

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET  
POPULAIRE**  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE  
DOCTORAT EN SCIENCES

SPÉCIALITÉ : Electronique

OPTION : Communications

Présenté par  
**Mme. Saliha AZZEDDINE**

**Association MIMO et Accès Multiples Avancés  
pour Réseaux Sans Fil**

**SOUTENUE LE 2018**

**DEVANT LE JURY COMPOSE DE:**

M.r ANANI Macho

M.r MAHDJOUB Zoubir

M.elle DEBBAT Fatima

M.r LASRI Boumediene

*Président* Professeur, UDL-SBA

*Encadreur* Professeur, UDL-SBA

*Examineur* Professeur, Université de Mascara

*Examineur* M.C.A, Université de Saida

# *Dédicaces*

*A tous ceux et celles qui me sont chers ...*



# Remerciements

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

Je tiens à adresser mes chaleureux remerciements à mon directeur de thèse Mr MAHDJOUR Zoubir, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbes, pour sa modestie, sa disponibilité, sa qualité pédagogique et humaine et pour ses conseils précieux qui m'ont permis de mener ce travail dans les meilleures conditions, je lui exprime toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Je remercie par ailleurs Mr ANANI Macho Professeur à l'université de Sidi Bel Abbes, d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements s'adressent également aux membres du jury : Melle DEBAT Fatima Professeur à l'Université de Mascara, et Mr LASRI Boumediene Maître de conférence à l'Université de Saida d'avoir accepté d'examiner ce travail.

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

# Sommaire

Dédicace .....	i
Remerciements .....	ii
Sommaire .....	iii
Liste des figures .....	vi
Liste des tableaux .....	vii
Introduction générale .....	01
<b>Chapitre I : Systèmes de communication sans fils</b>	
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>05</b>
<b>I.2 Le Canal de Propagation .....</b>	<b>05</b>
<b>I-2-1 Influence des obstacles sur les signaux.....</b>	<b>06</b>
<b>I-2-2 Les trajets multiples .....</b>	<b>07</b>
<b>I.2.3 Capacité du canal.....</b>	<b>10</b>
<b>I.3 Modélisation d'un canal réel.....</b>	<b>12</b>
<b>I.3.1 Modélisation d'un Canal à multi trajet.....</b>	<b>14</b>
<b>I.3.2 Description du Slow et Fast fading .....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.3 Caractéristiques du système de communication numérique.....</b>	<b>19</b>
<b>I.4 Notion de Diversité.....</b>	<b>20</b>
<b>I.4.1 Diversité temporelle .....</b>	<b>20</b>
<b>I.4.2 Diversité fréquentielle .....</b>	<b>21</b>
<b>I.4.3 Diversité de polarisation.....</b>	<b>22</b>
<b>I.4.4 Diversité spatiale .....</b>	<b>22</b>
<b>I.5 Les réseaux sans fil .....</b>	<b>23</b>
<b>I.5.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN).....</b>	<b>24</b>
<b>I.5.1.1 Bluetooth.....</b>	<b>24</b>
<b>I.5.1.2 HomeRF.....</b>	<b>24</b>

1.5.1.3 ZigBee.....	24
<b>I.5.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN).....</b>	25
I.5.2.1 Wi-Fi (Ou IEEE 802.11) .....	25
I.5.2.2 HiperLAN .....	25
<b>I.5.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN).....</b>	26
I.5.3.1 LMDS.....	26
I.5.3.2 HiperMAN.....	27
I.5.3.3 WiMAX.....	27
<b>I.5.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN).....</b>	28
I.5.4 .1 Première génération (1G) .....	28
I.5.4.2 Le GSM (2G).....	29
I.5.4.3 Le GPRS (2,5G).....	30
I.5.4.4 L'EDGE (2,75G).....	31
I.5.4 .5 Troisième génération (3G).....	31
I.5.4 .6 Le long Term Evolution (LTE) 4G.....	32
<b>I.6 Conclusion.....</b>	32
<b>Chapitre II : Détection Multi-utilisateurs pour les systèmes MIMO-OFDM</b>	
<b>II.1 Introduction .....</b>	34
<b>II.2 La modulation OFDM .....</b>	34
II.2.1 Principe des modulations multi porteuses .....	35
II.2.2 Le signal OFDM .....	35
II.2.3 L'insertion de l'intervalle de garde ... ..	36
II.3. Les systèmes MIMO .....	38
II.3.1 Modèle d'un système MIMO .....	38
II.3.2 Capacité d'un canal MIMO .....	49
II.3.3 Techniques de transmission MIMO sans codage de canal.....	41
II.3.3.1 Codage espace-temps.....	41
II.3.3.2 Multiplexage spatial.....	43
<b>II.4 Techniques de détection multi-utilisateurs classiques MUD pour un système MIMO.....</b>	44

<b>II.4.1 Détecteur ZF</b> .....	45
<b>II.4.1 Détecteur ZF</b> .....	45
<b>II.4. 3 Détecteur OSIC</b> .....	46
<b>II.4.4 Détecteur ML</b> .....	48
<b>II.5 Association MIMO-OFDM</b> .....	48
<b>II.5.1 Description du schéma d'association MIMO-VBLAST-OFDM à un seul Utilisateur</b> .....	49
<b>II.5.2 Description du système MIMO-SDMA-OFDM multi-utilisateur</b> .....	51
<b>II.6 Etude des performances des différents détecteurs classiques pour un système MIMO- OFDM à un seul utilisateur</b> .....	54
<b>II.7 Etude des performances des différents détecteurs classiques pour un système MIMO- SDMA-OFDM à utilisateurs multiples (MUD)</b> .....	57
<b>II.8 Conclusion</b> .....	60
<b>Chapitre III : Les méthodes méta-heuristiques et l'algorithme API</b>	
<b>III.1 Introduction</b> .....	61
<b>III.2 Optimisation combinatoire</b> .....	61
<b>III.3 Heuristiques et Métaheuristiques</b> .....	63
<b>III.4 Classification des méta-heuristiques</b> .....	64
<b>III.4.1 L'approche constructive</b> .....	65
<b>III.4.2 L'approche recherche locale</b> .....	65
<b>III.4.3 L'approche évolutive</b> .....	66
<b>III.5 Biologie de Pachycondyla Apicalis</b> .....	67
<b>III.6 Modélisation algorithmique</b> .....	71
<b>III.6.1 Espace de recherche et fonction d'évaluation</b> .....	71
<b>III.6.2 Comportement local des fourmis</b> .....	72
<b>III.6.3 Exploration globale</b> .....	73
<b>III.6.4 Algorithmes de l'API</b> .....	75
<b>III.7 Conclusion</b> .....	77

<b>Chapitre IV : résolution du Problème de la détection Multi-utilisateurs par l'API pour un système MIMO-SDMA-OFDM</b>	
<b>IV.1 Introduction</b> .....	79
<b>IV.2 Formulation du problème</b> .....	79
<b>IV.3 Algorithme API pour le problème MUD dans un système MIMO-SDMA-OFDM</b>	81
<b>IV. 4 Résultats de Simulation</b> .....	86
<b>IV.5 Conclusion</b> .....	92
<b>Conclusion générale</b> .....	93
<b>Bibliographie</b> .....	96

# Liste des figures

<b>Figure I.1:</b> Illustration des mécanismes de propagation.....	6
<b>Figure I.2:</b> propagation par trajets multiples.....	7
<b>Figure I.3 :</b> Différentes variantes des canaux.....	12
<b>Figure 1.4 :</b> Chaîne d'un système de communication mobile.....	12
<b>Figure 1.5 :</b> les types de bruit pour un canal de communication sans fil.....	13
<b>Figure 1.6 :</b> Système de communication avec un canal réel.....	13
<b>Figure 1.7 :</b> les trois échelles de la variation du signal du mobile.....	14
<b>Figure 1.8 :</b> Modélisation d'un canal multi trajet par un filtre linéaire.....	14
<b>Figure I.9:</b> Slow et fast fading.....	19
<b>Figure I.10 :</b> Signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.....	21
<b>Figure I.11 :</b> Signal transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.....	22
<b>Figure I.12 :</b> Classification des réseaux sans fil .....	23
<b>Figure I.3 :</b> Exemple d'architecture WLAN.....	26
<b>Figure I.5 :</b> Boucle Local Radio (BLR) .....	27
<b>Figure I.6 :</b> Exemple de découpage en cellules.....	28
<b>Figure II.1 :</b> Schéma synoptique des modulations OFDM.....	36
<b>FigureII.2 :</b> Intervalle de garde (Préfixe cyclique).....	37
<b>Figure II.3</b> N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.....	38
<b>Figure 1I.4 :</b> Système MIMO.....	39
<b>Figure II.5 :</b> Structure H-BLAST.....	43
<b>Figure II.6 :</b> Structure D-BLAST.....	43
<b>Figure II.7 :</b> Structure V-BLAST.....	44
<b>Figure II.8–</b> Classification des détecteurs multi-utilisateurs MUD.....	45
<b>Figure II.10–</b> Système MIMO –VBLAST-OFDM .....	50
<b>Figure II.11–</b> Diagramme en bloc d'un système SDMA-OFDM avec $L$ utilisateurs et $R$ antennes réceptrices .....	53

<b>Figure II.12</b> –Performance BER de ZF et MMSE d’un système MIMO-VBLAST-OFDM .....	55
<b>Figure II.13</b> –Comparaison de la Performance BER entre les détecteurs classiques du système MIMO-VBLAST-OFDM.....	56
<b>Figure II.14</b> BER du système 4x4 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection MMSE.....	56
<b>Figure II.15</b> –Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour un scénario à pleine charge.....	58
<b>Figure II.16</b> –Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour un scénario de surcharge.....	59
<b>Figure II.17</b> –Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM équipé de $NR = 4$ avec un nombre d’utilisateurs variable et le détecteur MMSE MUD.....	59
<b>Figure.III.1</b> les approches utilisées pour la résolution des problèmes d’optimisation ..	62
<b>Figure III.2</b> Exploration de l’espace de recherche par l’approche constructive.....	56
<b>Figure III.3</b> Exploration de l’espace de recherche par l’approche recherche locale.....	66
<b>Figure III.4.</b> Exploration de l’espace de recherche par une approche évolutive.....	67
<b>Figure III .5</b> : <i>Pachycondyla apicalis</i> .....	67
<b>Figure III.6</b> : Exemple (fictif) de carte des trajets et aires de récolte des fourrageuses.....	69
<b>Figure. III.7</b> : Comportement local des fourmis.....	72
<b>Figure. III.8</b> : Automate représentant le comportement individuel de fourrage ment d’une fourmi.....	73
<b>Figure III.9</b> : Stratégie d’exploration globale : déplacement du nid.....	74
<b>Figure III.10</b> : Algorithme de comportement fourrage ment d’une colonie de fourmis <i>Pachycondyla apicalis</i> API .....	76
<b>Figure III.11</b> : Algorithme : comportement local d’une fourmi <i>ai</i> de l’espèce <i>Pachycondyla apicalis</i> .API-Fouragement ( $a_i$ ).....	77
<b>Figure IV.1</b> – Détecteur multi-utilisateurs (API-MUD) .....	81
<b>Figure IV.2</b> – organigramme de résolution MUD par l’API.....	84

<b>Figure IV.3</b> – Génération de population de fourmis.....	85
<b>Figure IV.4</b> – Diagramme du processus de fourragement pour la fourmis $f_i$ .....	86
<b>Figure IV.5</b> Comparaison de la performance du API-MUD avec ML-MUD et MMSE-MUD pour le scénario $(4 \times 4)$ et pour 4 utilisateurs.....	88
<b>Figure IV.6</b> Performance BER du MMSE, ML et API- MUD pour un système $6 \times 2$ SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat.....	89
<b>Figure IV.7</b> Performance de l'API pour différents taille de population (F).....	90
<b>Figure IV.8</b> – Performance BER du détecteur API-MUD en fonction du nombre d'utilisateur.....	91
<b>Figure IV.9</b> –Comparaison du temps CPU pour les différents nombre d'utilisateurs et pour les tailles différentes de population, $SNR = 12$ dB, $R = 4$ .....	92

# Liste des tableaux

<b>Tableau II.1</b> – Paramètres de simulation pour un système MIMO-VBLAST-OFDM.....	54
<b>Tableau II.2</b> –Paramètres de simulation du système MIMO-SDMA-OFDM.....	57
<b>Table IV-1.</b> Description des paramètres de l’API-MUD.....	83
<b>Table IV.2.</b> Initialisation des paramètres .....	87



# Résumé

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 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 travail de thèse, nous proposons un nouvel algorithme de détection multi-utilisateur MUD basés sur méthode méta-heuristique inspiré du comportement de fourragement des fourmis de type *Pachycandyla Apicalis* (**API**), pour détecter les bits des utilisateurs en se basant sur la règle de décision du ML pour un système MIMO SDMA-OFDM.

# **Introduction générale**

### 1. Contexte et motivation de la thèse

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 reliés 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, réfraction 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 présente 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 des 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 des cellules voisines. Pour lutter contre le problème des interférences MAI, la détection multiutilisateurs MUD est une technique efficace pour détecter conjointement les signaux de tous les utilisateurs en éliminant non seulement les interférences inter utilisateurs (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) 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 est utilisée, 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 croit exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs, ce qui limite leur mise en œuvre pratiquement. 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 particulair PSO (Particle Swarm Optimization) et l'optimisation par fourragement des abeilles artificiel ABC (Artificial Bee Colony). De ce fait, ce travail de recherche a été abordé afin de développer un nouveau algorithme de détection multi-utilisateurs (MUD) à base de méta-heuristique dans le but de limiter les effets des interférences dans le cadre d'un système SDMA-OFDM.

### Contribution de la thèse

Dans ce travail nous avons développé un nouveau algorithme d'optimisation, inspiré du comportement naturel des fourmis de type *Pachycondyla apicalis* (API) à savoir le fourrageage, pour la résolution du problème de la détection multi-utilisateurs MUD dans un système SDMA-OFDM. Le principe de cette méta-heuristique, 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, l'algorithme API est très efficace pour résoudre de divers problèmes d'optimisation, de même qu'il favorise l'hybridation avec d'autres méta-heuristiques de recherche locale.

L'algorithme API est très performant puisqu'il repose d'une part sur l'exploration (diversification) des solutions produites par le processus d'exploration tout en visitant les régions les plus vastes de l'espace de recherche, et d'autre part sur l'exploitation (intensification) des zones de recherche prometteuses. Ceci permet d'atteindre une meilleure recherche toute en évitant les minimas locaux.

### 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 ce travail de thèse ainsi que la problématique rencontrée dans cette étude. Ensuite on a mis 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 nous passerons en revue les différents types des réseaux de communication sans fils avec leurs générations. Ces réseaux constituent le contexte idéal de l'application des technologies MIMO et OFDM.

Le second chapitre décrit en détail le système MIMO-OFDM utilisé dans cette étude, ensuite nous donnerons un petit historique sur les différentes techniques de détection multi-utilisateurs y compris leurs avantages et leurs inconvénients telles que : le détecteur à forçage

de 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). Enfin nous évaluerons les résultats de simulation dont nous comparerons la performance entre ces différents détecteurs pour un système MIMO-OFDM et nous exposerons par la suite le problème de la détection multi-utilisateurs.

Le troisième chapitre trace un état de l'art 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 présenterons ensuite une description théorique de la méthode méta-heuristique utilisée pour la détection multi-utilisateurs à savoir l'algorithme de processus de fourragement des fourmis *Pachycondyla apicalis* –API.

Le quatrième chapitre est consacré en premier lieu à proposer une approche méta-heuristique de détection multi-utilisateurs basé sur l'API dans le cadre des systèmes SDMA-OFDM. Nous présentons à la fin de ce chapitre un ensemble de résultats de simulations en comparant la performance BER et la complexité de calcul de l'algorithme proposé avec d'autres détecteurs.

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.

# Chapitre I : Systèmes de communication sans fils

### **I.1 Introduction**

La qualité de transmission fournie par les différents réseaux sans fil dépend de plusieurs critères, parmi ces critères le type de canal. Le fonctionnement des réseaux sans fils peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils ont été déployés. Cela est dû aux différents phénomènes physiques que subit l'information lors de son passage par le canal de propagation. Il est, donc, nécessaire de rappeler ces phénomènes pour mieux comprendre leurs impacts sur la qualité de liaison. Dans ce contexte, ce chapitre introduit les concepts et les effets du canal de communication sans fil, qui inclut l'impact des phénomènes de propagation. Les différentes notions nécessaires pour mener à bien notre étude seront présentées et leurs principes détaillés. Egalement, un état de l'art des systèmes de communications sans fil sera dressé avec les différents catégories et générations des réseaux sans fil. Le fonctionnement de ces réseaux est influencé par les environnements dans lesquels ils ont été déployés. Cela est dû aux différents phénomènes physiques que subit l'information lors de son passage par le canal de propagation.

