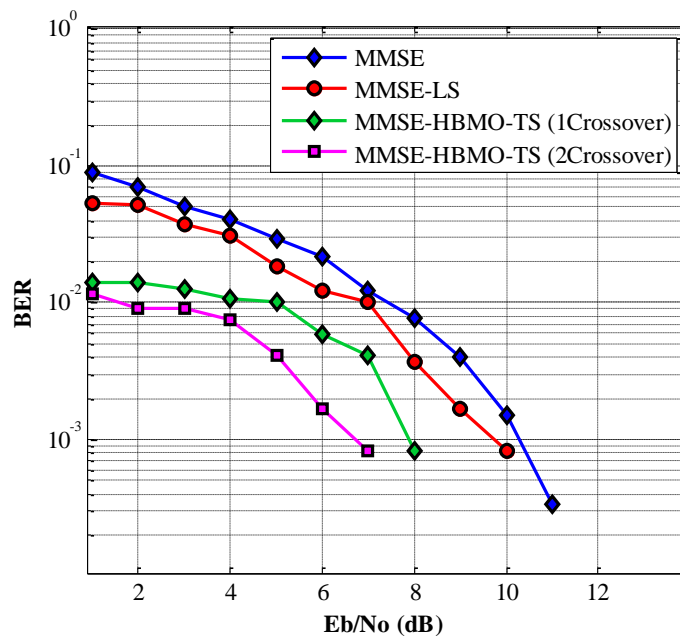


Figure 4.11–Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 2×4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat

Les Figures 4.12 et 4.13 illustrent une comparaison de la performance BER entre le détecteur méta-heuristique proposé HBMO-TS-MUD, le détecteur de recherche locale LS-MUD et le détecteur classique MMSE-MUD pour un système chargé et surchargé respectivement. Dans la figure 4.12 le nombre d'utilisateur est égal à quatre et le nombre d'antenne à la réception est fixé à quatre pour tous les scénarios (sous chargé, chargé et

surchargé). D’après les valeurs du BER nous remarquons que la performance du détecteur proposé apporte une amélioration significative en la comparant avec les détecteurs LS et MMSE, en outre, le détecteur HBMO-TS en employant un croisement en deux points il en résulte, une amélioration de ~ 1 dB par rapport au HBMO-TS avec un croisement en un seul point. Dans la figure 4.13 nous remarquons qu’avec l’augmentation du nombre d’utilisateurs à six, la performance du détecteur MMSE est limitée, car dans un scénario surchargé la matrice de pondération calculée par le MMSE devient singulière, ce qui conduira à un problème de détection théoriquement non résolu, par conséquent, le MMSE-MUD linéaire entraîne des erreurs résiduelles élevées. En revanche, la technique HBMO-TS-MUD peut minimiser les valeurs du BER dans un scénario surchargé comme on le voit sur cette figure. De même, l’algorithme HBMO-TS avec un croisement en deux points est plus performant que les autres algorithmes tels que : MMSE, l’algorithme LS, TS-LS, ainsi que le HBMO-TS à base d’un croisement en un seul point.

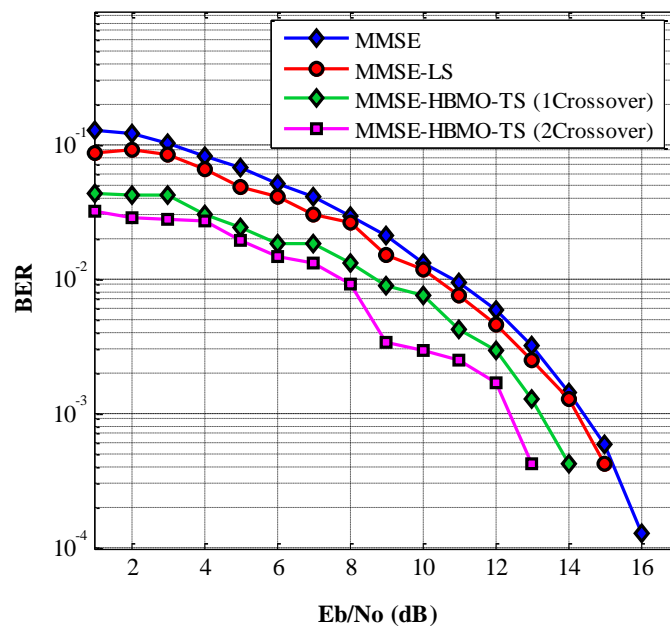


Figure 4.12–Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 4×4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat

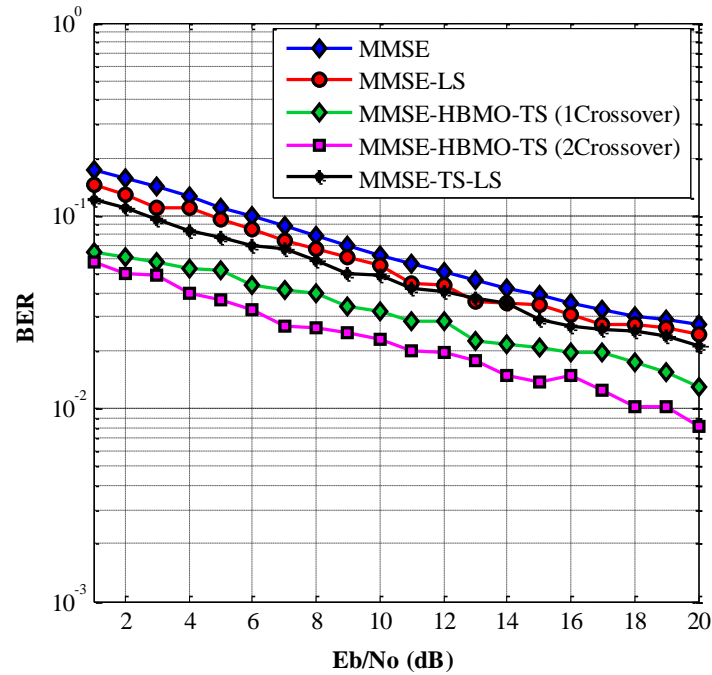


Figure 4.13–Performance BER du MMSE-HBMO-TS-MUD pour un système 6×4 SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat

6.3. Influence du nombre d'utilisateurs sur la performance des détecteurs MUD

L'effet de l'augmentation du nombre d'utilisateurs $L \in [2; 10]$ sur la performance des détecteurs MUD méta-heuristiques et classiques pour un SNR est égale à 2 dB et un nombre d'antenne à la réception $R = 4$ est évalué dans la figure 4.14. D'après les résultats du BER nous remarquons que la performance du détecteur proposé HBMO-TS à base d'un croisement en deux points est meilleure que les autres détecteurs, ainsi que le BER du HBMO-TS est presque constant avec l'augmentation des utilisateurs, nous remarquons aussi que la performance du détecteur MMSE, LS et TS-LS est dégradée considérablement plus de 10^{-1} avec un nombre d'utilisateurs plus élevé.

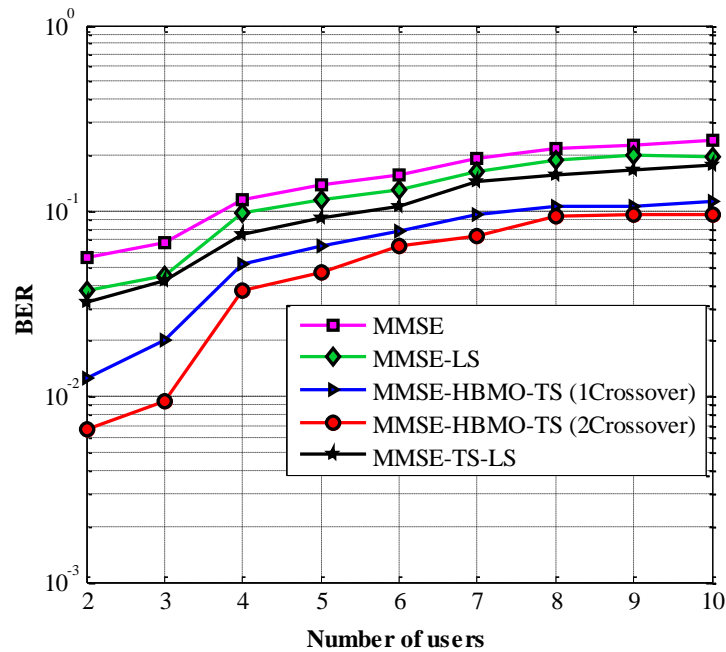


Figure 4.14–Performance BER du détecteur proposé MMSE-HBMO-TS-MUD en fonction du nombre d'utilisateur en comparaison avec les autres détecteurs MUD. SNR est fixé à 2 dB

6.4. Influence du nombre d'itération et la taille de voisinage sur l'évolution de la fonction coût du HBMO-TS

La figure 4.15 montre l'évolution de la fonction coût en fonction du nombre d'itération et les différentes tailles de voisinage de TS, pour un SNR de 12 dB. D'après cette figure nous remarquons que la fonction coût diminue progressivement avec l'augmentation des itérations jusqu'au nombre d'itération maximal, ainsi que le détecteur proposé HBMO-TS avec une taille de voisinage de 30 donne un excellent résultat de fonction coût en le comparant avec les autres tailles, car avec l'augmentation de la taille de voisinage et le nombre d'itération permettant de manipuler un ensemble plus vaste de solution dans tout l'espace de recherche et donc augmenter la chance de trouver une valeur minimale de la fonction coût. D'après ces résultats nous pouvons déduire que le nombre d'itération et la taille de voisinage jouent un rôle important dans l'évolution de la fonction coût du problème de détection MUD.

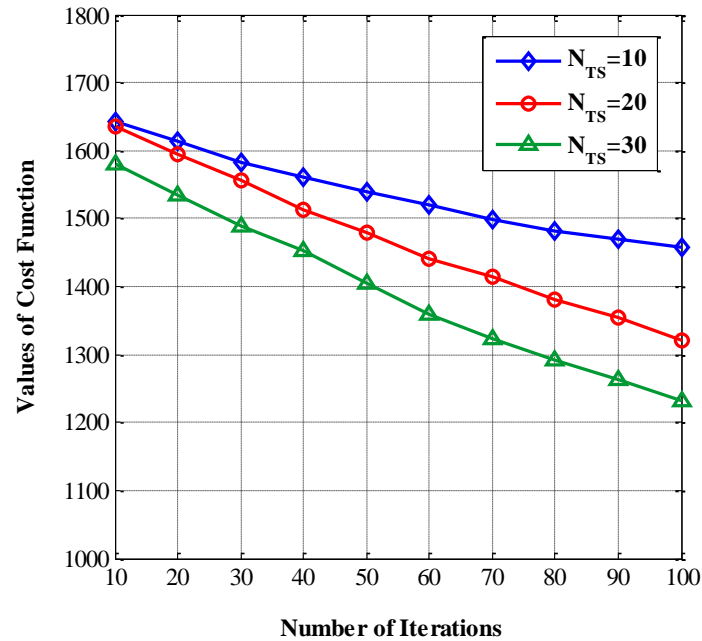


Figure 4.15–L'évolution de la fonction coût en fonction du nombre d'itération pour des tailles de voisinage de TS différentes pour un système 6×4 et un SNR = 12 dB

6.5. Influence du nombre d'itération et la taille de la population sur la performance du HBMO-TS

La figure 4.16 présente la convergence du BER de l'algorithme HBMO-TS en fonction du nombre d'itération et la taille de population de HBMO pour SNR $\in [1; 20]$ dB d'un système à pleine charge. Nous remarquons que les valeurs de BER diminuent avec l'augmentation du SNR, la taille de la population HBMO et avec le nombre d'itération, nous remarquons aussi que le HBMO-TS avec le nombre d'itération maximal ($I_{tr} = 100$) converge plus rapidement que le nombre $I_{tr} = 20$ et 50, par exemple pour un $I_{tr} = 100$, le BER égal à 0 pour SNR = 13 dB et par contre pour $I_{tr} = 20$ et 50 le BER égal à 0 pour un SNR = 16 dB. Cependant, il est important de noter que La performance de l'algorithme proposé dépend du choix des valeurs des paramètres utilisés dans le HBMO-TS tels que la taille de la population et le nombre d'itération, pour cela une série de tests est effectuée pour trouver les valeurs du BER optimale avec une faible complexité de calcul.

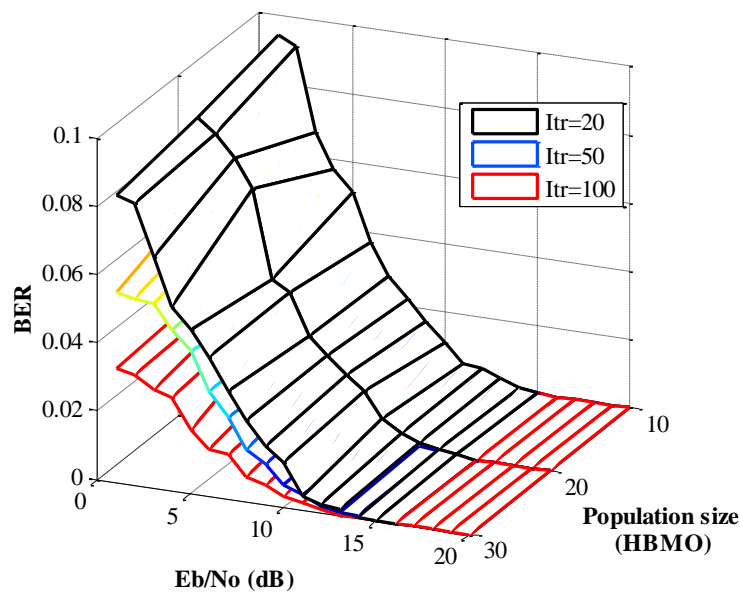


Figure 4.16–Convergence de la performance BER du HBMO-TS en fonction de la taille de population de HBMO et pour les différents nombre d’itération d’un système 4×4

6.6. Etude de la complexité temporelle de l’algorithme HBMO-TS

L’efficacité d’une méta-heuristique destinée à la détection MUD dépend non seulement de la performance BER mais aussi de la complexité de calcul. En effet, la complexité de calcul d’une méta-heuristique est en fonction des paramètres utilisés dans l’algorithme et au nombre d’utilisateurs. La complexité des algorithmes méta-heuristiques sont comparés soit en termes d’ordre de complexité (O), ou en terme du nombre d’opération calculée ou en terme de temps de calcul CPU, dans la figure 4.17, nous avons étudié la complexité de calcul de l’algorithme proposé en terme de temps CPU dans l’environnement Matlab Intel® Core™ i7-3632QM CPU @ 2.20 GHz, un ordinateur personnel avec une mémoire RAM de 6 Go. Nous remarquons que l’augmentation du temps CPU de l’algorithme proposé est affecté par l’augmentation du nombre d’utilisateurs et la taille de voisinage de l’algorithme TS, d’après les figures 4.15 et 4.16, nous pouvons conclure que l’algorithme HBMO-TS avec un nombre d’itération égal à 100 et une taille de voisinage de 30 vérifie un meilleur compromis entre la performance BER et la complexité de calcul.

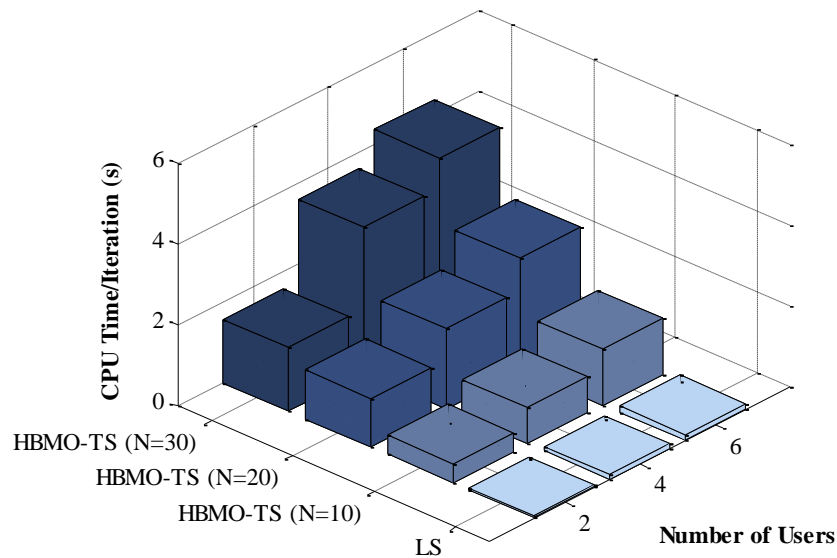


Figure 4.17–Comparaison du temps CPU pour les différents nombre d'utilisateurs et pour les tailles différentes de voisinage de TS, SNR = 12 dB, R = 4

6.7. Etude de la complexité algorithmique des détecteurs MUD

Dans la figure 4.18 nous avons quantifié la complexité des algorithmes MUD en terme d'ordre de calcul. La complexité du détecteur ML-MUD augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs de $O(2^{mL})$, où m est le nombre de bit par symbole et L est le nombre d'utilisateurs. Cependant, l'algorithme HBMO-TS repose à peu près sur le même principe de l'algorithme génétique (GA) pour générer les couvains ensuite à chaque itération ces couvains sont améliorés par l'intégration de la méthode de recherche tabou (TS), en outre, la complexité de l'algorithme génétique (GA) est de l'ordre $O(mL)^2$ et la recherche locale à un ordre de $O(mL)$, selon [Ergun *et al.* 2000] on peut dire intuitivement que la complexité de calcul de HBMO-TS est de l'ordre $O(mL)^3$, cette relation est proportionnelle au nombre d'itération et population. La comparaison de la complexité de l'algorithme proposé avec les autres méthodes est donnée dans le tableau 4.3. D'après les graphes nous remarquons que le ML est la méthode la plus complexe avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs en comparant avec le HBMO-TS, LS et le MMSE. De même que la complexité d'un algorithme MUD augmente avec le nombre de point de la constellation de la modulation.

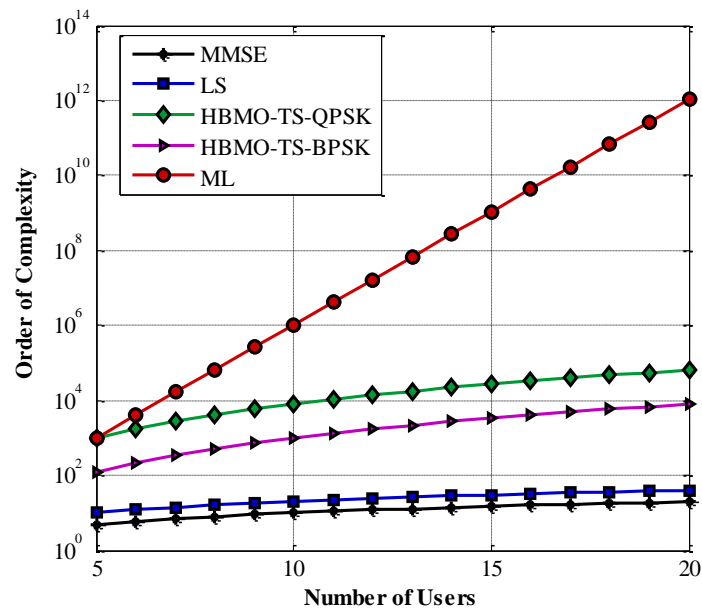


Figure 4.18–l’ordre de complexité de la méthode proposée en fonction du nombre d’utilisateur avec les méthodes MMSE, LS et ML

Méthodes	O (Ordre de complexité)
MMSE	L
LS	mL
HBMO-TS	$(mL)^3$
ML (OMUD)	2^{mL}

Tableau 4.3–Comparaison de la complexité de l’algorithme proposé avec les autres méthodes

6.8. Comparaison entre la détection HBMO-TS et GA-TS

L’hybridation adoptée dans cette section fait partie de la famille d’hybridation de bas niveau en co-évolution (LTH) [Talbi. 2009] dont l’opérateur de mutation de l’algorithme génétique (GA) est remplacé par la méthode de recherche tabou (TS).