### **I-2 Le Canal de Propagation**

Le canal de transmission, entendu dans le sens général du terme, assure le lien entre l'émetteur et le récepteur permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales.

La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable.

Le canal de transmission radio-mobile est un des moyens de communication les plus variables et les plus incontrôlables. En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur les ondes radioélectriques sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie, de caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité du milieu traversé qui ont un effet de dégradation sur la qualité du signal. Pour cela, les transmissions hertziennes ont pour propriété de fluctuer en

temps et en espace, souvent avec des variations très importantes dues à plusieurs phénomènes de propagation. Les différents phénomènes de dégradation des performances d'une liaison radio mobile dépendent des caractéristiques du canal de transmission. L'étude de ces caractéristiques présente un intérêt certain, elle est donc approfondie dans cette partie [1] [2].

### I-2-1 Influence des obstacles sur les signaux

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la dimension de l'obstacle par rapport à longueur d'onde  $\lambda$ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment [2][3].

Le premier phénomène, appelé *réflexion spéculaire*, a lieu quand la taille de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis à vis de  $\lambda$ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

Le phénomène de *transmission*, encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

La *diffraction* se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa propagation.

Reste enfin le phénomène de *diffusion* ou *réflexion diffuse* qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à  $\lambda$ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-ondes. Les quatre mécanismes sont illustrés par la Figure I.1.

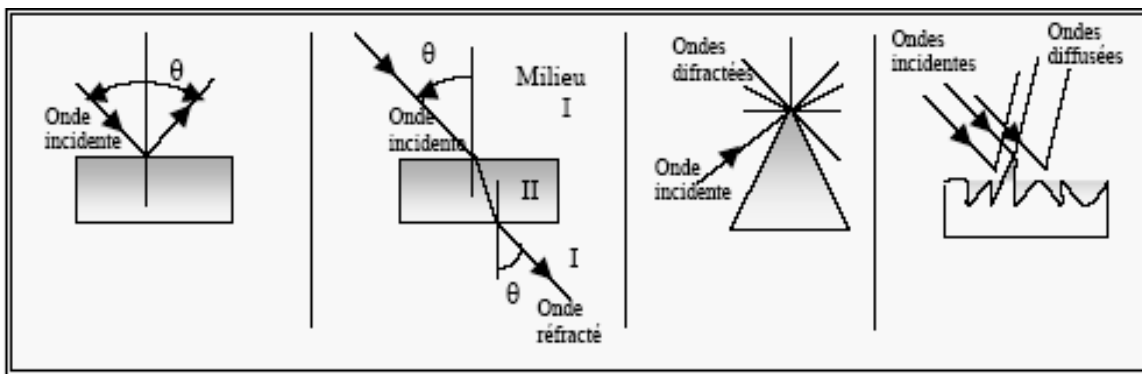


Figure I.1: Illustration des mécanismes de propagation

### I-2-2 Les trajets multiples

Le canal de propagation radioélectrique entre une station fixe et une station mobile est caractérisé par l'existence de trajets multiples.

Contrairement à d'autres types de transmission (faisceaux hertziens par exemple) où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec les mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités. De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non-visibilité de la station de base. A la station de base, le signal est émis dans une certaine ouverture. Suivant leur direction d'émission, les ondes empruntent des chemins différents. En fonction du type d'obstacles (bâtiment, relief, végétation) rencontrés sur leur parcours, elles subissent des phénomènes de réflexion, de réfraction, de diffraction et de diffusion. Il en résulte une multitude de trajets élémentaires au niveau du récepteur (Figure I.2), caractérisés chacun par un retard, une atténuation et un déphasage propres [1] [3].

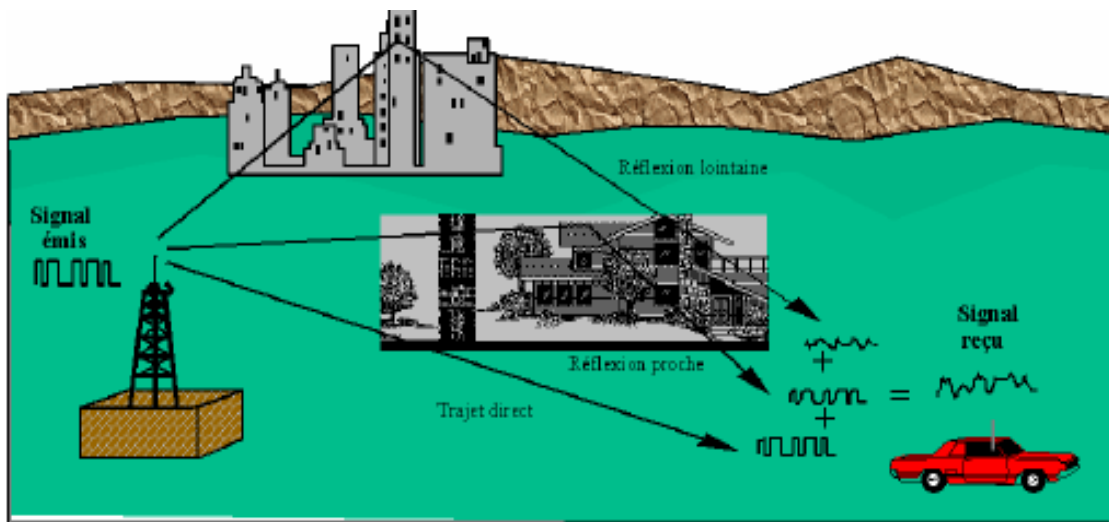


Figure I.2: propagation par trajets multiples

- **Effet positif des multi- trajets**

Le principal avantage des trajets est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe, (Figure I.2). Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de "franchir " les obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels,...) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

- **Aspect négatif des trajets multiples**

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les principaux sont [1-4]:

***A- La propagation en espace libre***

La propagation en espace libre a lieu lorsque l'onde radio se propage entre deux points non obstrués. L'atténuation de puissance dépend de l'environnement traversé. Dans des conditions idéales de propagation en espace libre, la puissance du signal reçu subit une atténuation donnée, par l'équation suivante :

$$P_r(d) = P_e \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad \text{(I-1)}$$

où  $P_e$  et  $P_r$  sont respectivement les puissances du signal émis et du signal reçu,  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $G_e$  et  $G_r$  sont les gains en puissance des antennes d'émission et de réception et  $d$  est la distance entre ces deux antennes.

***B- L'obstruction***

L'obstruction apparaît quand un trajet radio est obstrué par un ou plusieurs objets (obstacles naturels ou construits par l'homme). L'onde résultante subit une perte de puissance correspondante au mécanisme de propagation impliqué (qui peut être la réflexion, la diffraction ou la diffusion).

***C- La dispersion des retards (delay spread)***

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire qu'ils atteignent le récepteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau de récepteur avec des retards différents.

***D- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh***

Après réflexion sur un obstacle, l'onde radio peut être altérée en phase et en amplitude. Le phénomène d'évanouissements ou de fading résulte des variations temporelles des phases.

Celles-ci peuvent résulter de signaux multiples s'ajoutant de façon destructive au niveau du récepteur. Dans ce cas, le signal reçu résultant sera très faible ou pratiquement nul. Les signaux multiples reçus peuvent également s'additionner de façon constructive et le signal reçu résultant est alors plus puissant que le signal du seul trajet direct.

***E- Décalage en fréquence (Doppler shift)***

L'effet Doppler est un phénomène dû au déplacement de la station mobile par rapport à la station de base. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu appelée décalage Doppler. Ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur.

Chaque trajet possède un décalage Doppler fréquentiel de la forme :

$$f_d = f_m \cos \theta \quad \text{(I-2)}$$

où  $\theta$  est l'angle entre la direction du mobile et la direction du trajet considéré, avec :

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad \text{(I-3)}$$

où  $v$  représente la vitesse du mobile, et  $\lambda$  la longueur d'onde de la porteuse. Le décalage Doppler peut être positif ou négatif selon la valeur de  $\theta$ . Les deux valeurs extrêmes  $\pm f_m$  sont obtenues lorsque l'onde se propage dans la direction du mobile ou dans la direction opposée. Dans les environnements multi trajets, chaque trajet du signal subit un décalage Doppler différent caractérisé par l'angle  $\theta$ . Par conséquent, le signal reçu est formé de composantes, possédant des décalages fréquentiels différents compris entre  $f_c - f_m$  et  $f_c + f_m$ , dont la combinaison crée un élargissement du spectre. L'étalement Doppler est défini comme étant la largeur du spectre de puissance Doppler, obtenu par transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation de la réponse impulsionnelle du canal. Si nous considérons des diffuseurs uniformément distribués en direction d'arrivée sur  $[0, 2\pi]$ , alors le spectre de puissance du champ électrique vertical a la forme suivante :

$$S(f) = \frac{\frac{3\sigma}{2\pi f_m}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (\text{I-4})$$

avec  $f_c - f_m < f < f_c + f_m$  où  $f_m$  est le décalage Doppler maximum,  $f_c$  est la fréquence porteuse, et  $s$  est la puissance moyenne du signal reçu par une antenne isotrope.

Les effets de l'étalement Doppler sont négligeables tant que la largeur de bande du signal transmis en bande de base est beaucoup plus grande que la largeur du spectre de puissance Doppler.

### ***F- La dispersion spatiale : l'étalement angulaire***

L'étalement angulaire est un paramètre qui décrit la dispersion des directions des trajets au départ ou à l'arrivée respectivement de l'émetteur ou au récepteur. A la station de base, l'étalement des angles d'arrivée est généralement faible. La diffusion locale autour du mobile est le principal facteur de propagation multi trajets. Comme le rapport entre la distance séparant le mobile de la station de base (plusieurs kilomètres) et le rayon des diffuseurs (à peu près 100 longueurs d'onde) est souvent grand, le secteur angulaire dans lequel les signaux multi trajets arrivent est petit. Par contre, l'étalement angulaire dans un milieu fermé (indoor) est relativement grand à cause des multiples réflexions et de la faible distance entre le mobile et la station de base.

La dispersion spatiale génère un fading (évanouissements) sélectif en espace. La sélectivité spatiale est caractérisée par la distance de cohérence, qui représente la séparation spatiale pour laquelle les signaux reçus sur deux antennes restent fortement corrélés. Cette distance de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement angulaire : plus l'étalement angulaire est grand, plus la distance de cohérence est petite.

### **I.2.3 Capacité du canal**

La capacité du canal définit la quantité d'information pouvant être transmise sans erreur sur le canal. En présence d'un bruit blanc additif gaussien et pour une entrée de type gaussien, C.E. Shannon a défini la capacité  $C$  du canal par [5]:

$$C = B_s \times \log \left( 1 + \frac{P_s}{P_b} \right) \quad (1.5)$$

où  $P_s$  et  $P_b$  désignent respectivement la puissance du signal émis et celle du bruit. A partir de cette équation, deux approches permettant d'augmenter la capacité peuvent être énoncées. La première consiste à utiliser une bande étroite avec un rapport  $\frac{P_s}{P_b}$  important; la seconde permet d'exploiter une bande large avec un rapport  $\frac{P_s}{P_b}$  faible. La technique d'étalement de spectre que nous allons aborder est basée sur la seconde approche.

#### 1.2.4 Classification

Les trajets multiples sont à l'origine de la dispersion temporelle et l'effet Doppler provoque la dispersion fréquentielle. On introduit deux paramètres relatifs à ces dispersions [6]:

- **La bande de cohérence**  $B_c$  : il s'agit de l'écart fréquentiel minimal sur lequel les caractéristiques du canal sont corrélées. Ainsi, deux sinusoïdes, dont l'écart fréquentiel est supérieur à  $B_c$ , seront différemment affectées par le canal. Cette grandeur est environ l'inverse de l'étalement temporel du canal.
- **Le temps de cohérence**  $T_c$  : c'est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal de transmission demeurent quasi-constantes. Cette grandeur est environ l'inverse de l'étalement fréquentiel du canal.

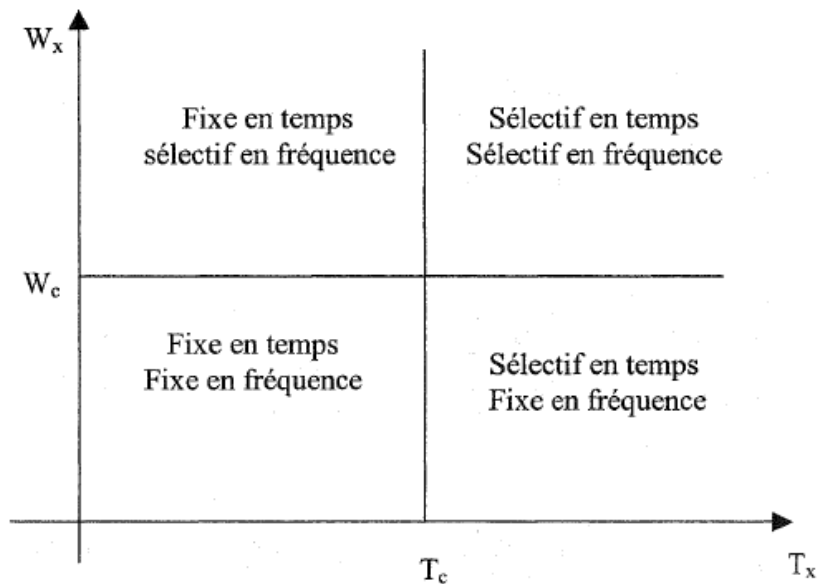
Ces paramètres sont utilisés pour classer les canaux. On note  $B$  la bande occupée par le signal à transmettre et  $T_s$  la durée d'un symbole.

Si  $B \ll B_c$  : toutes les composantes fréquentielles du signal subissent la même atténuation et le canal est dit **non sélectif en fréquence**.

Si  $B \gg B_c$  : les différentes composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations différentes et le canal est dit **sélectif en fréquence**.

Si  $T_s \ll T_c$  : les caractéristiques du canal ne varient pas pendant la durée de transmission du symbole et le canal est dit **non sélectif en temps**.

Si  $T_s \gg T_c$ : les caractéristiques du canal varient pendant la durée de transmission du symbole et le canal est dit **sélectif en temps**.

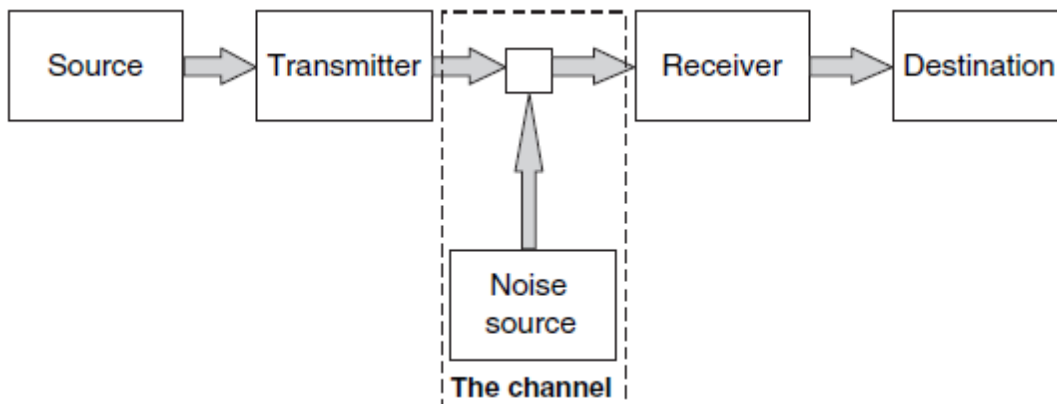


**Figure I.3 : Différentes variantes des canaux.**

### I.3 Modélisation d'un canal réel

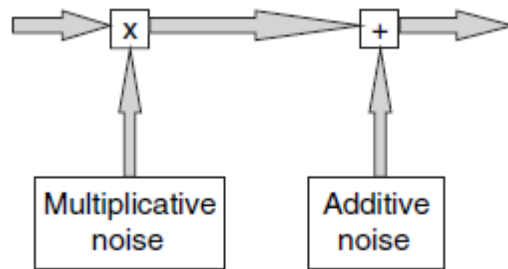
La compréhension du canal sans fil est une partie primordiale qui va nous permettre à apprendre l'opération complète de propagation. Que ce soit dans le réseau cellulaire de la téléphonie mobile, les liaisons faisceau hertzien, ou dans les systèmes satellitaires.