Les algorithmes génétiques sont des techniques de recherche inspirées par l’évolution biologique des êtres vivants. Leur principe décrit tout simplement un ensemble d’individus dans l’espace de recherche, choisi a priori au hasard qui constitue « la population initiale », où chaque individu x de la population possède une certaine performance, qui mesure son degré

d'adaptation à l'objectif visé : dans le problème de minimisation d'une fonction objectif f , \mathbf{x} est d'autant plus performant que $f(\mathbf{x})$ est plus petit.

L'algorithme GA consiste généralement à faire évoluer progressivement la composition de la population par génération successives en maintenant sa taille constante et en utilisant les opérations d'évolution comme : la sélection, le croisement et la mutation. A chaque génération, la performance des individus est améliorée jusqu'atteindre le critère d'arrêt, par exemple le nombre maximal de génération ou d'itération [Holland. 1975].

Le processus d'hybridation de la technique GA-TS est illustré sur la figure 4.19, et il est décrit par les points suivants :

- **Initialisation de la population :** le même principe de génération de la population initiale dans l'algorithme HBMO-TS est utilisé dans cette hybridation, le premier vecteur initial est la sortie du détecteur MMSE et le reste des solutions sont tirées de façon aléatoire.
- **L'évaluation des individus de la population :** la qualité de chaque individu (solution) est évaluée par la fonction fitness donnée par l'équation (4.4).
- **La sélection :** a pour but de favoriser les individus les plus performants en utilisant la stratégie de sélection par roulette.
- **Le croisement :** cette opération consiste à recombinaison des caractères héréditaires des deux parents pour former deux descendants, dans notre cas un croisement en deux points est adopté.
- **La mutation :** à la place de l'opération de mutation, on applique le procédé de la recherche tabou afin d'augmenter la diversification et d'étendre l'espace de recherche, pour cela l'un des descendants générés par le processus de croisement est sélectionné comme étant la solution initiale de la recherche tabou, le principe de la recherche tabou appliqué dans cette hybridation est le même utilisé dans l'hybridation HBMO-TS.
- **Le remplacement :** après la phase d'amélioration des descendants par la recherche tabou, la performance des nouveaux individus sont ensuite évalués et les individus les moins performants de la génération précédente sont remplacés par les meilleurs individus de la nouvelle génération en un nombre égal. L'algorithme GA-TS est interrompu après un certain nombre de génération.

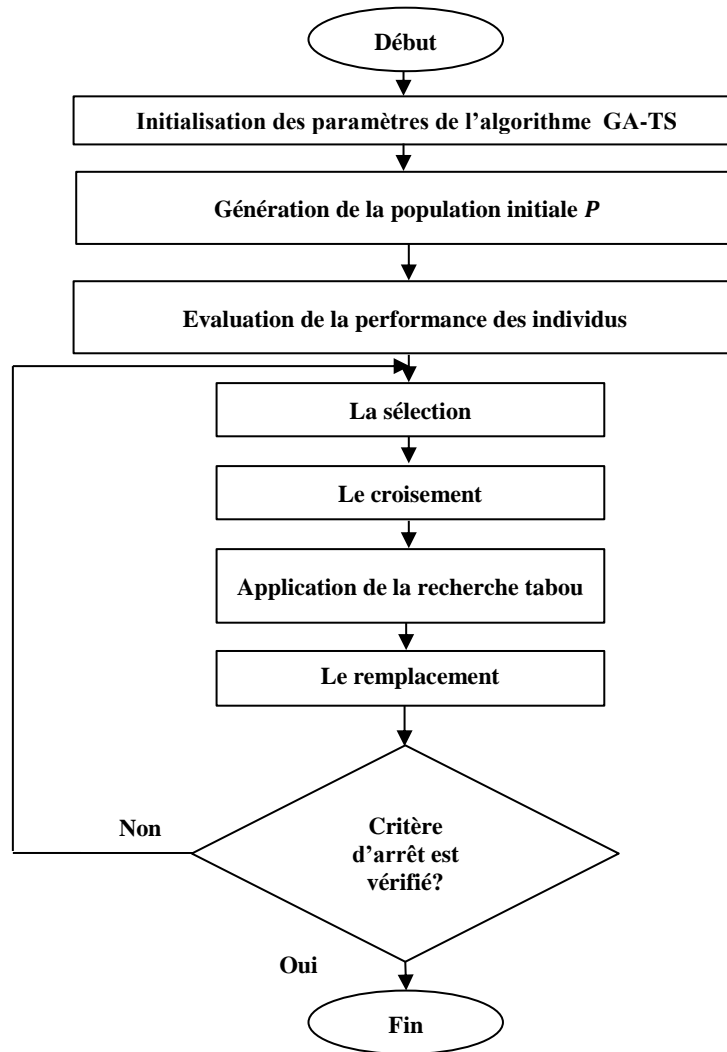


Figure 4.19–L’organigramme de l’algorithme hybride GA-TS

La figure 4.20 compare la performance entre le détecteur TS-LS, GA-TS et HBMO-TS en terme de BER en fonction du SNR dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat, les paramètres de l’algorithme GA sont résumés dans le tableau 4.4 et pour les paramètres de la méthode de la recherche tabou sont identiques à celui de l’algorithme HBMO-TS.

Paramètres	Valeurs
La taille de la population	30
Le nombre d’itération	100
La probabilité de croisement	0.7
La probabilité de mutation	0.1

Tableau 4.4–Paramètres de l’algorithme GA

D'après les valeurs du BER nous remarquons clairement que le détecteur proposé HBMO-TS est plus performant que le détecteur TS-LS et GA-LS pour un système SDMA-OFDM à six utilisateurs et quatre antennes à la station de base.

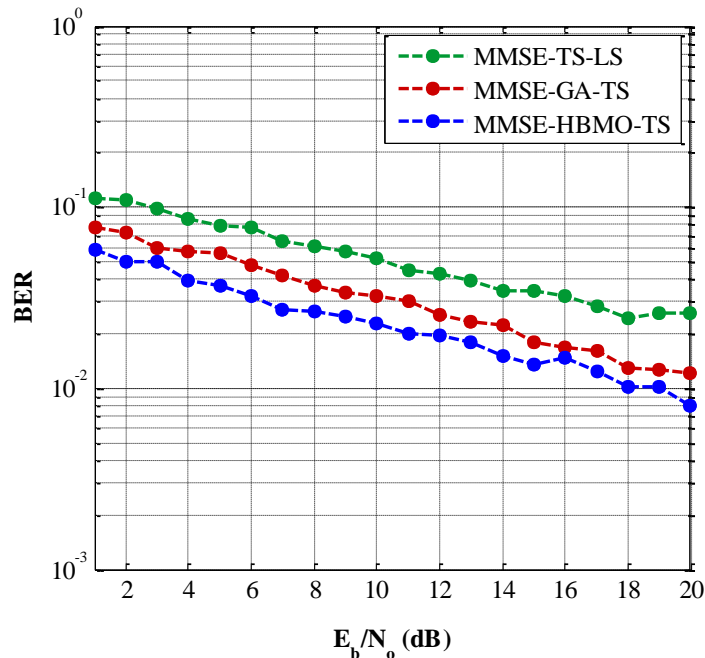


Figure 4.20—Comparaison de la performance BER entre HBMO-TS, GA-TS et TS-LS

La figure 4.21 illustre une comparaison de la complexité temporelle des algorithmes méta-heuristiques hybrides GA-TS et HBMO-TS en terme de temps de calcul moyen en fonction du nombre d'itération global des algorithmes. Il est clairement indiqué dans cette figure que le temps de calcul des algorithmes hybridé augmente avec l'augmentation du nombre d'itération global des algorithmes. Par ailleurs, nous remarquons aussi que le temps de calcul de l'algorithme GA-TS est légèrement inférieur au temps de calcul de l'algorithme HBMO-TS.

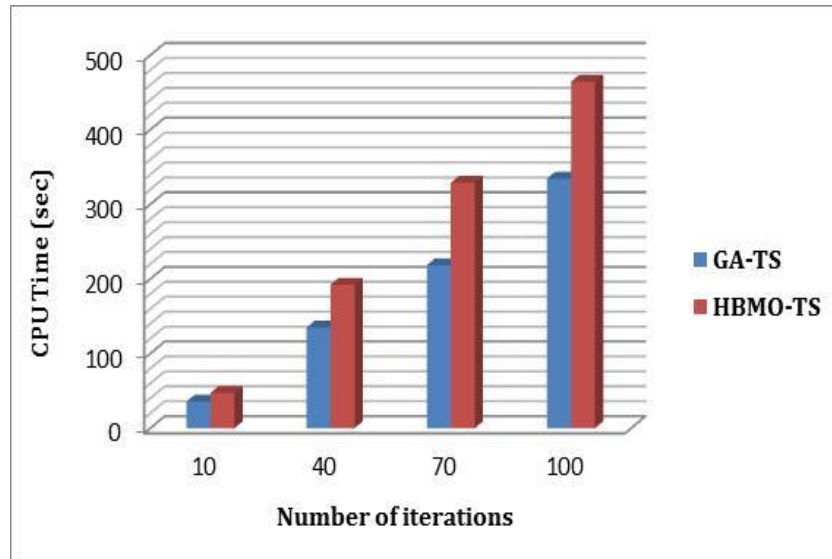


Figure 4.21–Comparaison du temps de calcul moyen entre HBMO-TS et GA-TS

7. Conclusion

Cette thèse a pour objectif de résoudre le problème d'optimisation de la détection multi-utilisateurs MUD de la liaison ascendante d'un système MIMO SDMA-OFDM, sachant que les techniques de détection et d'égalisation classiques présentent une certaine limitation et imperfection ainsi qu'avec la plus grande complexité du détecteur optimal de maximum de vraisemblance surtout dans le cas d'un scénario surchargé où le nombre des utilisateurs est élevé devant le nombre d'antennes à la réception. Pour cela, afin de résoudre ce problème nous avons tendance à utiliser les méthodes d'optimisation méta-heuristiques qui représentent un véritable succès dans le domaine d'optimisation. Dans ce contexte d'étude, nous avons proposé trois nouvelles approches méta-heuristiques hybrides basées sur le principe de l'accouplement des reines chez les abeilles avec la méthode de recherche tabou HBMO-TS, le principe d'hybridation de la recherche tabou avec la recherche locale TS-LS ainsi que le principe d'hybridation de la méthode génétique avec la recherche tabou (GA-TS). Dans ce travail nous avons étudié la performance et la complexité des détecteurs proposés en comparaison avec plusieurs détecteurs dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat. Il a été démontré dans les sections précédentes que la performance BER de l'algorithme HBMO-TS-MUD est nettement meilleure par rapport aux détecteurs MMSE, LS, TS-LS et GA-TS. De plus nous avons également démontré que la performance du détecteur HBMO-TS avec l'utilisation du processus de croisement en deux points est plus améliorée que le HBMO-TS avec un croisement en un seul point. En outre, il a été prouvé que l'efficacité des algorithmes

HBMO-TS et TS-LS est affectée d'une manière significative par le nombre d'itération, la taille de la population, la taille de voisinage et le nombre d'utilisateurs. Cependant, les résultats montrent aussi que la performance des détecteurs proposés est améliorée avec l'augmentation de la taille de la population, la taille de voisinage et le nombre d'itération. Par conséquent, la proposition du détecteur HBMO-TS pour le problème MUD offre un excellent compromis de performance et complexité de calcul pour une communication sans fil.

Conclusion Générale et Perspectives

L'évolution vertigineuse des réseaux sans fil tels que le WiMax et la 4G ainsi que l'augmentation exponentielle du nombre d'utilisateurs, implique une demande accrue vers les systèmes avec une efficacité spectrale élevée. La solution la plus prometteuse et la plus convoitée pour répondre à cette exigence est la combinaison entre la technique de modulation multi-porteuses OFDM et techniques d'accès multiple SDMA. Cependant, la liaison ascendante du système de communication SDMA-OFDM permet à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément à la station de base en partageant la même bande de fréquence tout en utilisant leur propre signature spatiale. De ce fait, il existe généralement une corrélation entre les différents utilisateurs, en raison de la distorsion des trajets multiples du canal, qui est connu au niveau du récepteur par les interférences d'accès multiple (MAI) causant par conséquent une dégradation de la qualité de transmission du système.

A travers l'axe de recherche de cette thèse, nous avons proposé de nouvelles techniques de détection multi-utilisateurs MUD destinées à la résolution du problème d'interférence (MAI) pour les systèmes de transmission sans fil SDMA-OFDM. Ces techniques proposées sont basées sur les méta-heuristiques hybrides afin de surmonter la limitation de la performance des détecteurs classiques. Les travaux de recherche de cette thèse sont principalement résumés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous avons abordé une description détaillée sur différentes caractéristiques des canaux de propagation sans fil, ainsi que les différents modèles des canaux adoptés dans cette étude à savoir le canal AWGN et le canal de Rayleigh. Ensuite, nous avons présenté un aperçu général sur les systèmes MIMO et leur classification en soulignant le principal intérêt des systèmes d'accès multiple SDMA. Enfin, nous avons présenté un portrait détaillé sur la technique OFDM et son efficacité envers les systèmes de transmission MIMO.

Dans le deuxième chapitre, nous avons commencé tout d'abord par décrire le modèle du système MIMO-VBLAST-OFDM à un seul utilisateur ainsi que le modèle du système SDMA-OFDM à plusieurs utilisateurs, ensuite un état de l'art approfondi a été dressé sur les différentes techniques de détection multi-utilisateurs MUD qui peuvent être employées au niveau du récepteur (ZF, MMSE, OSIC et ML). Enfin, une étude de simulation a été faite sur

quelques techniques de détection en comparant leurs performances pour les deux systèmes de communication. Les résultats de simulation montrent que la technique de détection ZF/MMSE-OSIC pour le système MIMO-OFDM à un seul utilisateur offre une meilleure performance et très proche du ML, de même il a été démontré que la performance BER de ce système est considérablement affectée par la technique de modulation, le nombre des sous-porteuses utilisé dans le schéma OFDM et la variation de la fréquence doppler du canal sans fil. Pour le système SDMA-OFDM à plusieurs utilisateurs, les résultats de simulation montrent que la performance du détecteur multi-utilisateur classique est dégradée sensiblement avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs. Cependant, pour résoudre ce problème l'accent a été mis sur les approches méta-heuristiques.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur les méta-heuristiques les plus usuelles, en décrivant leurs principes de fonctionnement et leurs caractéristiques. Ensuite, nous avons montré le principal intérêt de l'hybridation des méta-heuristiques pour le problème d'optimisation en citant leur classification. Enfin, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de ces méta-heuristiques dans le contexte de la détection multi-utilisateurs pour un système sans fil SDMA-OFDM.

Le quatrième et le dernier chapitre, propose en un premier point un algorithme basé sur l'hybridation entre la recherche tabou (TS) et la recherche locale (LS), puis en second point un nouvel algorithme basé sur l'hybridation entre la méta-heuristique d'accouplement des abeilles et la méta-heuristique de la recherche tabou (HBMO-TS) afin de résoudre le problème de la détection multi-utilisateurs MUD, sachant que la deuxième contribution marque une touche d'originalité de notre étude, dont son principal objectif est d'éviter d'être piégé dans le premier optimum local rencontré en explorant de mieux l'ensemble de l'espace de recherche par l'utilisation du principe d'accouplement des abeilles HBMO, ainsi que d'améliorer les solutions trouvées par le HBMO afin de se rapprocher de la meilleure solution. De plus, ce chapitre a été consacré à la mise en œuvre de ce nouvel algorithme qui a pour but de détecter les bits des utilisateurs en reposant sur le principe du critère de maximum de vraisemblance (ML) comme une fonction fitness. En dernier point, nous avons proposé un algorithme génétique évolutif hybridé avec la recherche tabou GA-TS. Les résultats de simulation ont approuvés effectivement que la performance BER de l'algorithme HBMO-TS a été amélioré par rapport à la technique de détection classique comme MMSE ainsi qu'aux autres techniques méta-heuristiques telles que : LS, TS-LS et GA-TS. De même nous pouvons conclure à travers les différentes simulations effectuées que l'efficacité de l'algorithme

proposé dépend significativement de la taille de la population, la taille de voisinage, le nombre d'itération des différents algorithmes et le nombre d'utilisateurs.

Les travaux de recherche réalisés dans le cadre de cette thèse ont montré que l'algorithme proposé HBMO-TS vérifié un bon compromis entre la performance de la détection multi-utilisateurs ainsi que la complexité de calcul. Suite à cet effet, plusieurs perspectives pertinentes et éclairantes semblent être envisageables dans le futur travail :

- Dans notre travail de thèse, nous avons appliqué une seule ouvrière comme méthode de recherche tabou pour améliorer les performances des couvains générés par les reines des abeilles, dans ce qui suit, nous proposons d'appliquer plusieurs ouvrières.
- Développement d'un prototypage logiciel basé sur une architecture reconfigurable de type FPGA (Field Programmable Gate Array) du schéma final proposé SDMA-OFDM-MUD en utilisant comme détection multi-utilisateurs l'approche HBMO-TS.
- Le MIMO massive est connu actuellement comme une technologie clé pour les réseaux sans fil de 5G, en employant un nombre important d'utilisateurs et un grand nombre d'antennes à la station de base. De ce fait, une analyse du comportement des systèmes MIMO massive dans les conditions des canaux variables ainsi qu'une application de l'algorithme HBMO-TS peut améliorer potentiellement les performances de ces systèmes dans de telles conditions

Annexe A: Communications Numériques

Cette annexe est consacrée à décrire quelques notions fondamentales sur les techniques de modulation et leur rôle dans une transmission numérique, ainsi que les critères d'évaluation de la qualité des systèmes de transmission numérique.

A.1. Techniques de modulation numérique :

La modulation est une technique qui a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t) = A\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont:

-l'amplitude A

-la fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

-la phase φ_0

Les types de modulation les plus utilisées dans l'étude de simulation sont :

- Modulation par déplacement de phase (PSK)
- Modulation d'amplitude de deux phases en quadrature (QAM)

A.1.1. Définition

- Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles 0 et 1.

Par contre, dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs.

Un état de modulation est donc défini par un mot de n digits binaires. Le nombre d'état est: $M = 2^n$.

Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M-aire, lorsque $M=2$, le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc n symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de base de transmission numérique

de : $M = 2^n$ symboles M-aire. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits.

- Rapidité de modulation R est définie par le nombre d'éléments d'état transmis par seconde $R = 1/T$ exprimé en « bauds ».
- Le débit binaire D est défini par le nombre de bits transmis par seconde (bits/seconde). Le débit binaire est généralement supérieur ou égal à la rapidité de modulation. Pour une représentation binaire, il y a une égalité entre le débit et la rapidité. Par contre, pour une représentation M-aire état, on a la relation $T = nT_b$ ainsi $D = nR$.
- L'efficacité spectrale est exprimée en *bits/s/Hz*, selon :

$$\nu = \frac{D_b}{B} \quad (\text{A.1})$$

Avec le D_b est le débit binaire, B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura :

$$\nu = \frac{1}{TB} \log_2 M \quad (\text{A.2})$$

L'efficacité spectrale augmente avec le nombre de bits par symbole $n = \log_2 M$ [Kadionik, 2000]

A.1.2. Principe de modulation numérique

Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant obtenu après codage est un signal en bande de base complexe qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t) \quad (\text{A.3})$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$ puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq T < (k + 1)T$

La modulation transforme le signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0)) \right] \quad (\text{A.4})$$

Avec la fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidirectionnelle et s'ils sont complexes la modulation est dite bidirectionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi sous une forme plus simple :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{A.5})$$

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{A.6})$$

Avec

$$a(t) = \sum_k a_k(t) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k(t)$$

Le signal $a(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$

Dans la plupart des cas des signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$ appelée aussi « formant ».