Le modèle d'une chaîne de communication décrite par Claude Shannon au laboratoire Bell en 1948 [3] est illustré dans la **figure 1.4**.



**Figure 1.4 : Chaîne d'un système de communication mobile.**

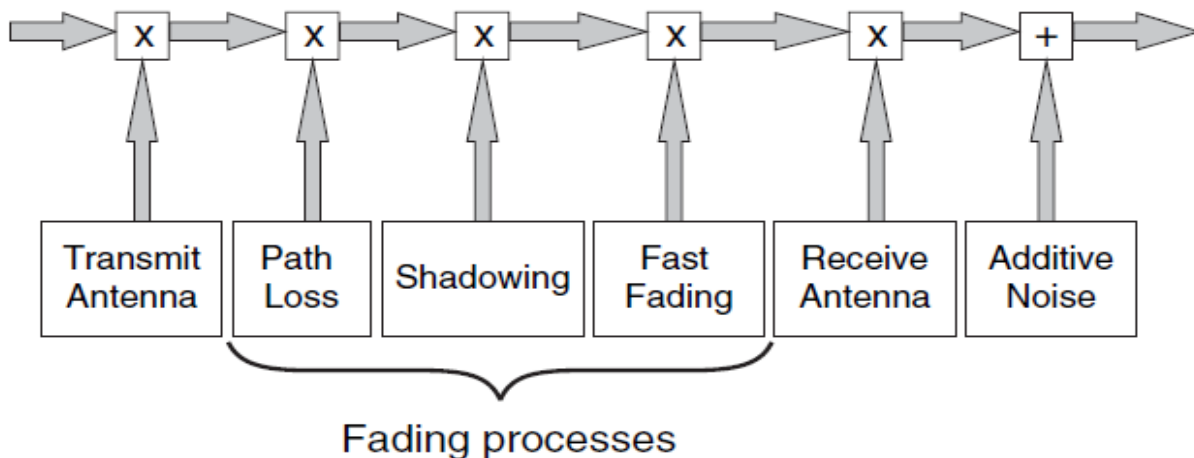
Cette représentation s'applique à tous les types de système de communication, que ce soit sans fil ou autrement. Dans le canal sans fil spécifiquement, les sources de bruit sont classées en deux catégories : bruits additif et multiplicatif. Comme il est montré dans la **figure 1.5**. Le bruit additif est produit par le récepteur lui-même comme le bruit thermique qui provient par les composants actifs et passifs et aussi par les sources extérieures comme l'effet de l'atmosphère, l'interférence par d'autres émetteurs radio et appareil électrique [2][5].



**Figure 1.5** : les types de bruit pour un canal de communication sans fil

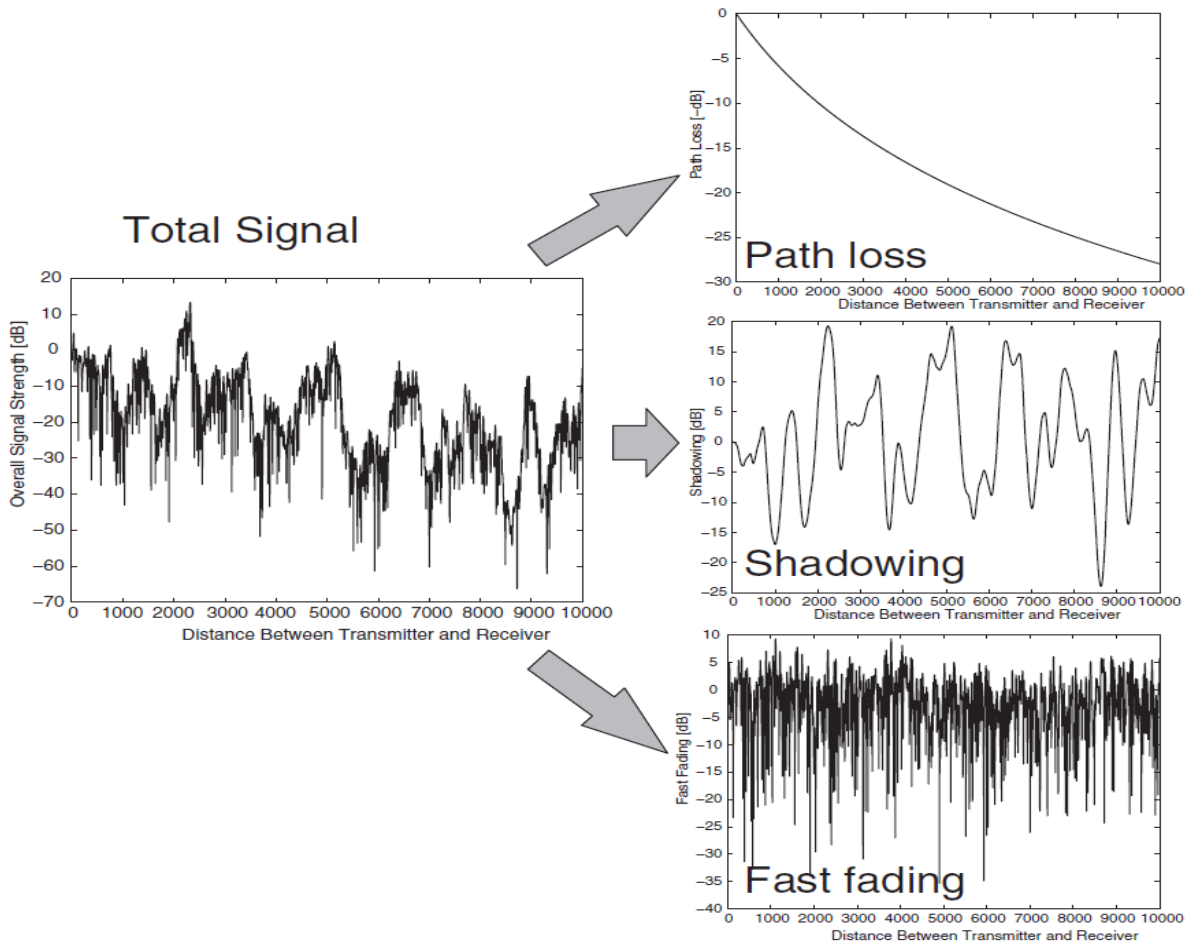
Le bruit multiplicatif est produit par les différents processus rencontrés l'onde lors de sa propagation dans l'espace de l'antenne d'émission vers l'antenne de réception.

Ce type de bruit est classifié en trois types d'évanouissement (fading) : affaiblissement de parcours (path loss), shadowing (ou slow fading), et fast fading (ou multi path fading) qui apparaît comme processus variable dans le temps entre les antennes. Comme il est montré dans la figure 1.6.



**Figure 1.6** : Système de communication avec un canal réel

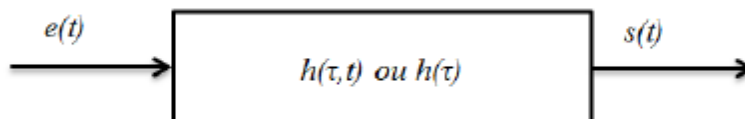
Un exemple de simulation illustre ces trois effets d'évanouissement dans la **figure 1.7**.



**Figure 1.7** : les trois échelles de la variation du signal du mobile.

### I.3.1 Modélisation d'un Canal à multi trajet

Un canal multi trajets peut être modélisé par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle  $h(\tau, t)$  (figure 1.8) [6][7]. Dans le cas où le canal est invariant dans le temps, la réponse impulsionnelle ne dépend pas du temps  $t$  et elle est caractérisée uniquement par  $h(\tau)$  [8].



**Figure 1.8** : Modélisation d'un canal multi trajet par un filtre linéaire

La fonction de transfert du canal, avec des antennes isotropes et un canal variant dans le temps comportant  $K$  trajets, est définie par :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \exp(j\psi_k(\tau, t)) \quad (\text{I. 6})$$

$\mathbf{a}_k$  est l'amplitude déterminée par l'interaction entre les composantes du signal entre elles et le milieu de propagation,  $\tau_k$  représente le retard temporel,  $\psi_k$  le déphasage. Dans le cas d'un filtre passe-bande, le signal émis  $e(t)$  est exprimé sous la forme [8] :

$$e(t) = \text{Re}\{e(t). \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (\text{I. 7})$$

Avec  $e(t)$  l'enveloppe complexe du signal émis et  $f_c$  la fréquence porteuse. Le signal reçu s'exprime sous la forme :

$$s(t) = \text{Re}\{s(t). \exp(2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (\text{I. 8})$$

Où  $\mathbf{s}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * \mathbf{e}(t)$  est le résultat de l'interaction canal-signal et  $n(t)$  est un bruit additif gaussien.

En prenant en compte le diagramme de l'antenne de réception, les caractéristiques spatiales du canal, notamment les angles d'arrivée devraient être ajoutés [9].

La réponse impulsionnelle de l'équation (1.3) devient :

$$h(\tau, t, \varphi) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) \delta(\varphi - \varphi_k(t)) \exp(j\psi_k t) \quad (\text{I. 9})$$

Et les réponses impulsionnelles avec ou sans les caractéristiques spatiales sont reliées par:

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} h(\tau, t, \varphi) g(\varphi) d\varphi \quad (\text{I. 10})$$

Où  $g(\varphi)$  est le gain de l'antenne dans le plan azimutal.

Comme mentionné précédemment le signal reçu du côté du récepteur est la combinaison de différentes composantes du signal issues des effets du multi trajets. Cette combinaison peut être constructive ou destructive. Lorsqu'elle est destructive, le signal résultant présente des

évanouissements profonds. En ajoutant à cela, la présence d'obstacle et la mobilité des utilisateurs les pertes de puissances sont difficilement quantifiables. Ces types d'évanouissement sont connus sous le nom d' « évanouissement de Rayleigh ». Pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal pour un retard donné, des représentations statistiques sont généralement utilisées.

### A) Distribution Log-normal

Durant le mouvement du mobile, les obstacles comme les arbres, les immeubles, les véhicules se déplaçant bloquent partiellement et réfléchissent le signal, ce qui entraîne une perte de puissance. Des mesures empiriques ont révélé que l'effet de masque, qui provoque une diminution de puissance dans une large gamme de fréquence dans le domaine fréquentiel, peut être modélisé par une distribution log-normal pour divers environnements extérieurs et intérieurs [10], telle que :

$$p(r) = \frac{10}{\ln 10 \sqrt{2\pi} \sigma r} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad r > 0 \quad (\text{I. 11})$$

Où  $\mu$ (dB) et  $\sigma$ (dB) sont respectivement la moyenne et l'écart-type de  $10 \log_{10} r$

$$r = e^{kx} \quad \text{ou} \quad k = \frac{\ln 10}{10}$$

### B) Distribution de Rayleigh :

La distribution de Rayleigh survient dans le cas des canaux multi trajets sans trajet direct. L'enveloppe du signal reçu suit une loi dite de Rayleigh définie par [8-9]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x > 0 \quad (\text{I. 12})$$

Où  $x$  est l'enveloppe du signal complexe reçu et  $\sigma$  est l'écart type de la partie réelle ou imaginaire du signal reçu.

➤ La moyenne de  $x$  est donnée par :

$$E[x] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{I. 13})$$

- La valeur moyenne quadratique par :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 \quad (\text{I. 14})$$

- Et la variance par :

$$E[x^2] - (E[x])^2 = \sigma^2 \left( \frac{4 - \pi}{2} \right) \quad (\text{I. 15})$$

### C) Distribution de Rice

Contrairement à la distribution de Rayleigh, la distribution de Rice est utilisée dans le cas de la modélisation d'un canal multi trajets où il existe un chemin direct et d'autres trajets indirects. La loi de Rice décrit l'enveloppe du signal reçu et est définie par [9]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xx_d}{\sigma^2}\right) \quad x \text{ et } x_d \geq 0 \quad (\text{I. 16})$$

$I_0$  et  $x_d$  Représentent respectivement la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et l'amplitude du trajet direct.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

- Sa valeur moyenne :

$$E(x) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \left[ \left(1 + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{x^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \right] \quad (\text{I. 17})$$

- Sa valeur quadratique moyenne :

$$E[x^2] = 2\sigma^2 + x^2 \quad (\text{I. 18})$$

- Sa variance :

$$E[x^2] - (E[x])^2 \quad (\text{I. 19})$$

### D) Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami est une distribution plus générale qui englobe la distribution de Rayleigh comme un cas particulier et qui peut aussi approcher la distribution de Rice. C'est une distribution alternative qui permet de modéliser le canal dans certains cas de figure comme par exemple lorsque le canal est caractérisé par deux trajets ayant des puissances comparables mais plus fortes que les autres [8][10]. La distribution est donnée par l'expression suivante :

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad x \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \quad (\text{I.20})$$

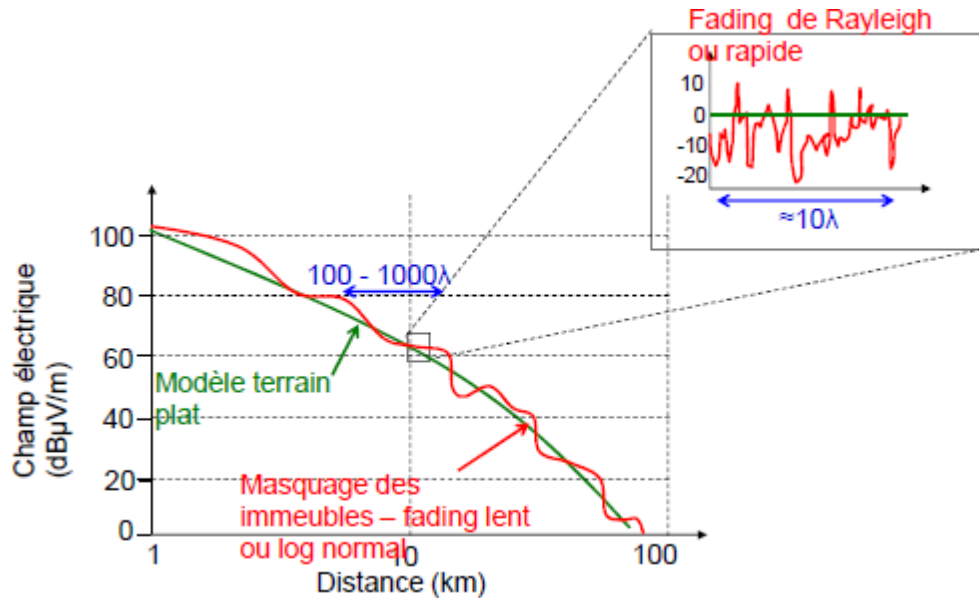
$\Gamma(\cdot)$  Est la fonction gamma,  $\Omega = E[x^2]$  est la valeur quadratique moyenne et  $m = \frac{E^2[x^2]}{\text{Var}[x^2]}$  est le paramètre d'évanouissement.

Quand  $m = 1$  et  $\Omega = 2\sigma^2$  la distribution de Nakagami est réduite à la distribution de Rayleigh.

### I.3.2 Description du Slow et Fast fading

Dans le cas d'une propagation en non visibilité, l'amplitude du signal reçu subit une grande variabilité dans le temps et dans l'espace. Si on doit caractériser l'atténuation subite par le signal, il est important de ne pas se limiter seulement à l'atténuation moyenne et d'inclure un écart type associé à cette contribution aléatoire [2][10][11]. Dans les environnements terrestres, on distingue deux types d'atténuations aléatoires, appelées aussi fading (**figure I.9**) :

- **Slow fading** ou log-normal fading (évanouissement long) : lié aux obstacles de larges dimensions. Il crée une variation aléatoire lente dans l'espace du niveau de puissance de signal reçu, sur une échelle de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. L'écart type de la variation est compris entre 5 et 7 dB en milieu urbain.
- **Fast fading** (évanouissement rapide): lié aux obstacles de petites dimensions, les objets en mouvement et aux phénomènes de multi trajet. Il produit une variation aléatoire rapide à la fois dans le temps et dans l'espace (sur une échelle d'une longueur d'onde). L'écart type de la variation est compris entre 5 et 12 dB en milieu urbain, avec des diminutions maximales pouvant atteindre 20 dB.