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kt) \quad \text{et} \quad b_k(t) = a_k \cdot g(t - kt)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_M) .

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase et composante en quadrature.

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre chaque signal élémentaire en un point $C_k = A_k + jB_k$ qui permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation [Kadionik. 2000], qui est montré par la figure 1.

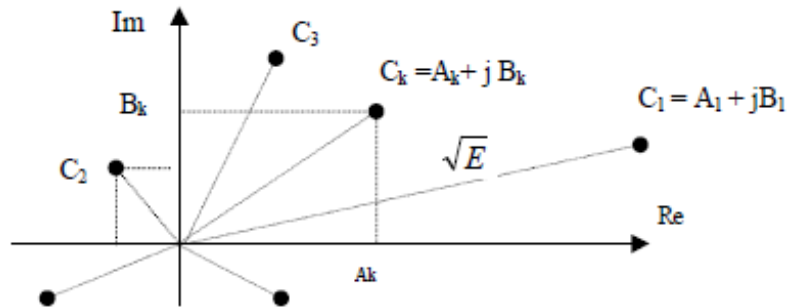


Figure 1. Définition d'une constellation numérique

A.1.3. Modulation par déplacement de phase (PSK)

La modulation par déplacement de phase PSK permet de coder des signaux numériques en signaux analogiques avec une phase variable.

Reprenant l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0)) \right] \quad (\text{A.7})$$

Avec $c_k(t) = c_k \cdot g(t - kt) = (a_k + jb_k) \cdot g(t - kt)$

Dans ce type de modulation les symboles c_k sont repartis sur un cercle, selon :

$$c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k} \quad (\text{A.8})$$

D'où $a_k = \cos(\varphi_k)$ et $b_k = \sin(\varphi_k)$

L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M} \text{ lorsque } M > 2 \quad (\text{A.9})$$

$$\varphi_k = 0 \text{ ou } \pi \text{ si } M = 2$$

Avec $K = 0, 1, 2 \dots M - 1$

Donc le signal modulé devient alors

$$\begin{aligned}
m(t) &= \operatorname{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kt) \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0)) \right] \\
&= \operatorname{Re} \left[\sum_k g(t - kT) \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)) \right]
\end{aligned} \tag{A.10}$$

On considère que l'intervalle de temps $[kT, (k + 1)T[$, on obtient :

$$\begin{aligned}
m(t) &= \operatorname{Re} [A \cdot \exp(j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k))] \\
m(t) &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)
\end{aligned} \tag{A.11}$$

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom PSK.

On appelle «M-PSK» une modulation par déplacement de phase à des symboles M-aire.

-Par exemple pour la modulation 2-PSK, qui est appelée aussi BPSK, c'est une modulation binaire (un seul bit transmis par période T).

Dans ce cas $n = 1$, $M = 2$ et $\varphi_k = 0$ ou π

Le symbole $c_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc la valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$, donc cette modulation est dite mono-directionnelle car elle s'effectue seulement sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Le signal modulé s'écrit alors pour $t \in [0, T[$:

$$m(t) = \pm A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{A.12}$$

-Pour la modulation 4-PSK est connue aussi par la modulation QPSK, c'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des porteuses en quadrature.

Dans ce cas $n = 2$, $M = 4$ et $\varphi_k = \frac{\pi}{4} + k \frac{\pi}{2}$

Les bits du train binaire entrant sont groupés par deux pour former des symboles correspondants aux c_k qui prennent alors leurs valeurs dans un alphabet de 4 éléments suivants :

$$\{e^{j\varphi_k}\} \text{ où } \varphi_k = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$$

On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\cos(\varphi_k)$ et $\sin(\varphi_k)$.

La figure 2 illustre des différentes constellations de la PSK pour $M=2,4$ et 8 [Kadionik. 2000].

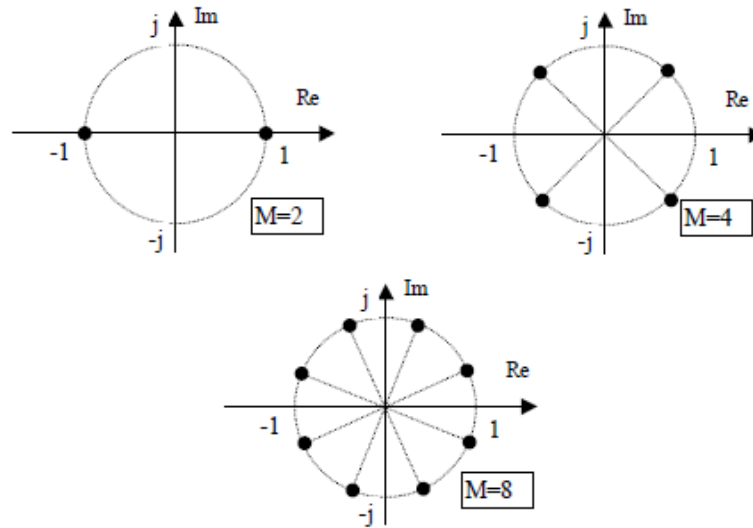


Figure 2. Constellation des symboles en modulation de phase M-PSK

A.1.4. Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM)

La modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (QAM) est une modulation bidirectionnelle.

Les modulations ASK et PSK ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la ASK les points de la constellation sont sur une droite et dans la PSK, les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est en fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus convivial est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

On a :

$$m(t) = a_k(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + b_k(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{A.13})$$

Avec
$$a_k(k) = \sum_k a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(k) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (\text{A.14})$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par les deux signaux $a_k(t)$ et $b_k(t)$.

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) , présentant un nombre d'état M^2 sachant que chaque état est représenté par un couple (a_k, b_k) .

Par exemple, la 4-QAM est construite à partir des symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$, où d est une constante donnée. Dans le cas général les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M-1)d\}$ avec $M = 2^n$. La figure 3 illustre la constellation 16-QAM et 64-QAM [Kadionik. 2000].

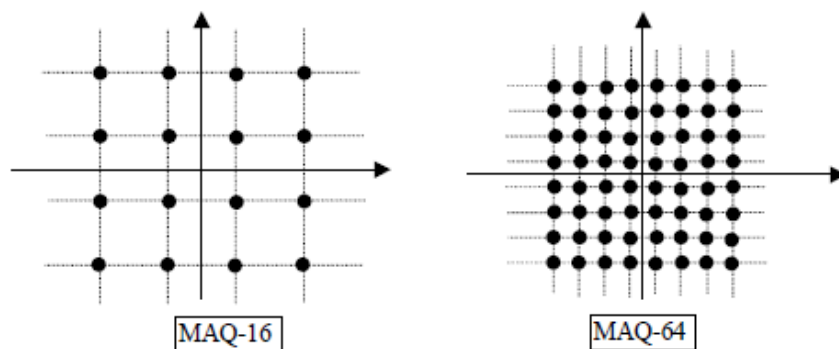


Figure 3. Constellation 16-QAM et 64-QAM

A.2. Les critères d'évaluation de la qualité des systèmes de transmission

A.2.1. Le taux d'erreur binaire (BER)

En pratique, la probabilité d'erreur est mesurée à l'aide du paramètre de taux d'erreur binaire (BER), celui-ci est calculé en comparant la séquence envoyée à celle reçue, en comptant le nombre d'erreurs produites lors de la transmission d'un nombre donné de bits. Donc la qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur binaire BER par :

$$BER = \frac{\text{nombre de bits erronés}}{\text{nombre total de bits transmis}} \quad (\text{A.15})$$

A.2.2. Rapport signal sur bruit (SNR)

Le rapport signal sur bruit est un indicateur de la qualité de transmission d'une information, il est défini par :

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (A.16)$$

Avec E_b est l'énergie moyenne par bit du signal analogique utile à l'entrée du récepteur

N_0 est la densité spectrale de puissance (DSP) mono-latérale du bruit blanc en entrée du récepteur [Kadionik. 2000].

Liste des Publications

L'ensemble des travaux illustrés dans cette thèse ainsi que les résultats obtenus ont fait l'objet de plusieurs communications et publications citées ci-dessous :

Publication internationales

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD. (2016) "Performance analysis of spatial multiplexing MIMO-OFDM system with different equalisers and guard intervals", *International Journal of Communication Networks and Distributed Systems*, Vol. 17, No. 2, pp. 147-163.

<http://www.inderscience.com/info/inarticle.php?artid=79099>

DOI: <http://dx.doi.org/10.1504/IJCNDS.2016.079099>

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, "A Novel Multiuser Detection MUD based on Honey Bee Mating Optimization and Tabu Search algorithm HBMO-TS for SDMA-OFDM Systems", *Wireless Personal Communications*, Soumis le 01/08/2016.

Communications Internationales

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, "Performance Analysis of MIMO-VBLAST System with ZF and MMSE Equalizers", *International Conference of Advanced Communication Systems and Signal Processing (ICOSIP'2015)*, Tlemcen, Algeria.

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, "Comparaison de la performance d'un système MIMO à multiplexage spatial en utilisant la technique de détection V-BLAST", *The 3rd International Conference on Wireless Technologies, embedded and Intelligent Systems (WITS-2016)*, Kenitra, Morocco.

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, "Hybridization of tabu search and local search metaheuristic algorithms for multiuser detection of SDMA-OFDM system", *The 7th Seminar on Detection Systems: Architectures and Technologies (DAT'2017)*, IEEE, 2017 Algiers, Algeria.