**Figure I.9: Slow et fast fading**

Le fading lent suit une loi statistique du type log-normale, donnée par l'équation (I.21). Le fading rapide suit une loi de Rayleigh (équation I.22). Il est possible de cumuler les 2 effets aléatoires en supposant qu'ils sont indépendants et de les modéliser par une loi gaussienne.

$$P_{LN}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{LN}^2}} \exp\left(-\frac{10(x-\beta)^2}{2\sigma_{LN}^2}\right) \quad (I.21)$$

$$P_R(x) = \frac{x}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_R^2}\right) \quad (I.22)$$

### 1.3.3 Caractéristiques du système de communication numérique

L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont [12] :

- **Le taux d'erreur binaire (TEB)** permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis
- **Erreur quadratique moyenne (EQM)** détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus

- **L'efficacité spectrale** mesure le débit binaire par unité de temps de fréquence pour une transmission de  $q$  bits sur une durée  $T_s$  et une largeur de bande  $B$  allouée à la transmission. Le débit binaire est donnée par le rapport  $q/T_s$  et l'efficacité spectrale par le rapport  $q/(BT_s)$ .
- **Le rapport signal sur bruit (RSB)** est généralement adopté en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par la signal lors du passage dans le canal. Le RSB est déterminé par le rapport  $E_b/N_0$  ( $=RSB=SNR$ ) avec  $N_0$  densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrés du récepteur et  $E_b$  énergie moyenne par bit du signal modulé.

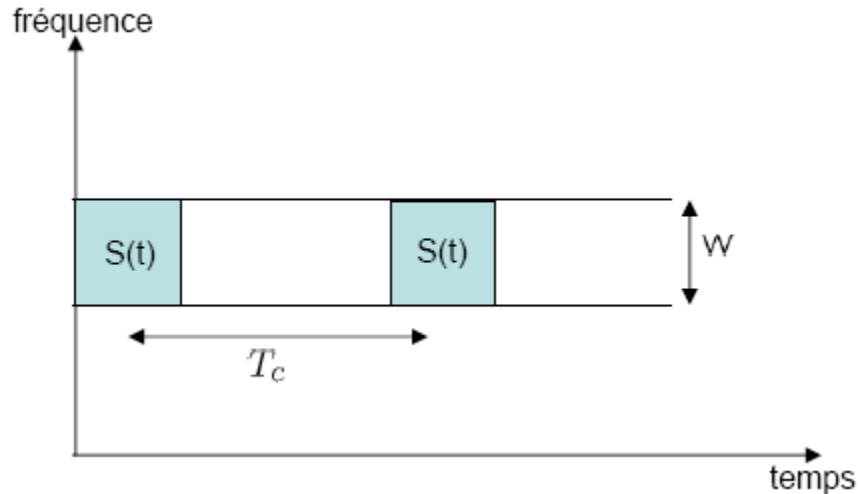
#### I.4 Notion de Diversité

L'évanouissement dû par trajets multiples est un problème significatif dans les communications sans fil. Dans un canal à évanouissement, ou la puissance diminuera significativement, ceci donne un taux d'erreur binaire (TEB) plus élevé. Nous devons recourir à la diversité pour bien combattre à ce phénomène (l'évanouissement).

Ceci implique à envoyer plusieurs copies du signal soit en différent temps, fréquence, ou espace. Il existe trois types de diversité dans les communications sans fil [2][4][8].

##### I.4.1 Diversité temporelle

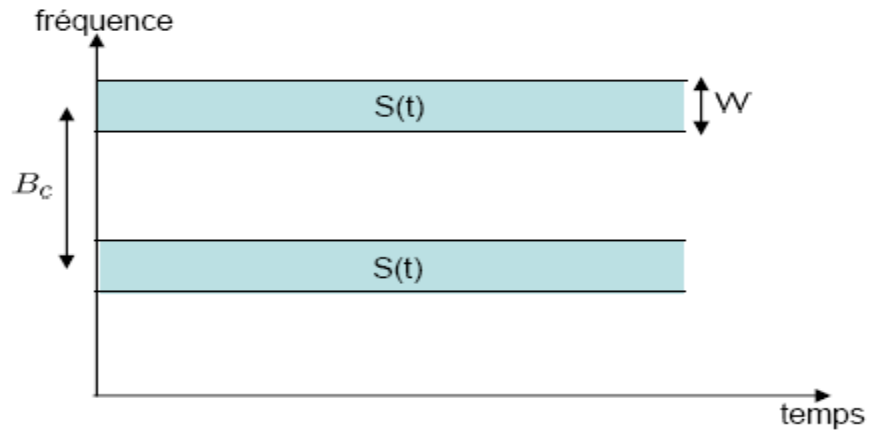
La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps, et consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins par le temps de cohérence du canal  $T_c$  (figure 1.10). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit utile.



**Figure I.10 : Signal transmis sur plusieurs intervalles temporels.**

#### **I.4.2 Diversité fréquentielle**

La diversité fréquentielle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, et revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal  $B_c$  (figure I.11). La diversité fréquentielle peut par exemple être exploitée par l'utilisation d'une modulation multi porteuse. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une technique permettant de réaliser de la diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires.



**Figure I.11 : Signal transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels**

### I.4.3 Diversité de polarisation

Nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales [13] [14].

### I.4.4 Diversité spatiale

La diversité spatiale, ou diversité d'antennes consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant des évanouissements indépendants et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [15]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de  $0.4\lambda$  à  $0.6\lambda$  semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de  $10\lambda$ .

La diversité spatiale en réception, c'est-à-dire l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature [16], et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources.

La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi-antennaires plus connus sous le nom de MIMO [17], et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements du canal.

### I.5 Les réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un réseau dans lequel deux terminaux ou plus peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu.

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories différentes selon la taille de la zone géographique à couvrir [18][19]. On distingue les réseaux personnels sans fil (**WPAN**), les réseaux locaux sans fil (**WLAN**), les réseaux métropolitains sans fil (**WMAN**) et les réseaux étendus sans fil (**WWAN**). Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Dans l'intention de toujours offrir au client une large gamme de services tout en garantissant un débit et une qualité de service meilleurs, les constructeurs cherchent à proposer des terminaux mobiles intégrant différents standards et capables de gérer cette cohabitation [18]



Figure I.12 : Classification des réseaux sans fil

### **I.5.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)**

Le réseau personnel sans fil (WPAN pour Wireless Personal Area Network) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée : de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Ce type de réseau est adapté à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, . . .) ou un assistant personnel (PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien à permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes. Il existe plusieurs technologies utilisées pour les WPAN [19][20] :

#### **I.5.1.1 Bluetooth**

La principale technologie WPAN est la technologie Bluetooth, lancée par Ericsson en 1994, proposant un débit théorique de 1 Mbps pour une portée maximale d'une trentaine de mètres. Bluetooth est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.1. Sa faible consommation en énergie, la rend particulièrement adaptée à une utilisation au sein de petits périphériques.

#### **I.5.1.2 HomeRF**

Home RF (pour Home Radio Frequency), lancée en 1998 par le Home RF Working Group (formé notamment par les constructeurs Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft) propose un débit théorique de 10 Mbps avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. La norme Home RF soutenue notamment par Intel, a été abandonnée en janvier 2003, notamment car les fondateurs de processeurs misent désormais sur les technologies Wi-Fi embarquées (via la technologie Centrino, embarquant au sein d'un même composant un microprocesseur et un adaptateur Wi-Fi).

#### **1.5.1.3 ZigBee**

La technologie ZigBee (nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.4) permet d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans de petits appareils électroniques.

La technologie Zigbee, opérant sur la bande de fréquences des 2,4 GHz et sur 16 canaux, permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kb/s avec une portée maximale de 100 mètres environ.

### **I.5.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN)**

Un réseau local sans fil (**WLAN**, Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Il permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture.

Le **WLAN** est une technologie intéressante parce qu'il offre une gamme énorme d'applications grâce à ses plusieurs avantages incluent de haute capacité, Couverture de courte distance, une connectivité complète et capacité de diffusion [18][19].

#### **I.5.2.1 Wi-Fi (Ou IEEE 802.11) :**

Nom commercial relatif à la norme IEEE 802.11b, le WiFi (pour *Wireless Fidelity*) est une technologie intéressante pour de nombreuses sociétés liées au monde des télécoms et d'Internet. Les collectivités locales et surtout les particuliers profitent de la facilité d'accès à Internet haut débit liée à cette norme. Par abus de langage, il désigne, maintenant, les différentes déclinaisons de la norme IEEE 802.11. Il offre un débit théorique de 11 Mb/s pour une portée de 50 mètres.

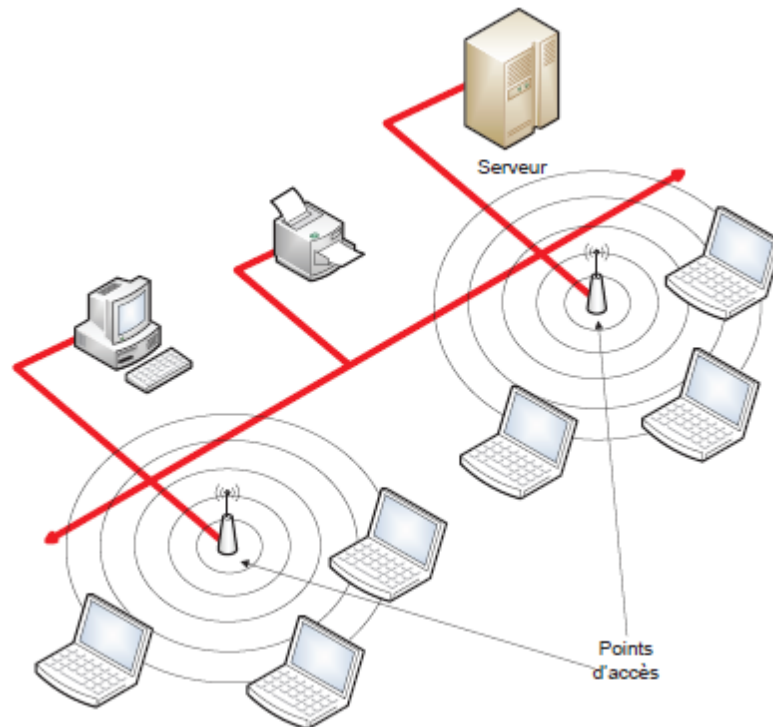
Dans le souci d'apporter des améliorations en termes de débit, sécurité, QoS, . . . différentes déclinaisons de la norme 802.11 ont vu le jour. Parmi lesquelles on retrouve :

- 802.11a : Grâce à la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), elle peut atteindre un débit de 54Mb/s dans la gamme de fréquence des 5GHz.
- 802.11g : Elle est la norme la plus répandue actuellement. Elle offre un haut débit (54 Mbit/s théoriques, 25 Mbit/s réels) sur la bande de fréquences des 2,4 GHz.
- 802.11n : Grâce aux technologies MIMO (Multiple Input Multiple Output) et OFDM, cette norme prévoit un débit théorique pouvant atteindre les 600 Mbit/s (débit réel de 100 Mbit/s dans un rayon de 90 mètres).

#### **I.5.2.2 HiperLAN**

Travaillant à 5 GHz, la norme HiperLAN (pour *High Performance Radio LAN*) a été lancée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Elle existe en deux versions, HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mbits/s pour une portée de 200 mètres. Une troisième version existe

également mais elle est destinée, plutôt, aux réseaux WMAN. Contrairement au succès qu'a connu le WiFi, la norme HiperLAN n'a jamais reçu de soutien pour le marché américain.



**Figure I.3 :** Exemple d'architecture WLAN

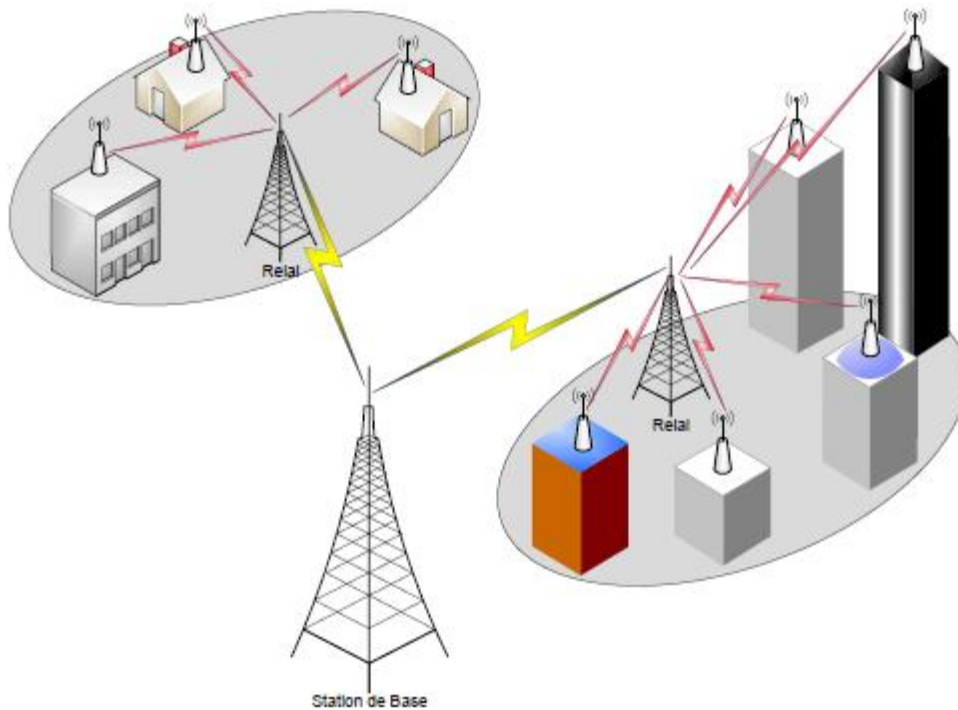
### **I.5.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)**

Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN pour Wireless Metropolitan Area Network) sont des réseaux destinés à connecter aussi bien des entreprises que des particuliers à leurs opérateurs (téléphonie fixe, internet, télévision. . .). Cette connexion s'étend sur l'échelle d'une métropole par voie hertzienne. Connus également sous le nom Boucle Local Radio (BLR), les WMAN cherchent à offrir à leurs abonnés les mêmes performances (débit, QoS,...) que les réseaux filaires classiques tout en minimisant les coûts des installations [18][19][20].

#### **I.5.3.1 LMDS**

Le LMDS (pour *Local Multipoint Distribution System*) est un système de télécommunication sans fil point-multipoint dédié aux services multimédia, offrant une importante bande passante. L'exploitation des hautes fréquences de travail allouées par l'ETSI (40,5-43,5GHz) permettent à cette technologie de garantir du très haut débit (jusqu'à 155Mbits/s partagés) avec un nombre de nœuds important ainsi que de très larges bandes passantes autorisant

de nombreuses applications : Internet, téléphonie, télévision numérique ... La couverture s'étend sur des distances pouvant atteindre 8 kilomètres mais rapidement limitée par les perturbations atmosphériques (pluie, brouillard).



**Figure I.5 :** Boucle Local Radio (BLR)

### **I.5.3.2 HiperMAN**

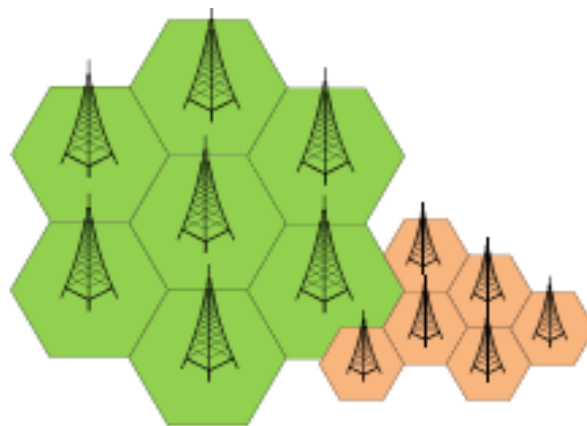
HiperMAN (pour High performance radio Metropolitan Area Network) est l'évolution de la norme HiperLAN introduite par l'ETSI. Il permet d'avoir des liaisons à très haut débit du type point à multipoints avec une portée de 5 km.

### **I.5.3.3 WiMAX**

Comme l'est le WiFi pour la norme 802.11, Le WiMAX (pour *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.16. Le standard 802.16a validé fin 2002 permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 11GHz avec un débit maximum de 70Mbits/s sur une portée de 50 km. En pratique, cela permet d'atteindre 12Mbits/s sur une portée de 20 km.

### **I.5.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)**

Nous avons vu précédemment que les réseaux WLAN permettent à l'utilisateur d'accéder aux services offerts dans une zone limitée. Les réseaux WWAN (pour Wireless Wide Area Network), quant à eux, couvre une zone s'étendant sur une échelle nationale, voir mondiale, pour offrir cet accès. Grâce à cela, l'abonné peut avoir accès à une multitude de services (aller sur internet, consulter ses courriels, . . .) presque partout où il se trouve. Ces réseaux sont plus connus comme étant les réseaux cellulaires mobiles. L'espace est donc découpé en zone de couverture, appelée cellule (figure 1.6), dont la forme et la taille sont variables [18][19].



**Figure I.6 :** Exemple de découpage en cellules

Nous allons présenter dans la suivante l'évolution des systèmes WLAN de la téléphonie mobile

#### **I.5.4 .1 Première génération (1G)**

La première génération de téléphonie mobile (1G) possède un fonctionnement analogique. Il s'agissait principalement des standards suivants [20]:

- **AMPS** (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.

– **TACS** (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence des 900 MHz, ce système fut également largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon).

– **ETACS** (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS qui fut développé au Royaume-Uni avec un nombre plus important de canaux de communication.

La couverture de ces systèmes est à peu près globale à l'échelle d'un pays, mais la capacité en terme d'abonnés et de trafic est faible en raison du multiplexage de type fréquentiel (FDMA) utilisé.

Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

#### **1.5.4.2 Le GSM (2G)**

La seconde génération de réseaux mobiles entièrement numérique a marqué une rupture avec la première génération analogique. Le principal standard de téléphonie mobile 2G est le GSM. Baptisé "Groupe Spécial Mobile" à l'origine de sa normalisation en 1982, il est devenu une norme internationale nommée "Global System for Mobile communications" en 1991.

Le système GSM fonctionne de par le monde dans différentes bandes [20][21]. En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquence de 900 MHz pour le GSM900 et 1800 MHz pour le DCS (Digital Communication System). Aux Etats-Unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz : le standard est appelé PCS (Personal Communication System).

Ainsi, on qualifie de tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (**SMS**, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (**MMS**, pour Multimedia Message Service).

Les techniques de multiplexage associées au GSM sont:

– le **FDMA** (Frequency Division Multiple Access) qui repose sur un multiplexage en fréquences. La bande de fréquence est divisée en plusieurs sous-bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite *porteuse*, qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter le signal que d'un seul utilisateur.

– Le **TDMA** (Time Division Multiple Access), utilise une technique de découpage temporel des canaux de communication disponibles, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie TDMA est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie.

#### **I.5.4.3 Le GPRS (2,5G)**

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM++ (ou GSM 2+). Etant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant une transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2,5G.

Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, et des débits théoriques maximums de l'ordre 171,2 kbit/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque cela est nécessaire. Le standard GPRS permet donc aux opérateurs de facturer l'utilisateur en volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût [21].

Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X.25. Le GPRS permet de nouveaux usages que ne permettait pas la norme GSM, répertoriés par les services suivants:

- Services point à point (PTP), c'est-à-dire la capacité à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP.

- Services point à multipoint (PTMP), c'est-à-dire la possibilité d'envoyer la même donnée simultanément à un groupe de destinataires.
- Services de messages courts (SMS).

#### **I.5.4.4 L'EDGE (2,75G)**

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM par modification du type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G). On parle ainsi de 2,75G pour désigner le standard EDGE. La norme EDGE quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 kbit/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité, la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de 473 kbit/s, mais elle a été limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) de l'ITU (International Telecommunications Union) [21].

#### **I.5.4 .5 Troisième génération (3G)**

Les spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000) de l'union internationale des communications (UIT), définissent les caractéristiques de la 3G. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes [20]:

- un haut débit de transmission
- une compatibilité mondiale
- une compatibilité des services mobiles de 3ème génération avec les réseaux de seconde génération,

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 kbits/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit.

Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G employée en Europe est l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), utilisant un codage W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). La

technologie UMTS utilise une bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbits/s à 2 Mbits/s. D'autre part, il existe également la technologie HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) qui est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé "3,5G" permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s et qui utilise le codage W-CDMA.

### **I.5.4 .6 Le long Term Evolution (LTE) 4G**

Le LTE est une des technologies de la quatrième génération des communications mobiles développé sur différentes bandes de fréquences. Le LTE est concrètement la future évolution des systèmes de télécommunications mobiles et améliore la capacité et la rapidité des réseaux de téléphonie mobile par l'utilisation de différentes technologies comme la technique MIMO. Le LTE fournit des avantages comme le multiplexage temporel, la diversité à l'émission, le beamforming pour supporter les futurs services de données large bande à travers les réseaux sans fil[22][23].

Le LTE autorise un certain nombre de nouvelles technologies, permettant l'emploi efficace du spectre et fournissant des débits beaucoup plus élevés. Ainsi, il intègre la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et les régimes d'accès associés, OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) et MIMO (Multiple Input Multiple Output). La technologie OFDM est la principale technologie utilisée dans la voie descendante (Station de base – Equipement mobile) et permet la transmission de données sur un nombre relativement important de sous porteuses à bandes étroites. La transmission OFDM est inhérente et robuste à la dispersion temporelle dans le canal radio en raison de l'utilisation des sous bandes étroites et la création d'une période de garde au début de chaque symbole OFDM par l'ajout d'un préfixe cyclique pour éliminer les impact des interférences inter-symboles causées par la propagation multi-trajets.

### **I.6 Conclusion**

Ce chapitre nous a permis de décrire les différentes techniques liées à la propagation sans fil. A partir d'un rappel sur les effets que subit le signal lors de sa propagation en espace libre, nous avons présenté les mécanismes de propagation qui sont engendrés par le canal sans fil. Divers modèles de canaux de propagation ont été aussi présentés, du fait que les dispositifs

communicants peuvent être utilisés dans différents environnements de propagation. Le signal dans le canal de propagation est sujet à deux types de bruits : les bruits additifs et les bruits multiplicatifs. Les bruits additifs sont principalement des bruits thermiques tandis que les bruits multiplicatifs sont liés à l'atténuation en espace libre, aux effets de masque (shadowing) et aux évanouissements rapides (fast fading). Une des solutions pour lutter contre ces effets multi trajets est la diversité. Elle permet d'améliorer les performances des systèmes de communications sans fil.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons dressé un état de l'art des réseaux sans fil existants. Le fonctionnement de ces réseaux peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils ont été déployés.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une étude sur les systèmes MIM-OFDM ainsi que la détection multi-utilisateurs avec les détecteurs conventionnels.

## Chapitre II : Détection Multi-utilisateurs pour les systèmes MIMO-OFDM

## II.1 Introduction

Le domaine de communications numérique sans fils très haut débit dans un contexte de forte mobilité est toujours un domaine de recherche très actif visant à développer des solutions de connectivité sans coupure et offrant une très bonne qualité de service pour les utilisateurs. Aujourd'hui, tous les standards de télécommunications actuels reposent sur deux technologies clefs : l'OFDM et le MIMO. Par exemple elles sont implémentées dans les standards des normes 3G, 4G, et sont envisagées pour la 5G avec de profondes améliorations.

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. Ainsi, avec la combinaison de la technologie de communication MIMO qui permet d'atteindre des augmentations significatives de la capacité soit par l'utilisation du multiplexage spatial V-BLAST soit par le multiplexage SDMA, sans augmenté 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 et après une présentation des technologies MIMO et OFDM, nous allons décrire le modèle du système MIMO-SDMA-OFDM à plusieurs utilisateurs. A ce propos, nous aborderons une description détaillée des différentes techniques de détection multi-utilisateurs (MUD) conventionnelles qui peuvent être employées au niveau de la réception. A la fin de ce chapitre, une étude paramétrique de ce système sera également détaillée pour vérifier son comportement et ses performances ainsi qu'une comparaison entre les différents détecteurs multi-utilisateurs.

## II.2 La modulation OFDM

Les interfaces radio doivent respecter plusieurs critères. Tout d'abord être adaptées au canal de propagation qui est plus ou moins sensibles aux trajets multiples et aux interférences. Ensuite offrir une efficacité spectrale en bit/s/Hz la meilleure possible. Dès que le débit et la bande augmentent, il est alors nécessaire de recourir aux techniques classiques de modulation et de codage pour lutter contre les évanouissements sélectifs car cette fois la bande de cohérence est trop faible. Une solution s'appuie sur les techniques OFDM qui sont les mieux aptes à corriger les distorsions du canal sélectif en fréquence [24].

### II.2.1 Principe des modulations multi porteuses

Les modulations multi-porteuses OFDM ont été conçues sur le principe suivant: en émission, le signal fréquentiel est transmis sur un certain nombre  $N$  d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On répartit ainsi un flux binaire (ou de symboles) à un rythme  $T_d$  sur l'ensemble de sous-porteuses ayant chacune un débit réduit.

Comparativement à un système mono-porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par  $N$ . On obtient un symbole OFDM de durée utile  $T_s = N \cdot T_d$  ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'interférence entre symboles (IES). En réception, une opération inverse est réalisée en utilisant des mises en forme adaptées à celles de transmission. Dans le cas d'exponentielles complexes, on utilise la Transformée de Fourier Discrète Inverse (IFFT) en émission et la Transformée de Fourier Discrète (FFT) en réception [25].

### II.2.2 Le signal OFDM

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles complexes  $C_k$  sur  $N$  sous-porteuses. La largeur des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement  $1/T_d$  et  $1/T_s$ , avec  $T_s = N T_d$ . Les symboles complexes  $C_k$  sont issus d'un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel  $[0, T_s[$  peut s'exprimer comme [26]:

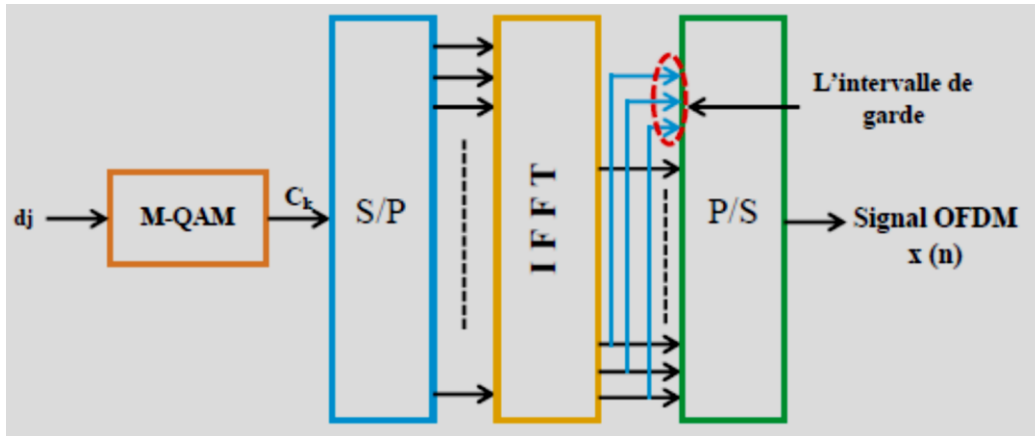
$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f t} , \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (\text{II. 1})$$

Où  $C_k$  est le symbole numérique, qui a été choisi de l'ensemble de constellation de la modulation numérique de technique M-QAM, modulé par la  $k$ ème sous porteuse,  $\Delta f$  c'est la différence de fréquence entre les sous-porteuses et il est mis à  $\Delta f = 1/T_s$  afin de produire des sous porteuses orthogonales, où  $T_s$  est la durée de symbole OFDM. Nous avons vu qu'un signal OFDM peut être produit par une opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) suivie d'une conversion numérique-analogique. Autrement-dit, on peut remplacer la variable  $t$  en (II.2) par la variable  $n/N$ , nous obtenons la relation suivante :

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f \frac{n}{N}} , \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (\text{II. 2})$$

Où le terme en droite dans l'équation (II.3) c'est exactement l'opération IFFT. Donc elle peut être réécrite sous la forme :

$$x(n) = \text{IFFT}(C_0, C_1, \dots, C_{N-1}) \quad (\text{II.3})$$



**Figure II.1** : Schéma synoptique des modulations OFDM.

### I.2.3 L'insertion de l'intervalle de garde

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, ou ISI pour Inter Symbol Interférence, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T<sub>s</sub>.

Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, l'effet Doppler ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T<sub>g</sub>, supérieure ou égale à l'étalement τ<sub>max</sub> de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile T<sub>s</sub> de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale T<sub>tot</sub> du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à T<sub>g</sub> + T<sub>s</sub> (figure II.2).

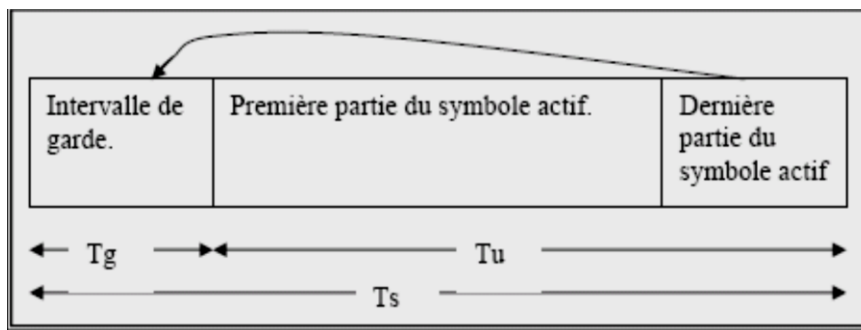
La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale et en puissance. Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit [27]:

$$n_g = \frac{T_g}{T_g + T_s} \quad (\text{II.4})$$

$$l_g = 10 \log \left( \frac{T_g}{T_g + T_s} \right) \quad (\text{II. 5})$$

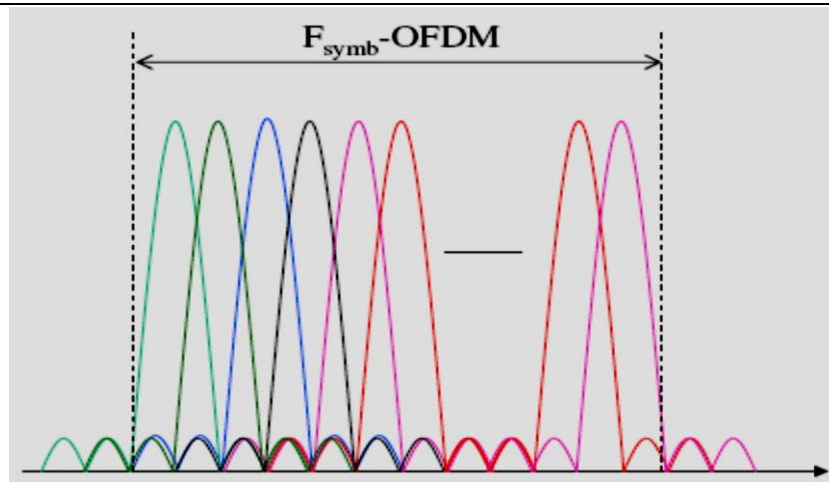
En supposant que  $T_g$  est égale à 25% de  $T_s$ , la perte en efficacité spectrale est de 20%.

L'insertion de l'intervalle de garde, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour Inter-Carrier Interférence. En effet, le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'ISI. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous porteuses contenues dans la partie utile  $T_s$  de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous porteuses. En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM



**Figure II.2 :** Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

La figure II.3 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse  $1/T_s$  lorsque le spectre d'une sous porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité. Cette condition permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse [27].



**Figure II.3** N sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.

### II.3. Les systèmes MIMO

L'apparition des systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) a été motivée par le besoin accru en termes de débit dû à l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à internet et la transmission d'image via les systèmes de communications sans fil. Ainsi que la saturation des ressources en canaux de transmission, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile

Le principe du système MIMO consiste à compléter la dimension temporelle d'une transmission par une dimension spatiale en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un système MIMO permet à la fois une augmentation du débit et un gain de diversité [28].