ISBN: 978-1-5090-4508-2

DOI: [10.1109/DAT.2017.7889166](http://dx.doi.org/10.1109/DAT.2017.7889166)

Communications Nationales

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, “Détection multi-utilisateurs MUD dans un système multi-antennes et à modulation multi-porteuses MIMO-OFDM par des approches méta-heuristiques”, JLTT’2014, Tlemcen, Algeria.

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, “Étude de la performance d'un système MIMO-VBLAST avec un égaliseur ZF ”, JLTT’2015, Tlemcen, Algeria.

I. CHIALI, F. DEBBAT, F.T. BENDIMERAD, “Etude comparative de la performance des détecteurs classiques dans un système MIMO-OFDM”, JLTT’2016, Tlemcen, Algeria.

Bibliographie

- [Aarts *et al.* 2003] Aarts. E, Lenstra. J.K, *Local search in combinatorial optimization*, Princeton University Press, USA, 2003.
- [Abbass. 2001] Abbass. H.A, “Marriage in honey-bee optimization (HBO): A haplometrosis polygynous swarming approach,” *in the Congress on Evolutionary Computation (CEC001)*, Seoul, Korea, pp. 207-214, May. 2001
- [Afshar *et al.* 2007] Afshar. A, Haddad. O.B, Marino. M.A and Adams. B.J, “Honey-bee mating optimization (HBMO) algorithm for optimal reservoir operation,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 344, no. 5, pp. 452-462, Aug. 2007.
- [Alansi *et al.* 2011] Alansi. M, Elshafiey. I, and Al-Sanie. A, “Genetic algorithm implementation of multi-user detection in SDMA-OFDM Systems,” *In Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), 2011 IEEE International Symposium*, pp. 316-320, Dec. 2011.
- [Alansi *et al.* 2012] Alansi. M, Elshafiey. I, and Al-Sanie. A, “Genetic algorithm optimization tool for multiuser detection of SDMA-OFDM systems,” *PIERS Proceedings, Kuala, Lumpur, Malaysia*, pp. 1446-1450, Mar 2012
- [Alias *et al.* 2005] Alias. M.Y, Chen. S, and Hanzo. L, “Multiple-Antenna-Aided OFDM employing genetic-algorithm-assisted minimum bit error rate multiuser detection,” *IEEE Transactions in Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1713-1721, Sep. 2005.
- [Bagadi. 2014] Bagadi. K.P, “On development of some soft computing based multiuser detection techniques for SDMA-OFDM wireless communication system,” *Thèse de Doctorat*, Department of Electronical Engineering National Institute of Technology Rourkela, India. 2014.
- [Bahai *et al.* 2004] Bahai. A.R.S, Saltzberg. B.R, and Ergen. M, *Multi-carrier digital communications: Theory and applications of OFDM*, 2nd edition Springer US, New York, 2004.

- [Banerjee *et al.* 1990] Banerjee. P, Jones. M.H, and Sargent. J.S, “Parallel simulated annealing algorithms for cell placement on hypercube multiprocessors,” *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 91-106, Jan. 1990.
- [Bannour *et al.* 2015] Bannour. A, and Matin. A.M, *Coding for MIMO-OFDM in future wireless systems*, 1st edition *Springer Cham Heidelberg New York Dordrecht London*, 2015.
- [Baro *et al.* 2000] Baro. S, Bauch. G, Pavlic. A, and Semmler. A, “Improving BLAST performance using space-time block codes and turbo decoding,” *in Proc. Global Telecommunications Conference*, 2000. GLOBECOM’00. IEEE, pp. 1067-1071, 2000
- [Beker *et al.* 2004] Beker. S, Puech. N, and Friderikos. V, “A tabu search heuristic for the offline MPLS reduced complexity layout design problem,” *In International Conference on Research in Networking* , pp. 514-525, Springer Berlin Heidelberg, May. 2004
- [Benaichouche. 2014] Benaichouche. A.N, “Conception de méta-heuristiques d’optimisation pour la segmentation d’image. Application aux images IRM du cerveau et aux images de tomographie par émission positons,” *Thèse de Doctorat*, Université Paris-Est. 2014.
- [Benvenuto *et al.* 1992] Benvenuto. N, Marchesi. M, and Uncini. A, “Applications of simulated annealing for the design of special digital filters,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 2, pp. 323-332, Feb. 1992.
- [Bhargave *et al.* 2001] Bhargave. A, De Figueiredo. R.J.P, and Eltoft. T, “A detection algorithm for the V-BLAST system,” *in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, 2001. GLOBECOM’01, pp. 494-498, Nov 2001
- [Blum *et al.* 2003] Blum. C, and Roli. A, “Metaheuristics in combinatorial optimization: overview and conceptual comparison,” *ACM Computing Surveys*, vol. 35, no. 3, pp. 270-308, Sept. 2003.
- [Bohnke *et al.* 2003] Bohnke. R, Wubben. D, Kuhn. V, and Kammeyer. K.D, “Reduced complexity MMSE detection for BLAST architectures,” *in Proc.*

- IEEE Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM'03*, pp. 2258-2262, Dec. 2003 2258-2262, Dec. 2003.
- [Bolcskei. 2006] Bolcskei. H, "MIMO-OFDM wireless systems: basics perspective, and challenges," *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 31-37, Aug. 2006.
- [Boubaker *et al.* 2001] Boubaker. N, Letaief. K.B, and Murch. R.D, "A low complexity multicarrier BLAST architecture for realizing high data rates over dispersive fading channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference 2001*, VTC 2001 Spring, IEEE VTS 53 rd , pp. 800-804, May 2001
- [Chang. 1966] Chang. R.W, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [Chen *et al.* 2011] Chen. H.M, Chen. W.C, and Chung. C.D, "Spectrally precoded OFDM and OFDMA with prefix cyclic and unconstrained guard ratios," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 5, pp. 1416-1427, May. 2011.
- [Chiueh *et al.* 2007] Chiueh. T.D, and Tsai. P.Y, *OFDM baseband receiver design wireless communications*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, 2007.
- [Cho *et al.* 2010] Cho. Y.S, Kim. J, Yang. W.Y, and Kang. C.G, *MIMO-OFDM wireless communications with Matlab, 1st edition Wiley IEEE Press*, Singapore, 2010.
- [Da Silva *et al.* 2014] Da Silva. M.M, and Monteiro. F.A, *MIMO Processing for 4G and Beyond*, CRC Press Taylor & Francis Group, New York, 2014.
- [Damen *et al.* 2003] Damen. M.O, El Gamal. H, and Caire. G, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2389-2402, Oct. 2003.
- [Darwin. 1859] Darwin. C, *On the origin of species by means of natural selection or the preservation of favored races in the struggle for life*, Murray, London, 1859.
- [Doelz *et al.* 1957] Doelz. M.L, Heald. E.T, and Martin. D.L, "Binary data transmission techniques for linear systems," in *Proceeding in IRE*, vol. 45, no. 5, pp. 656-661, May 1957
- [Dorigo *et al.* 1996] Dorigo. M, Maniezzo. V, and Colorni. A, "Ant system: optimization by a colony of cooperating agents," *IEEE Transactions on Systems, Man, and*

- Cybernetics*, vol. 26, no. 1, pp. 29-41, Feb. 1996.
- [Dorigo *et al.* 2006] Dorigo. M, Birattari. M, and stutzle. T, “Ant colony optimization: artificial ants as a computational intelligence technique,” *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 1, no. 4, pp. 28-39, Nov. 2006.
- [Dréo *et al.* 2003] Dréo. J, Pétrowski. A, Siarry. P, and Taillard. E, *Métaheuristiques pour l’optimisation difficile*, Eyrolles, Paris, 2003.
- [Dréo. 2004] Dréo. J, “Adaptation de la méthode des colonies de fourmis pour l’optimisation en variables continues. Application en génie biomedical,” *Thèse de Doctorat*, Université Paris 12-Val de Marne UFR des Sciences. 2004.
- [Ergun *et al.* 2000] Ergun. C, and Hacıoglu. K, “Multiuser detection using a genetic algorithm in CDMA communications systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 8, pp. 1374-1383, Aug. 2000.
- [Fathian *et al.* 2007] Fathian. M, Amiri. B, and Maroosi. A, “Application of honey-bee mating optimization algorithm in clustering,” *Applied Mathematics and Computation*, vol. 190, no. 2, pp. 1502-1513, 2007.
- [Foschini *et al.* 1998] Foschini. G.J, and Gans. M.J, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [Foschini *et al.* 1999] Foschini. G.J, Golden. G.D, Valenzuela. R.A, and Wolniansky. P.W, “Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
- [Foschini. 1996] Foschini. G.J, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [Gesbert *et al.* 2003] Gesbert. D, Shafi. M, Shiu. D, Smith. P.J, and Naguib. A, “From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, Apr. 2003.
- [Glover. 1986] Glover. F, “Future paths for interger programming and links to artificial intelligence ,” *Computers and Operations Research*, vol. 13, no. 5, pp. 533-549,