#### II.3.1 Modèle d'un système MIMO

Nous considérons un système MIMO non sélectif en fréquence composé de  $n_t$  antennes d'émission et  $n_r$  antennes de réception comme présenté sur la figure II.4. Chaque antenne de réception reçoit les signaux qui lui sont transmis par toutes les antennes d'émission :

$$y_i = \sum_{j=0}^{n_t-1} h_{ij}x_j + w_i \quad (\text{II.6})$$

Où  $h_{ij}$  représente l'évanouissement qui caractérise la liaison entre l'antenne de réception  $i$  et l'antenne d'émission  $j$  et  $w_i$  est un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle. Ce modèle ne représente pas la dimension temporelle du canal. Le canal de transmission est défini par la matrice de canal MIMO  $H$  de taille  $n_r \times n_t$  :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r 1} & \cdots & h_{n_r n_t} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

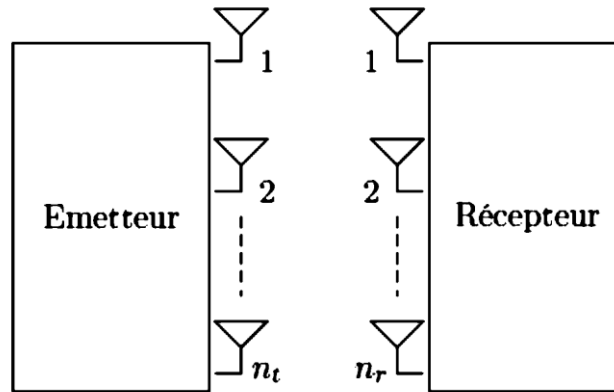


Figure 11.4 : Système MIMO

Ainsi, le modèle de transmission s'exprime sous forme matricielle de la manière suivante :

$$y = H.X + W \quad (\text{II. 8})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} y &= [y_1, \dots, y_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \\ x &= [x_1, \dots, x_{n_t}]^T \in \mathbb{C}^{n_t \times 1} \\ w &= [w_1, \dots, w_{n_r}]^T \in \mathbb{C}^{n_r \times 1} \end{aligned}$$

où  $y$  et  $x$  représentent respectivement les vecteurs des symboles reçus et transmis, et  $w$  représente le vecteur de bruit blanc gaussien. Les canaux MIMO sont caractérisés par leur pouvoir de traiter simultanément différents signaux au niveau spatial. Cela présente deux avantages importants, à savoir la diversité des antennes et le multiplexage spatial. Afin de mettre en évidence l'intérêt d'un canal MIMO, nous présentons une métrique fréquemment utilisée à savoir la capacité [29].

### II.3.2 Capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite par Shannon [4] dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier. Dans les années 90, Foschini et Telatar ont démontré que la capacité du canal MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes. Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués. Avant de définir la capacité de ce canal

MIMO, nous rappelons que la capacité instantanée d'un canal SISO (Single-Input Single-Output) non sélectif en fréquence s'écrit [28] :

$$C(\rho) = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (\text{II. 9})$$

Où  $\rho$  est le rapport signal à bruit et  $h$  représente l'évanouissement complexe du canal. Or la matrice du canal MIMO peut être décomposée en plusieurs canaux SISO parallèles et indépendants en s'appuyant sur le théorème de décomposition en valeurs propres :

$$H = U\Sigma V^H \quad (\text{II. 10})$$

où  $U$  et  $V$  sont des matrices unitaires et  $\Sigma$  est une matrice diagonale contenant les racines carrées des valeurs propres de la matrice de corrélation :  $HH^H$  de taille  $n_r \times n_r$  si  $n_r \leq n_t$  ou  $H^H H$  de taille  $n_t \times n_t$  dans le cas contraire. Ainsi la capacité instantanée devient [30] :

$$C(\rho) = \sum_{i=1}^{\tau} \log_2\left(1 + \frac{\rho}{n_t} l_i\right) \quad (\text{II. 11})$$

où les  $l_i$  sont les  $\tau$  valeurs propres de la matrice de corrélation tel que  $\tau = \min(n_t, n_r)$  et  $\rho$  est le rapport signal à bruit par antenne de réception. En considérant que la capacité est indépendante du nombre d'antennes à l'émission, la puissance est normalisée en émission. En pratique, la capacité moyenne ou ergodique est utilisée à partir du calcul de l'espérance sur tous les coefficients du canal MIMO [30] :

$$C = \tau \cdot E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{n_t} \chi_{2k}^2 \right) \right\} \quad (\text{II. 12})$$

Où  $\chi_{2k}^2$  est une loi de chi-deux à  $2k$  degrés de liberté avec  $k = \max(n_t, n_r)$ . Cela vient du fait que le calcul des valeurs propres concerne la somme des coefficients de la matrice de corrélation.

Nous constatons donc que la capacité augmente linéairement avec la valeur minimale entre le nombre d'antennes à l'émission et celui à la réception [28][30][31]. L'utilisation simultanée de plusieurs antennes en émission et réception permet ainsi d'exploiter la dimension spatiale.

L'exploitation de la diversité spatiale favorise l'amélioration des performances et/ou du débit. En effet, les systèmes MIMO offrent deux types de gain : le gain de diversité et le gain de multiplexage. Sachant que l'augmentation de l'un n'implique pas l'augmentation de l'autre, un compromis doit être fait entre les deux [31].

- **Gain de multiplexage**

Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, grâce au nombre de sous-canaux indépendants égal à  $\min(n_t, n_r)$ , permettant de transmettre de l'information différente sur chacun. Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du débit d'information grâce aux sous-canaux disponibles pour le multiplexage d'information.

- **Gain de diversité**

Un système MIMO employant  $n_t$  antennes à l'émission et  $n_r$  antennes à la réception peut atteindre un gain de diversité maximal de  $n_t \cdot n_r$ . Le gain de diversité d'un système MIMO  $d$  représente la pente asymptotique de la courbe de taux d'erreur paquets (FER). On montre dans [29] que la probabilité d'erreurs moyenne décroît exponentiellement en fonction de  $d$ :  $P_e \propto \rho^{-d}$  ou  $\rho$  représente le rapport signal à bruit. La diversité apportée par un système MIMO peut être donc utilisée pour combattre les évanouissements.

Plusieurs techniques dites MIMO en émission et en réception sont utilisées pour mettre en pratique les notions de diversité et de multiplexage.

### **II.3.3 Techniques de transmission MIMO sans codage de canal**

La connaissance de l'état du canal en émission et/ou en réception est un facteur décisif sur la technique de transmission à utiliser dans une application réelle, et permet d'exploiter au mieux le canal MIMO. En pratique, l'information sur l'état du canal peut être estimée au niveau du récepteur en ajoutant des symboles pilotes dans les trames, au prix d'une perte en efficacité spectrale. On parle dans ce cas de système cohérent. Ceci permet la mise en place d'un récepteur moins complexe. L'information sur l'état du canal peut éventuellement être communiquée à l'émetteur si le système dispose d'une voie de retour, mais ceci n'est efficace que sous l'hypothèse d'un canal non sélectif dans le temps.

Nous présentons maintenant les techniques de transmission MIMO à l'émission et à la réception sans connaissance du canal.

#### **II.3.3.1 Codage espace-temps**

À l'émission, les techniques MIMO sont employées pour exploiter la diversité d'émission et/ou pour augmenter le débit. Pour ce faire, un code espace-temps doit être mis en œuvre [32].

L'idée de base du codage espace-temps est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. Un code espace-temps est

caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. Le rendement du code espace-temps est égal au rapport entre le nombre de symboles émis et le nombre de durées symboles correspondant. L'ordre de diversité est égal au nombre de voies indépendantes à la réception. Enfin, le gain de codage correspond au gain apporté par le système codé, en termes de performance, par rapport au système non-codé. Un code espace-temps est dit à rendement plein lorsque son rendement est égal au nombre d'antennes à l'émission. Un code espace-temps est dit à diversité maximale lorsqu'il est capable d'exploiter une diversité égale à  $n_t \cdot n_r$ .

On peut distinguer deux grandes classes de codage espace-temps permettant l'exploitation de la diversité : le codage en treillis et le codage en blocs.

- **Codage espace-temps en treillis (STTC - Space Time Trellis Code)**

Il consiste à coder à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (machine d'états) les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi en minimisant une métrique de vraisemblance cumulée pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [33] que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

- **Codage espace-temps en blocs (STBC - Space Time Block Code)**

La complexité de mise en œuvre des codes STTC a motivé la construction de codes espace-temps en blocs.

Ils sont définis sous une forme matricielle. Ainsi, les symboles à transmettre sont codés par des opérations matricielles. Dans [34], Alamouti a construit un code espace-temps orthogonal qui atteint la diversité maximale pour un système MIMO  $2 \times 1$  avec un rendement égal à 1 (équivalent au rendement d'un système SISO). Dans [33], Tarokh a généralisé le code d'Alamouti à des dimensions plus élevées. L'avantage des codes orthogonaux est leur décodage linéaire.

De plus, ils peuvent atteindre la diversité maximale. Par contre leur rendement reste limité à 1. Cette contrainte a motivé la construction de codes espace-temps dits quasi-orthogonaux permettant d'atteindre des rendements supérieurs à 1. Une autre famille de codes STBC dit à dispersion linéaire [35] est obtenu de manière générique à partir des combinaisons linéaires des symboles à transmettre. Parmi les codes de cette famille, nous pouvons citer les Golden

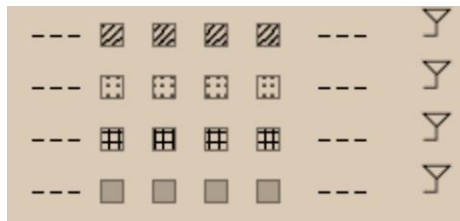
codes représentant un code parfait pour un système  $2 \times 2$ , les codes DAST de rendement unitaire et diversité maximale et les codes TAST ayant à la fois un rendement plein et une diversité pleine.

### II.3.3.2 Multiplexage spatial

Le rendement limité des codes orthogonaux a motivé la construction des codes en couches ayant un rendement plein. Foschini [28] propose un premier schéma BLAST exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes. La trame binaire à transmettre est divisée en sous-trames. Les sous-trames (couches) sont ensuite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale.

- **H-BLAST**

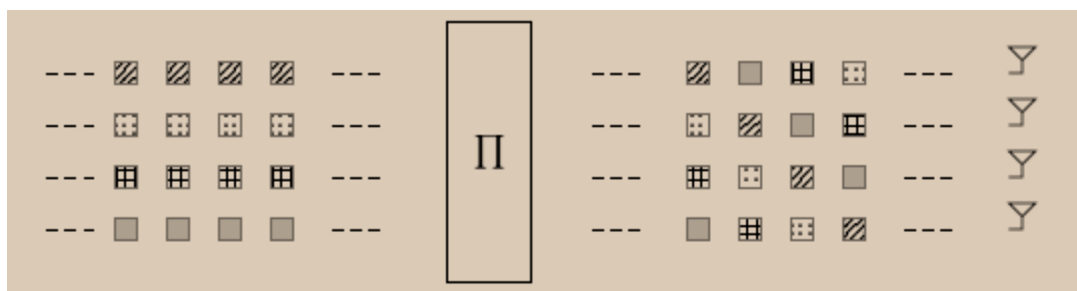
Chaque sous-trame d'information est transmise indépendamment par une antenne émettrice (**figure II.5**). Ce schéma permet d'exploiter seulement la diversité temporelle à l'émission lorsque les sous-trames sont indépendantes.



**Figure II.5** : Structure H-BLAST

- **D-BLAST**

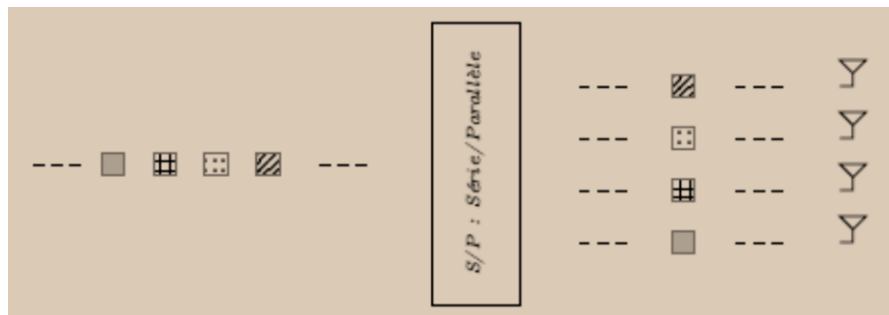
Chaque sous-trame d'information est répartie sur une diagonale espace-temps grâce à un entrelaceur espace-temps (figure II.6). Ainsi, chaque sous-trame subit tous les évanouissements du canal MIMO. L'avantage de ce système est qu'il exploite à la fois la diversité spatiale et temporelle.



**Figure II.6** : Structure D-BLAST

- **V-BLAST**

Chaque symbole de la trame est transmis par une des antennes émettrices (figure II.7). Ainsi, ce schéma comme le schéma D-BLAST permet d'exploiter la diversité spatiale et/ou temporelle à l'émission, mais il est de complexité plus faible.



**Figure II.7** : Structure D-BLAST

#### II.4 Techniques de détection multi-utilisateurs classiques MUD pour un système MIMO

La dimension spatiale offerte par la technologie MIMO, peut être employée en mode mono-utilisateur (SU-MIMO - *Single User Multi-Input Multi-Output*), offrant ainsi une capacité de système qui augmente linéairement avec le gain de multiplexage, indépendamment de la disponibilité ou non de la connaissance de l'état du canal au niveau de l'émetteur. Ou bien, dans un scénario multi-utilisateur (MU-MIMO - *Multi User Multi-Input Multi-Output* ou *SDMA-MIMO* *Space Division Multiple Access- Multi-Input Multi-Output*), où plusieurs stations mobiles (MS - *Mobile Station*) ainsi qu'une station de base (BS - *Base Station*) sont équipées d'un réseau d'antennes. Cependant, dans ce cas de figure, les interférences multi-utilisateurs (ISI) deviennent alors le principal inconvénient, car elles réduisent considérablement les performances du système.

Pour remédier à ce problème, dans le cas d'une liaison montante (*Uplink*), où plusieurs MS transmettent les données simultanément à une BS, l'utilisation du détecteur multi-utilisateur (MUD - *Multi User Detector*) permet de réduire ou bien d'annuler complètement le bruit, les interférences entre utilisateurs (ISI) ainsi que les interférences d'accès multiples (MAI) qui sont dues à l'accès multiple et asynchrone des différents utilisateurs [36].

Plusieurs techniques de détection multi-utilisateurs ont été proposées dans la littérature qui sont classées principalement en trois grandes familles : la détection linéaire, non linéaire et optimale comme le montre la figure II.8 [37].

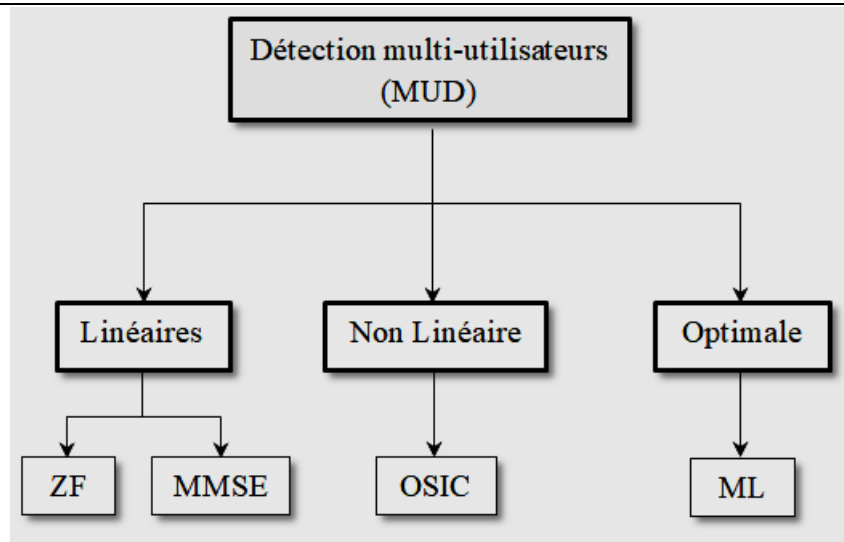


Figure II.8– Classification des détecteurs multi-utilisateurs MUD

#### II.4.1 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  $\mathbf{H}$ . Cette technique consiste à multiplier le vecteur du signal reçu par la matrice d'égalisation. Le vecteur de symbole estimé est exprimé par [38 - 39] :

$$\mathbf{x}_{ZF} = \mathbf{W}_{ZF}\mathbf{y} \quad (\text{II.13})$$

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H = \mathbf{H}^\dagger \quad (\text{II.14})$$

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  $\mathbf{H}$ .

La technique de détection ZF permet seulement 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.