- May. 1986.
- [Glover. 1989] Glover. F, "Tabu Search–Part I," *ORSA Journal on Computing*, vol. 1, no. 3, pp. 190-206, Aug. 1989.
- [Glover. 1990] Glover. F, "Tabu Search–Part II," *ORSA Journal on Computing*, vol. 2, no. 1, pp. 4-32, Feb. 1990.
- [Goldberg. 1989] Goldberg. D.E, *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*, Addison-Wesley, 1989.
- [Guéguen *et al.* 2009] Guéguen. E, "Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM," *Thèse de Doctorat*, Institut Nationale des Sciences Appliquées de Rennes. 2009.
- [Haddad *et al.* 2006] Haddad. O.B, Afshar. A, and Marino. M.A, "Honey-bee mating optimization (HBMO) algorithm: A new heuristic approach for water resources optimization," *Water Resources Management*, vol. 20, no. 5, pp. 661-680, Oct. 2006.
- [Hampton. 2014] Hampton. J.R, *Introduction to MIMO communications*, Cambridge University Press, New York, 2014.
- [Hanzo *et al.* 2002] Hanzo. L, Wong. C.H, and Yee. M.S, *Adaptative wireless transceivers: turbo-codes, turbo-equalized and space-time coded TDMA, CDMA and OFDM systems*, 1st edition Wiley IEEE Press, England, 2002.
- [Hanzo *et al.* 2011] Hanzo. L, Akhtman. Y, and Wang. L, *MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMax: Coherent versus non-coherent and cooperative turbo transceivers*, John Wiley & Sons Ltd, IEEE Press, United Kingdom, 2011.
- [Haris *et al.* 2010] Haris. P.A, Gopinathan. E, and Ali. C.K, "Performance of some metaheuristic algorithms for multiuser detection in TTCM-assisted rank-deficient SDMA-OFDM system," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2010, no. 1, pp. 1-11, Dec. 2010.
- [Haris *et al.* 2012] Haris. P.A, Gopinathan. E, and Ali. C.K, "Artifial bee colony and tabu search enhanced TTCM assisted MMSE multiuser detectors for rank deficient SDMA-OFDM system," *Wireless Personal Communications*, vol. 65, no. 2, pp. 425-442, Jul. 2012.
- [Haupt *et al.* 2004] Haupt. R.L, and Haupt. S.E, *Practical genetic algorithms*, 2nd edition John Wiley

- © Sons, Inc*, Hoboken, New Jersey 2004.
- [Hogue *et al.* 2009] Hogue. M.J.V, “Etude comparative des estimateurs de canaux en vue d’une implémentation dans un système de télécommunication sans fil de type MIMO-OFDM,” *Thèse de Doctorat*, Université du Québec à Trois-Rivières. 2009.
- [Holland. 1975] Holland. J.H, *Adaptation in natural and artificial systems*, MIT Press, Cambridge, 1975.
- [Horng. 2010] Horng. M.H, “Multilevel minimum cross entropy threshold selection based on the honey bee mating optimization,” *Expert Systems with Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 4580-4592, Jun. 2010.
- [Hu *et al.* 2014] Hu. F, Du. D. Zhang, P and Wang. Z, “A joint swarm intelligence algorithm for multi-user detection in MIMO-OFDM system,” *International Journal of Electronics*, vol. 101, no. 11, pp. 1478-1494, Nov. 2014.
- [Hwang *et al.* 2009] Hwang. T, Yang. C, Wu. G, Li. S and Li. G.Y, “OFDM and its wireless applications: survey,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, May. 2009.
- [Jankiraman. 2004] Jankiraman. M, *Space-time codes and MIMO systems*, Artech House Inc, Norwood, MA, USA, 2004.
- [Jensen *et al.* 2004] Jensen. M.A, and Wallace. J.W, “A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 68-73, Nov. 2004.
- [Jiang *et al.* 2007] Jiang. M, and Hanzo. L, “Multiuser MIMO-OFDM for next-generation wireless systems,” in *Proc. IEEE, IEEE Journal & Magazines*, vol. 95, no. 7, pp. 1430-1469, July. 2007.
- [Jiang *et al.* 2007] Jiang. M, Akhtman. J, and Hanzo. L, “Iterative joint channel estimation and multi-user detection for multiple-antenna aided OFDM systems,” *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 2904-2914, Aug. 2007.
- [Jiang *et al.* 2011] Jiang. Y, Varanasi. M.K, and Li. J, “Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: An in-depth study of the high SNR regime,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, no. 4, pp. 2008-2026, Mar. 2011.

- [Jourdan *et al.* 2009] Jourdan. L, Basseur. M, and Talbi. E.G, “Hybridizing exact methods and metaheuristics: A taxonomy,” *European Journal of Operational Research* , vol. 199, no. 3, pp. 620-629, Dec. 2009.
- [Kadionik. 2000] Kadionik. P, “Bases de transmission numériques: les modulations numériques,” *Ecole national supérieur électronique, informatique et radiocommunications*, Bordeaux, 2000
- [Kang *et al.* 2010] Kang. Q.M, He. H, Song. H.M and Deng. R, “Task allocation for maximizing reliability of distributed computing systems using honeybee mating optimization,” *Journal of Systems and Software*, vol. 83, no. 11, pp. 2165-2174, Nov. 2010.
- [Karimi *et al.* 2014] Karimi. S, Mostoufi. N, and Sotudch-Gharebagh. R, “Evaluating performance of honey bee mating optimization,” *Journal of Optimization Theory and Applications*, vol. 160, no. 3, pp. 1020-1026, Mar. 2014.
- [Kirkpatrick *et al.* 1983] Kirkpatrick. S, Gelatt. C.D, and Vecchi. M.P, “Optimization by simulated annealing,” *Science*, vol. 220, no. 4598, pp. 671-680, May. 1983.
- [Koulamas *et al.* 1994] Koulamas. C, Antony. S.R, and Jaen. R, “A survey of simulated annealing applications to operations research problems,” *Omega the International Journal of Management Science*, vol. 22, no. 1, pp. 41-56, Jan. 1994.
- [Kumar *et al.* 2014] Kumar. B.S, and Kumar. K.R.S, “Multiuser detection in MIMO-OFDM wireless communication system using hybrid firefly algorithm,” *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 4, no. 5, pp. 176-183, May. 2014.
- [Kuhn. 2006] Kühn. V, *Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems*, 1st edition John Wiley & Sons, Ltd, England, 2006.
- [Kuo *et al.* 2008] Kuo. C-C.J, Tsai. S.H, Tadjpour. L, and Chang. Y.H, *Precoding techniques for digital communication systems*, 1st edition Springer US, 2008.
- [Lee *et al.* 2007] Lee. H, and Lee. I, “New approach for error compensation in coded V-BLAST OFDM systems,” *IEEE Transactions on Communications* , vol. 55, no. 2, pp. 345-355, Feb. 2007.
- [Liu *et al.* 2007] Liu. F, Jiang. L, and He. C, “Low complexity MMSE vector precoding using lattice reduction for MIMO systems,” *in Proc. IEEE International*

- Conference on Communications, 2007. ICC'07*, pp. 2598-2603, June 2007
- [Ma *et al.* 2008] Ma. X, and Zhang. W, "Performance analysis for MIMO systems with lattice-reduction aided linear equalization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, no. 2, pp. 309-318, Feb. 2008.
- [Marinaki *et al.* 2010] Marinaki. M, Marinakis. Y, and Zopounidis. C, "Honey bees mating optimization algorithm for financial classification problems," *Applied Soft Computing*, vol. 10, no. 3, pp. 806-812, Jun. 2010.
- [Marzetta *et al.* 1999] Marzetta. T.L, and Hochwald. B.M, "Capacity of mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, Jan. 1999.
- [Menon *et al.* 2004] Menon. S, and Gupta. R, "Assigning cells to switches in cellular networks by incorporating a pricing mechanism into simulated annealing," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics Society*, vol. 34, no. 1, pp. 558-565, Feb. 2004.
- [Metropolis *et al.* 1953] Metropolis. N, Rosenbluth. A, Rosenbluth. M, Teller. A, and Teller. E, "Equation of state calculations by fast computing machines," *Journal of Chemical Physics*, vol. 21, no. 6, pp. 1087-1092, Jun. 1953.
- [Molisch *et al.* 2004] Molisch. A.F, and Win. M.Z, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46-56, Mar. 2004.
- [Molisch *et al.* 2005] Molisch. A.F, Win. M.Z, Choi. Y.S and Winters. J.H, "Capacity of MIMO systems with antenna selection," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 4, pp. 1759-1772, July. 2005.
- [Muquet *et al.* 2002] Muquet. B, Wang. Z, Giannakis. G.B, De courville. M, and Duhamel. P, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2136-2148, Dec. 2002.
- [Narasimhan. 2003] Narasimhan. R, "Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels," *IEEE Transactions on Signal Processing* vol. 51, no. 11, pp. 2829-2839, Nov. 2003.
- [Nocedal *et al.* 2006] Nocedal. J, and Wright. S, *Numerical Optimization*, Springer Science & Business Media, New York, USA, 2006.

- [Oliviera *et al.* 2008] Oliviera. L.D, Ciriaco. F, and Abrao. T, “Local search multiuser detection,” *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 63, no. 4, pp. 259-270, Mar. 2008.
- [Osman *et al.* 1996] Osman. I.H, and Laporte. G, “Metaheuristics: A bibliography,” *Annals of Operational Research*, vol. 63, no. 5, pp. 513-623, 1996.
- [Paschos. 2005] Paschos. V, *Optimisation combinatoire. 1, Concepts fondamentaux*, Hermès Sci, Lavoisier Paris, 2005.
- [Paulraj *et al.* 2004] Paulraj. A.J, Gore. D.A, Nabar. R.U and Bölcskei. H, “An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198-218, Feb. 2004.
- [Peled *et al.* 1980] Peled. A, and Ruiz. A, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms,” *IEEE International Conference on ICASSP'80. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 964-967, Apr 1980
- [Plass *et al.* 2007] Plass. S, Dammann. A, Kaiser. S, and Fazel. K, *Multi-carrier spread spectrum 2007, 1st edition Springer Netherlands*, 2007.
- [Rehman *et al.* 2007] Rehman. H, Zaka. I, Naeem. M, Shal. S.I and Ahmad. J, “Minimum bit error rate multiuser detection for OFDM-SDMA using particule swarm optimization,” *In International Conference on Intelligent Computing Springer Berlin Heidelberg*, pp. 1247-1256, Aug. 2007
- [Rhee *et al.* 2000] Rhee. W, and Cioffi. J.M, “Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation,” *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE'51 st*, pp. 1085-1089, May. 2000.
- [Rodriguez-Tello *et al.* 2015] Rodriguez-Tello. E, Romeo-Monsivais. H, and Ramirez-Torres. G, “Tabu search for the cyclic bandwidth problem,” *Computers and Operations Research*, vol. 57, no. C, pp. 17-32, May. 2015.
- [Rohling. 2011] Rohling. H, *OFDM concepts for future communication systems*, Springer-Heidelberg Dordrecht London New York , 2011.
- [Rugini *et al.* 2005] Rugini. L, Banelli. P, and Leus. G, “Simple equalization of time-varying channels for OFDM,” *Communications Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 619-621, July. 2005.

- [Sabar *et al.* 2012] Sabar. N.R, Ayob. M, Kendall. G and Qu. R, “A honey-bee mating optimization algorithm for educational timetabling problems,” *European Journal of Operational Research*, vol. 216, no. 3, pp. 533-543, Feb. 2012.
- [Saltzberg. 1967] Saltzberg. B, “Performance of an efficient parallel data transmission system,” *IEEE Transactions on Communication Technology* , vol. 15, no. 6, pp. 805-811, Dec. 1967.
- [Sampath *et al.* 2002] Sampath. H, Talwar. S, Tellado. J, Erceg. V, and Paulra. A, “A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 9, pp. 143-149, Nov. 2002.
- [Sanayei *et al.* 2004] Sanayei. S, and Nosratinia. A, “Antenna selection in MIMO systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68-73, Oct. 2004.
- [Sastry *et al.* 2005] Sastry. K, Goldberg. D, and Kendall. G, “Genetic Algorithms,” (eds.) Search Methodologies: Introductory tutorials in optimization and decision support techniques. *Springer US*, pp. 97-125, 2005.
- [Schulze. 2005] Schulze. H, and Lüders. C, *Theory and applications of OFDM and CDMA: Wideband wireless communications*, Jhon Wiley & Sons, Ltd, England, 2005.
- [Sekihara *et al.* 1992] Sekihara. K, Haneishi. H, and Ohyama. N, “Details of simulated annealing algorithm to estimate parameters of multiple current dipoles using biomagnetic data,” *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 11, no. 2, pp. 293-299, Jun. 1992.
- [Shahnaz *et al.* 2015] Shahnaz. K.V, and Ali. C.K, “Firefly algorithm assisted multi-user detection for OFDM/SDMA uplink system,” *International Journal of Reasoning-based Intelligent Systems*, vol. 7, no. 3-4, pp. 325-329, 2015.
- [Siarry *et al.* 2014] Siarry. P, *Métaheuristiques*, Eyrolles, Paris, 2014.
- [Simon *et al.* 2004] Simon. M.K, and Alouini. M.S, *Digital communication over fading channels, 2 nd edition* Jhon Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 2004.
- [Sklar. 1997] Sklar. B, “Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part II mitigation,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 9, pp. 102-109, July. 1997.
- [Steendam *et al.* 2007] Steendam. H, and Moeneclaey. M, “Different guard interval techniques for OFDM: Performance Comparison,” *Springer Netherlands*, Lecture

- Notes in Electrical Engineering, pp. 11-24, 2007.
- [Stuber *et al.* 2004] Stuber. G.L, Barry. J.R, Mclaughlin. S.W, Li. Y, Ingram. M.A, and Pratt. T.G, "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," *Proc in IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 1-10, Feb. 2004.
- [Talbi. 2009] Talbi. E.G, *Metaheuristics: From design to implementation*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009.
- [Telatar. 1999] Telatar. I.E, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Journal*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, Nov. 1999.
- [Tian *et al.* 2011] Tian. R, Lau. B.K, and Ying. Z, "Multiplexing efficiency of MIMO antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* , vol. 10, pp. 183-186, Mar. 2011.
- [Vandenameele *et al.* 2002] Vandenameele. P, Van Der Perre. L, Engels. M.G.E, and De Man. H.J, "A combined OFDM/SDMA approach," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2312-2321, Aug. 2002.
- [Verdu. 1998] Verdu. S, *Multiuser detection*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998.
- [Weinstein *et al.* 1971] Weinstein. S, and Ebert. P, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [Wolniansky *et al.* 1998] Wolniansky. P.W, Foschini. G.J, Golden. G.D, and Valenzuela. R.A, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *URSI International Symposium on IEEE Signals, Systems, and Electronics*, 1998, *ISSSE 98*, Pisa, Italy, pp. 295-300, Oct 1998
- [Wolniansky *et al.* 1998] Wolniansky. P.W, Foschni. G.J, Golden. G.D and Valenzuela. R.A, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *URSI International Symposium on IEEE Signals, Systems and Electronics, ISSSE 98, Pisa, Italy*, pp. 295-300, Oct. 1998.
- [Xhafa *et al.* 2015] Xhafa. F, Sanchez. C, Barolli. A, and Takizawa. M, "Solving mesh router nodes placement problem in wireless mesh networks by tabu search algorithm," *Journal of Computer and system Sciences*, vol. 81, no. 8, pp. 1417-1428, Dec. 2015.
- [Yang. 2005] Yang. H, "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface," *IEEE communications Magazine* , vol. 43, no. 1, pp. 53-

60, Jan. 2005.

[Yang. 2010]

Yang. S.C, *OFDMA system analysis and design, 1st edition Artech House*, Norwood, MA, 2010.

[Zhang *et al.* 2012]

Zhang. J, Chen. S, Mu. X, and Hanzo. L, "Differential evolution algorithm aided minimum symbol error rate multi-user detection for multi-user OFDM/SDMA systems," *in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring) 2012 IEEE 75th*, May 2012

Résumé

Ces dernières années, les systèmes de communication sans fil témoignent d'un essor important en matière d'évolution technologique, cependant, le développement de nouveaux services technologiques rajoutés à la demande croissante des utilisateurs exige de plus en plus une transmission de haut débit avec une meilleure qualité de service.

L'objectif principal de cette thèse porte sur le développement de nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs (MUD) basé sur les approches méta-heuristiques afin de réduire l'effet des interférences entre les utilisateurs (MAI) qui représentent la majeure contrainte des systèmes multi-utilisateurs MIMO-SDMA-OFDM. Pour cela, notre contribution se focalise principalement sur le développement de trois techniques méta-heuristiques, la première est basée sur l'hybridation de la recherche tabou avec la recherche locale (TS-LS), la seconde technique proposée hybride l'algorithme génétique évolutif avec la recherche tabou (GA-TS) et la troisième constitue l'originalité dans notre étude (HBMO-TS), qui est basée sur le processus d'accouplement naturel des reines chez les abeilles (HBMO: Honey Bee Mating Optimization) hybridé avec le processus de la recherche tabou (TS: Tabu Search). En effet, l'algorithme HBMO fournit une bonne estimation initiale pour le TS tout en explorant au mieux les régions les plus vastes de l'espace de recherche, tandis que l'algorithme TS exploite cette estimation pour trouver la meilleure solution du problème.

Mots-clés: Systèmes de communication sans fil, systèmes MIMO-SDMA-OFDM, détection multi-utilisateurs (MUD), interférences entre utilisateurs (MAI), approches méta-heuristiques, algorithme HBMO-TS, algorithme TS-LS, algorithme GA-TS.

Abstract

In recent years, the wireless communication systems witness significant growth in the field of technological evolution. However, the development of the new technological services added to the increases demand of users, requires more and more a high data rate transmission with a better quality of service.

The main objective of this thesis is to develop a new multiuser detection algorithms (MUD) based on metaheuristic approaches in order to reduce the effect of multiple access interference (MAI) which represents the major constraint of MIMO-SDMA-OFDM multiuser systems. In this context, our contribution focuses mainly on the development of three metaheuristic techniques, the first is based on the hybridization of tabu search and local search (TS-LS), the second proposed technique hybrid the evolutionary genetic algorithm with tabu search (GA-TS), and the third presents the originality of our study (HBMO-TS) which is based on the process of natural bee mating (HBMO: Honey Bee Mating Optimization) hybridized with the process of tabu search (TS). Indeed, the HBMO algorithm provides a good initial estimation for the TS while exploring the largest regions of the search space while the TS algorithm uses this estimation to find the best solution to the problem.

Keywords: Wireless communication systems, MIMO-SDMA-OFDM system, multiuser detection (MUD), multiple access interference (MAI), metaheuristic approaches, HBMO-TS algorithm, LS algorithm, TS-LS algorithm, GA-TS algorithm.

ملخص

خلال السنوات الأخيرة، عرفت أنظمة الاتصال اللاسلكي انطلاقا كبيرا في اطار التطور التكنولوجي، و عليه، فإن تطوير الخدمات التكنولوجية الجديدة المضافة نتيجة للطلب المتزايد للمستخدمين يتطلب بشكل متواصل نقلا عاليا للتدفق مع تحسين نوعية الخدمة.

ويعمل الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة على تطوير خوارزميات جديدة عن الكشف متعدد المستخدمين (MUD) مركزا على الأدلة المساعدة عن الكشف للحد من تأثير التداخل بين المستخدمين (MAI)، والتي تمثل عائق لأغلبية الأنظمة متعددة المستخدمين (MIMO-SDMA-OFDM).

ولهذا، تركز مساهمتنا بشكل رئيسي على تطوير ثلاثة تقنيات مساعدة على الكشف، تتمحور الأولى في تهجين البحث الممنوع مع البحث المحلي (TS-LS)، و التقنية الثانية المقترحة تمزج الخوارزمية الجينية التطورية مع البحث الممنوع (GA-TS)، أما الثالثة فتتمثل الأصالة في دراستنا، و التي تقوم على أساس عملية التزاوج الطبيعي للملكات عند النحل : مهجن بعملية البحث الممنوع (HBMO-TS). و بالفعل، تزود هذه التقنية بتقدير مبدئي جيد للبحث الممنوع (TS) مع مراعاة استكشاف مناطق أوسع من فضاء البحث، في حين يستخدم (TS) هذا التقدير للعثور على أفضل حل للمشكلة.

الكلمات المفتاحية: نظم الاتصال اللاسلكي، نظم MIMO-SDMA-OFDM، كشف متعددة المستخدمين (MUD)، التداخل بين المستخدمين (MAI)، التقنيات المساعدة على الكشف، خوارزمية HBMO-TS، خوارزمية TS-LS (الممنوع و المحلي)، خوارزمية GA-TS (الجينية و الممنوع).