#### II.4. 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 [40] :

$$E\|\tilde{\mathbf{s}} - \mathbf{s}\|^2 \quad (\text{II.15})$$

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 [41]:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{MMSE}^H \cdot \mathbf{y} \quad (\text{II.16})$$

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H} \quad (\text{II.17})$$

Où  $\mathbf{I}_{N_r}$ , la matrice d'identité, en se basant sur *Eqs.* (II.17) si le *SNR* est élevé alors  $\sigma_n^2$  devient négligeable. Par conséquent, pour des valeurs de *SNR* plus élevée 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 linéaire causé 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.

### II.4. 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 basé sur le choix de la séquence de symbole la plus favorisée en terme de *SNR*, ce qui améliore la qualité de décision et réduit les chances de propagation d'erreurs, puis détection de la séquence choisie en utilisant les techniques de détection linéaire soit l'égaliseur ZF ou MMSE, ensuite la contribution de la séquence détectée est supprimée du signal reçu, Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que la séquence de symbole la moins favorisée soit détectée [42].

L'algorithme OSIC est illustré comme suit :

**Etape 1** : détermination de l'ordre de détection optimal en choisissant la ligne avec une norme Euclidienne la plus minimale (signal avec un **SNR** le plus élevé est détecté en premier)

Initialisation :

$$\mathbf{i} = \mathbf{1}$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger \text{ (pour le détecteur ZF)}$$

$$\mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}^H \text{ (pour le détecteur ZF)}$$

$$\mathbf{K}_1 = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{G}_1\|_j^2$$

**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.

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$$

$$\mathbf{y}_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k_i} = \mathbf{Q}(\mathbf{y}_{k_i})$$

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

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \tilde{\mathbf{s}}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}$$

Récursion :

$$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^\dagger \text{ (pour le détecteur ZF)}$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}_i^H \text{ (pour le détecteur MMSE)}$$

$$\mathbf{K}_{i+1} = \underset{j \notin \{k_1 \dots k_i\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{G}_{i+1}\|_j^2$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i} + \mathbf{1}$$

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.

#### II.4.4 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 [43]:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \underset{x \in M^{N_T}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}\|^2 \quad (\text{II.18})$$

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.

#### II.5 Association MIMO-OFDM

L'analyse des performances de système MIMO sur des canaux sélectifs en fréquence a montré que le gain de codage va diminuer considérablement, lorsque le retard de propagation devient relativement élevé. Ainsi, un traitement supplémentaire est nécessaire afin d'améliorer la performance du code.

L'OFDM peut simplifier l'égalisation pour des canaux à bande large qui se caractérise principalement par la sélectivité en fréquence, en divisant la bande large sélectifs en fréquences en plusieurs sous-bandes étroites non sélectifs. Ainsi, en augmentant la durée de symbole et éliminant l'ISI. L'association de ces deux fameuses techniques combine l'avantage de la capacité et la robustesse de système MIMO avec la simple égalisation assuré par l'OFDM. Par conséquent, des nouveaux systèmes de communications sans fil à haut débit profitent des avantages de ces deux techniques. En effet, cette combinaison a été adoptée dans plusieurs normes de transmissions sans fil due à sa performance, tels que la norme 802.11n, 802.11ac, 802.11ah et il est prévu qu'elle va jouer un rôle majeur dans le 802.11ax pour 2019, et les différentes versions de la norme 802.16 [44].

Les systèmes de codage MIMO-OFDM ont été divisés en deux catégories : des schémas de diversité tels que STBC-OFDM qui sert à lutter contre l'évanouissement. D'autre part des systèmes MIMO-OFDM utilisant le multiplexage spatial, tels que V-Blast, pour transmettre des données distincts à partir des antennes différentes, pour fournir des débits de données élevés.

Ces techniques de transmission MIMO peuvent être directement appliquées à chaque sous-porteuse pour un système MIMO-OFDM. Dans la section suivante, nous allons décrire un schéma d'association MIMO-BLAST-OFDM.

### II.5.1 Description du schéma d'association MIMO-VBLAST-OFDM à un seul Utilisateur

La figure II.10 montre un schéma d'association d'un système MIMO-OFDM [31] Mono Utilisateur. à l'entrée de l'émetteur les données binaire 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) [45][46].

Le canal de propagation modélisé dans ce système est un canal à évanouissement de Rayleigh. Le signal reçu est distordu par l'effet d'évanouissement du canal de Rayleigh et le bruit gaussien (AWGN) qui est donné par :

$$y = Hx + n \quad (\text{II.19})$$

Ou  $H$  est la matrice du canal d'évanouissement de Rayleigh,  $x$  est le vecteur du signal émis issu des différentes antennes d'un même utilisateur et  $n$  est le vecteur de bruit ajouté à l'entrée du récepteur avec une moyenne nulle et une variance  $\sigma_n^2$ .

Au niveau du récepteur la séquence de symbole OFDM de chaque antenne est convertie en  $N$  symboles parallèles, puis l'intervalle de garde est enlevé et chaque symbole est démodulé par la transformée FFT ensuite les pilotes sont supprimées. 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  $H$  à générer des coefficients d'égalisation qui permettent de compenser l'effet négatif du canal [4739], 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'interférence (OSIC). A la sortie de l'égaliseur les données sont converties en série puis démodulées et récupérées.

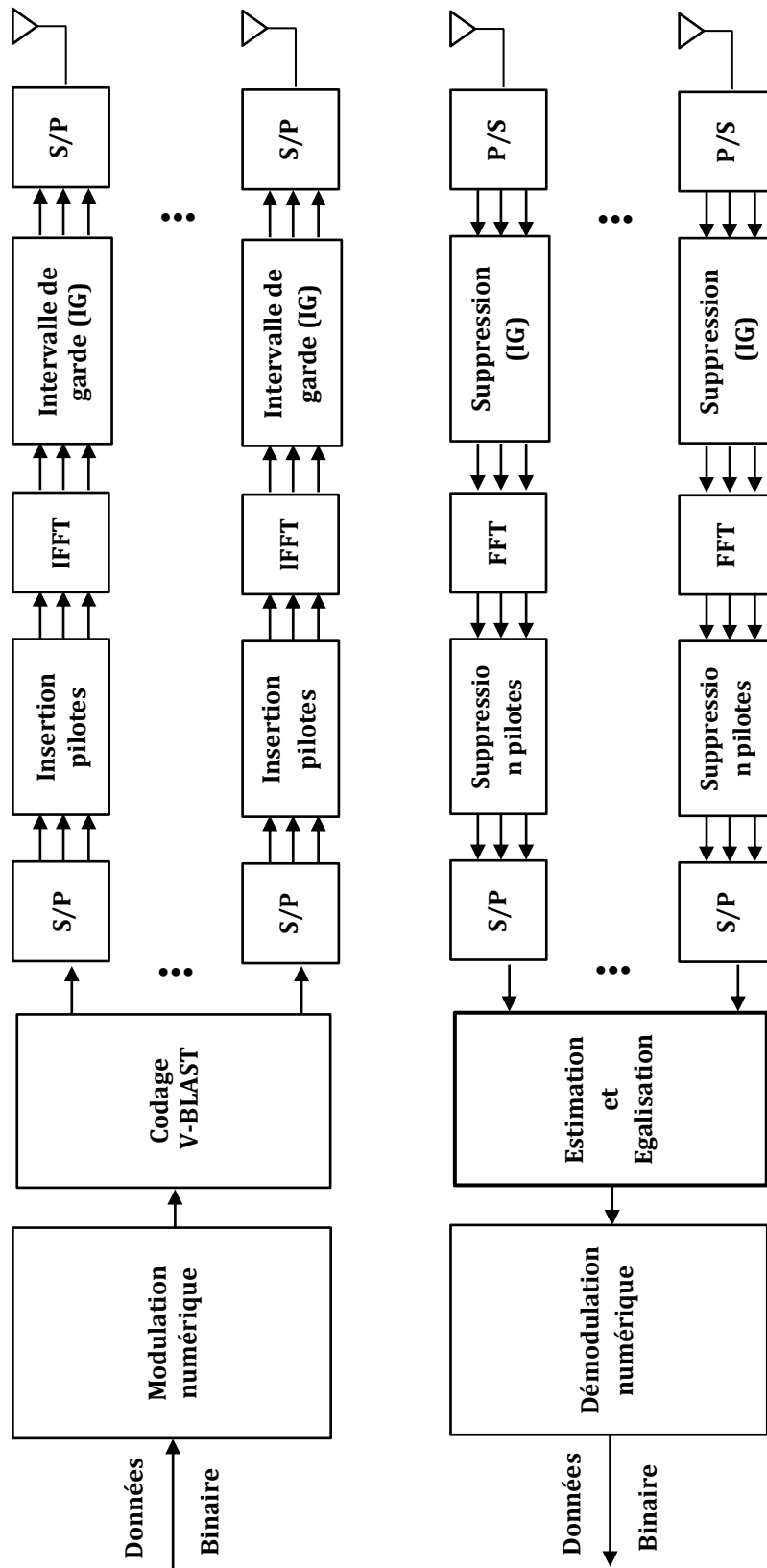


Figure II.10–Système MIMO –VBLAST-OFDM

### II.5.2 Description du système MIMO-SDMA-OFDM multi-utilisateur

Dans cette section, nous considérons un système MIMO-SDMA-OFDM en liaison ascendante comme le montre la Fig. II.11, 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 donnée des  $L$  utilisateurs  $\mathbf{b}_l (l = 1, \dots, L)$  est mappé en symbole 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 connu 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 symbole (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  $m^{\text{ème}}$  symbole OFDM à la  $k^{\text{ème}}$  sous porteuse reçu 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 :

$$\mathbf{y}_r(\mathbf{m}, \mathbf{k}) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{r,l}(\mathbf{m}, \mathbf{k}) x_l(\mathbf{m}, \mathbf{k}) + \mathbf{n}_r(\mathbf{m}, \mathbf{k}) \quad (\text{II.20})$$

Ou  $x_l(\mathbf{m}, \mathbf{k})$  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  $\sigma_n^2$  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 :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{1,2} & \cdots & \mathbf{H}_{1,L} \\ \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{H}_{2,2} & \cdots & \mathbf{H}_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{R,1} & \mathbf{H}_{R,2} & \cdots & \mathbf{H}_{R,L} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Ou la  $l^{\text{ème}}$  colonne 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 :

$$\mathbf{h}_{r,l}(\mathbf{t}) = \alpha_{r,l}(\mathbf{t}) e^{j\phi_{r,l}(\mathbf{t})} \delta(\mathbf{t}) \quad (\text{II.22})$$

Où l'amplitude  $\alpha_{r,l}(\mathbf{t})$  est une variable aléatoire distribuée de Rayleigh et la phase  $\phi_{r,l}(\mathbf{t})$  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.

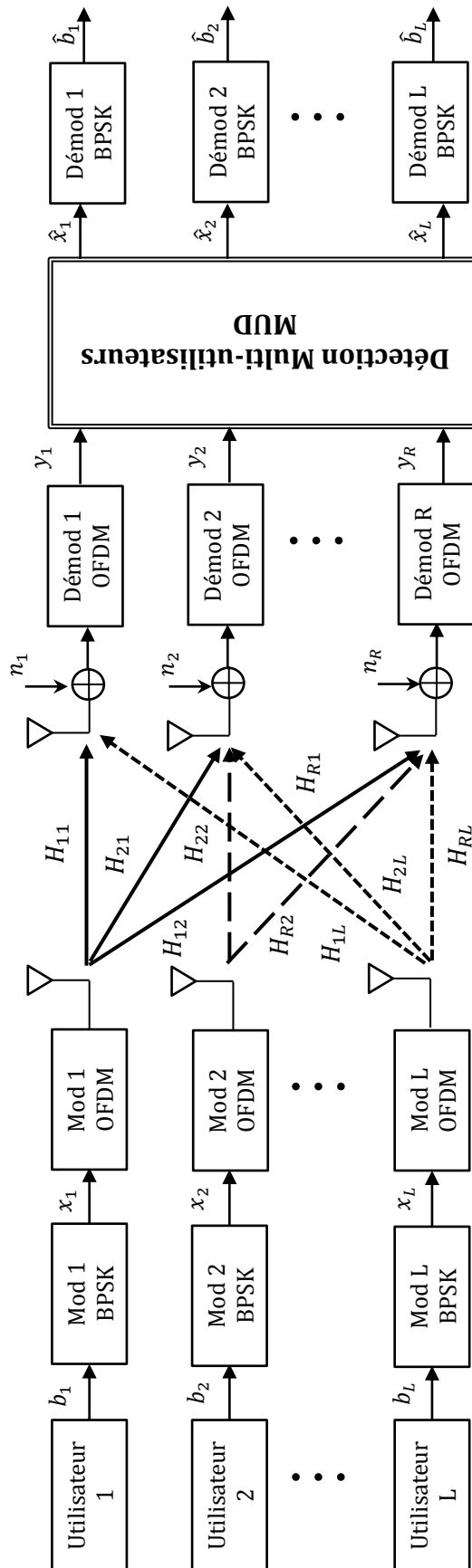


Figure II.11—Diagramme en bloc d'un système SDMA-OFDM avec  $L$  utilisateurs et  $R$  antennes réceptrices

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

## II.6 Etude des performances des différents détecteurs classiques pour un système MIMO- OFDM à un seul utilisateur

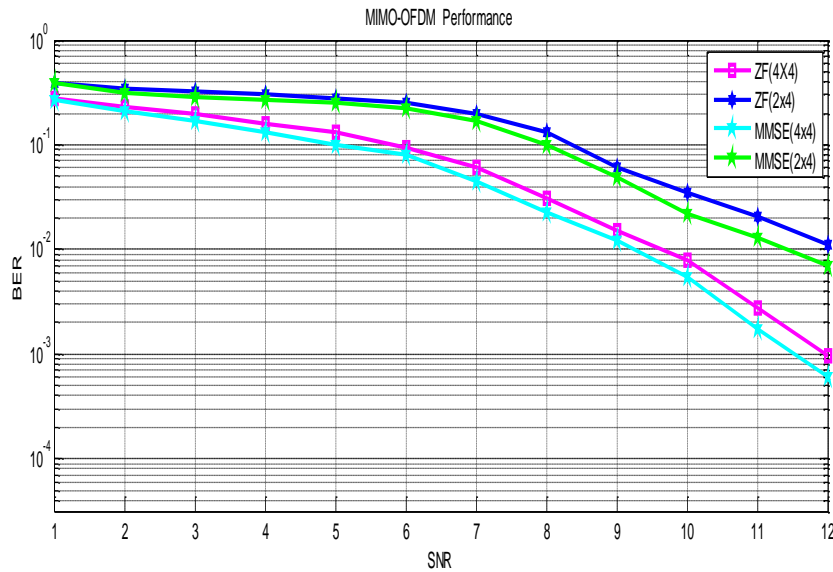
Dans cette section, nous allons étudier la performance d'un système de transmission sans fil MIMO-VBLAST-OFDM pour les différentes techniques de détection et d'égalisation ZF, MMSE, MMSE-OSIC et ML, en utilisant les deux types d'intervalles de garde Cyclic Prefix (CP) et Zero Padding (ZP), les résultats 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 différents types de modulation : BPSK, QPSK et 4-QAM. Les paramètres de simulation utilisés dans l'implémentation et l'évaluation du système MIMO-VBLAST-OFDM sont donnés dans le tableau II.1.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'antenne d'émission	Variables
Nombre d'antenne de réception	variables
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
Techniques de détection et classiques	ZF, MMSE, MMSE-OSIC, ML

**Tableau II.1**– Paramètres de simulation pour un système MIMO-VBLAST-OFDM

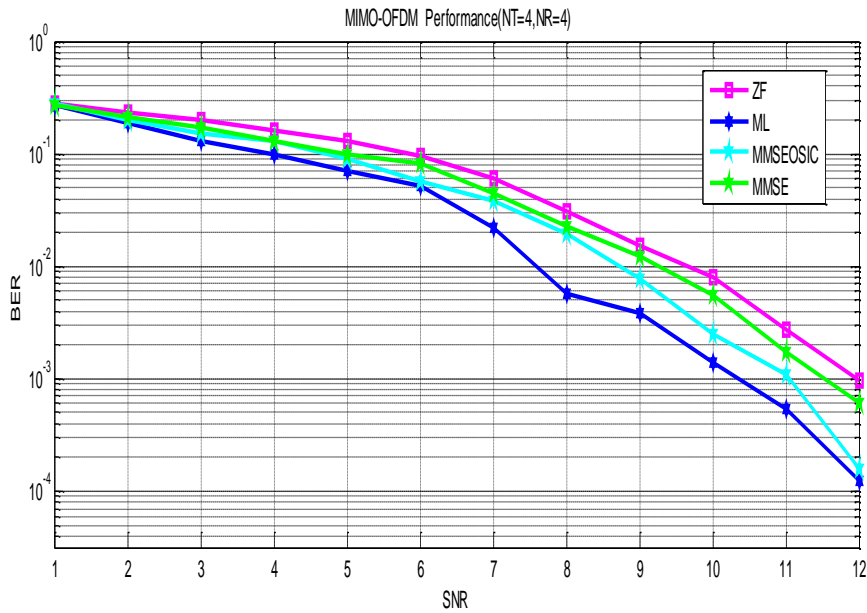
La figure II.12 présente la performance du taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio) ou  $E_b/N_o$  d'un système MIMO à multiplexage spatial (VBLAST) OFDM pour les détecteurs linéaires ZF et MMSE respectivement. Les résultats du BER sont obtenus pour les différentes configurations d'antennes (2, 2) et (2, 4). D'après les courbes de la figure, nous remarquons clairement que les valeurs de BER

diminuent linéairement avec l'augmentation des valeurs de SNR. Lorsque le nombre d'antennes en réception est supérieur au nombre d'antennes en 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 en réception.



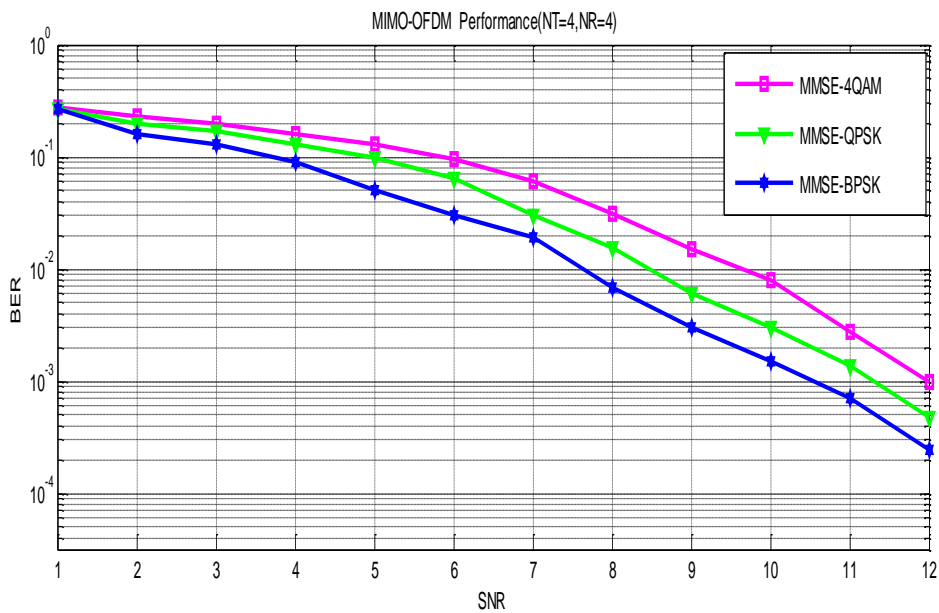
**Figure II.12**–Performance BER de ZF et MMSE d'un système MIMO-VBLAST-OFDM

La figure II.13, montre une comparaison de la performance entre les différents détecteurs tels que : ZF, MMSE, MMSE-OSIC et ML pour un système MIMO-VBLAST-OFDM 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 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 du détecteur d'annulation successive d'interférences MMSE-OSIC surmonte celle de ZF et MMSE mais la performance est encore sous optimale par rapport au détecteur ML.



**Figure II.13**—Comparaison de la Performance BER entre les détecteurs classiques du système MIMO-VBLAST-OFDM

La figure II.14 illustre une comparaison de la performance du système 4x4 MIMO-VBLAST-OFDM en employant les différentes techniques de modulation : BPSK, QPSK, 4-QAM et le schéma multi-porteuses ZP-OFDM pour la détection MMSE. D’après les résultats de BER la modulation BPSK donne des meilleures performances. Cela est signifié par le fait que plus nous augmentons le nombre de point dans une constellation, et plus c’est difficile de résoudre au niveau du récepteur, et donc nous aurons une dégradation significative de la performance.



**Figure II.14** BER du système 4x4 MIMO-VBLAST-OFDM (64 porteuses) en utilisant la détection MMSE

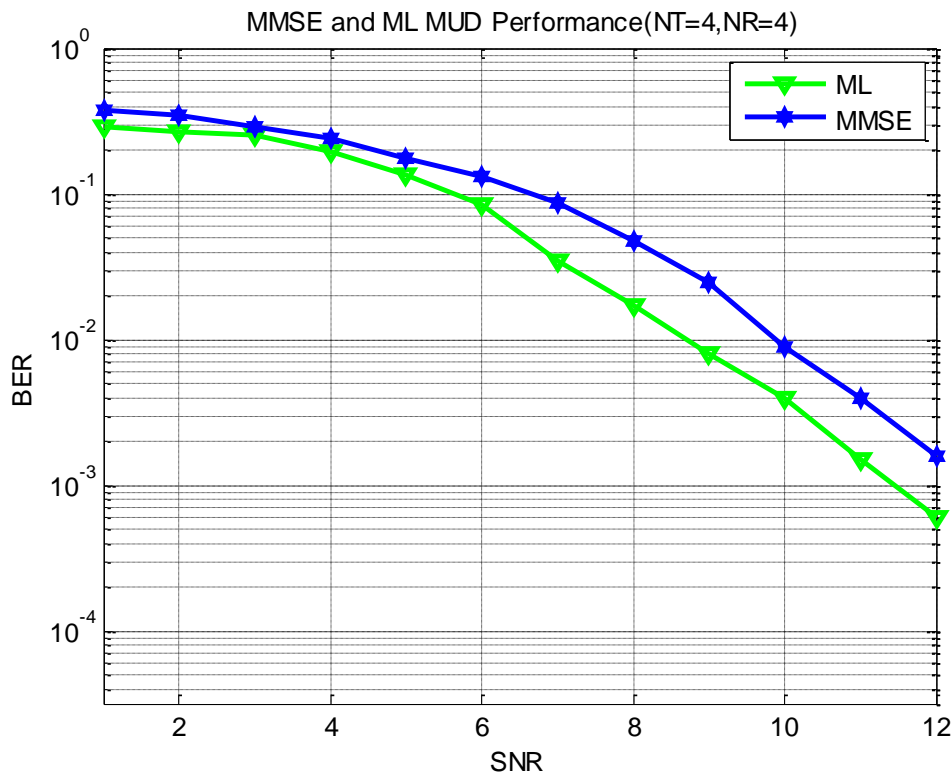
## II.7 Etude des performances des différents détecteurs classiques pour un système MIMO- SDMA-OFDM à utilisateurs multiples (MUD)

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 II.2.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'utilisateurs	2, 3, 4, 8
Nombre d'antenne de réception	2, 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 II.2**–Paramètres de simulation du système MIMO-SDMA-OFDM

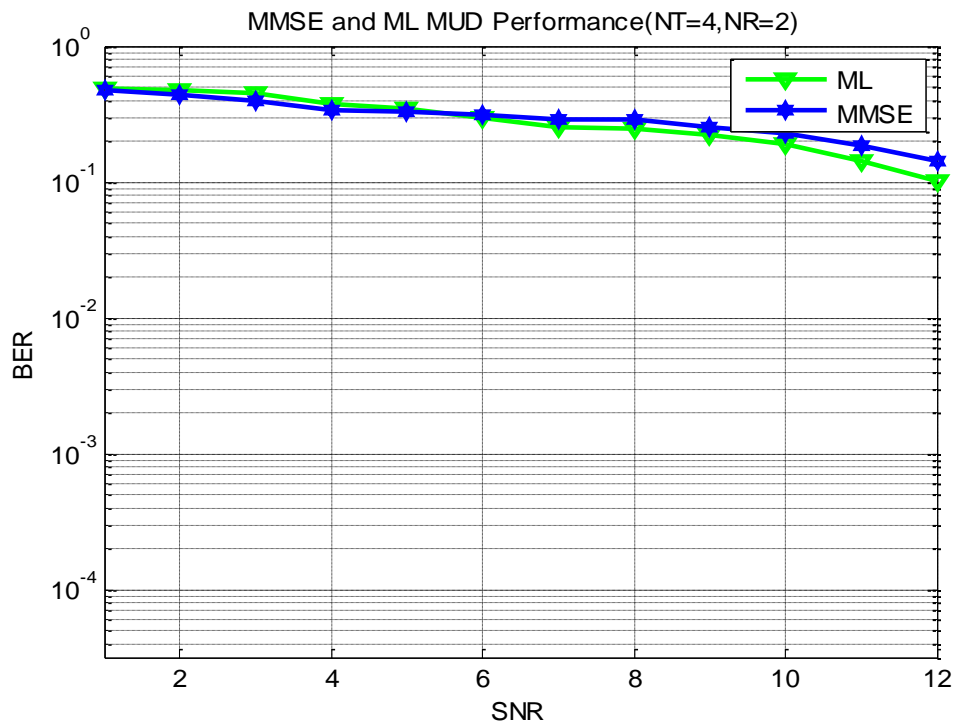
Dans la figure II.15 la performance BER du système multi-utilisateurs MIMO-SDMA-OFDM est comparée entre le détecteur multi-utilisateurs classique MMSE-MUD et le détecteur multi-utilisateurs optimal ML-MUD pour un scénario à pleine charge ( $Nt = Nr = 4$ ) ou le nombre d'utilisateurs égale à 4. Nous pouvons constater que le détecteur ML est plus performant que le détecteur MMSE, 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.



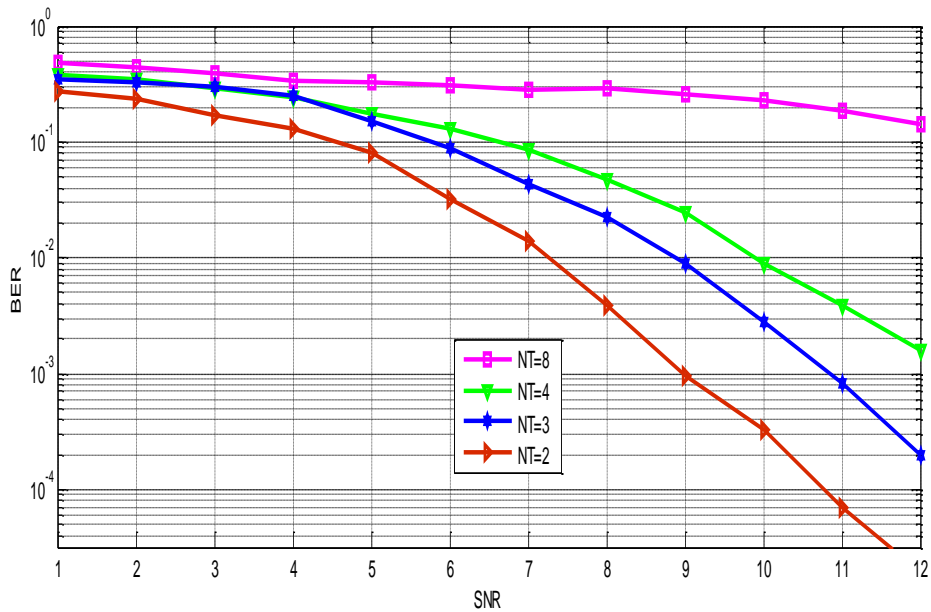
**Figure II.15**—Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour un scénario à pleine charge.

La figure II.16 illustre l'évaluation de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM pour un nombre d'utilisateurs égale à 4 et un nombre d'antennes réceptrices fixé à 2 au niveau de la station de base (BS). La performance BER des deux détecteurs 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, les détecteurs classiques ne peuvent supporter d'un nombre maximale d'utilisateurs qui est égal au nombre d'antennes de réception, deux antennes dans ce cas. Une fois que le nombre d'utilisateurs dépasse le nombre d'antennes de réception, le détecteur ML ou MMSE-MUD devient incapable de différencier entre les utilisateurs, ce qui résulte des interférences résiduelles élevées.

Cela est confirmé par la figure II.17 qui illustre la performance du détecteur MMSE-MUD pour un système MIMO-SDMA-OFDM pour un nombre d'utilisateurs variables et le nombre d'antennes réceptrices égale à 4.



**Figure II.16**—Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM entre les détecteurs MMSE-MUD et ML-MUD pour un scénario de surcharge.



**Figure II.17**—Comparaison de la performance BER du système MIMO-SDMA-OFDM équipé de  $NR = 4$  avec un nombre d'utilisateurs variable et le détecteur MMSE-MUD

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la technologie MIMO, la modulation multi-porteuses OFDM, l'association MIMO-OFDM et les détections mono et 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. Ces détecteurs sont utilisés afin de séparer les différents utilisateurs de la BS de la liaison ascendante. Dans la première phase, nous avons analysé et comparé la performance des différents détecteurs classiques d'un système MIMO-OFDM à un seul utilisateur dans le contexte du canal de Rayleigh, dont les résultats de simulation montrent que la performance du détecteur MMSE-OSIC est satisfaisante et très proche du ML avec une faible complexité de calcul. En outre, il a été démontré que la performance BER est sensiblement influencé par les techniques de modulation, Dans deuxième 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 détections classiques 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. 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 termes 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 la méthode méta-heuristique proposée.

## Chapitre III : Les méthodes méta-heuristiques et l'algorithme API

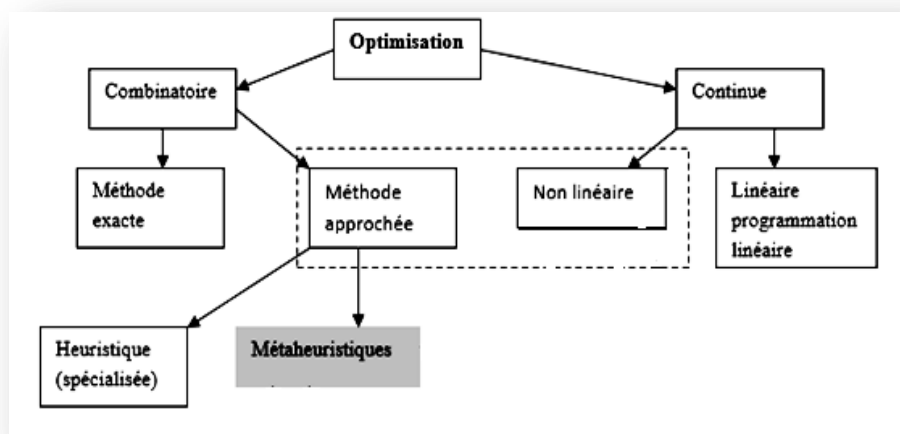
### III.1 Introduction

Les méta-heuristiques forment un ensemble de méthodes utilisées en recherche opérationnelle pour résoudre des problèmes d'optimisation réputés difficiles dite optimisation combinatoire. Les applications concrètes sont nombreuses, que ce soit dans le domaine de la production industrielle, de transmission, des transports ou de l'économie, partout où se fait sentir le besoin de minimiser des fonctions numériques, dans des systèmes où interviennent simultanément un grand nombre de paramètres. A ces problèmes de minimisation/maximisation, les méta-heuristiques permettent, dans des temps de calcul raisonnables, de trouver des solutions, peut-être pas toujours optimales, en tout cas très proches de l'optimum ; elles se distinguent en cela des méthodes dites exactes, qui garantissent certes la résolution d'un problème, mais au prix de temps de calcul prohibitifs pour nombres d'applications industrielles. Malgré leurs dissemblances, les métaheuristiques sont toutes structurées par un petit nombre de concepts, dont la compréhension aide au paramétrage de leurs algorithmes de base.

Dans ce chapitre, nous proposons de fournir un panorama de ces techniques. Après avoir donné quelques définitions préalables, nous replacerons les métaheuristiques dans leur contexte : nous dégagerons leurs principales propriétés, et nous établirons une première classification. Puis nous passerons à la présentation des travaux menés autour de la modélisation des fourmis de l'espèce *Pachycondyla apicalis*. Cette étude trouve son origine dans les travaux de Dominique Fresneau sur la stratégie de fourragement originale de cette espèce de fourmis ponérines. Nous commencerons donc par présenter les caractéristiques biologiques qui ont pu être exploitées du point de vue d'une modélisation algorithmique avec comme objectif de l'appliquer à plusieurs problèmes d'optimisation.

### III.2 Optimisation combinatoire

En mathématiques, *l'optimisation* recouvre toutes les méthodes qui permettent de déterminer l'optimum d'une fonction, avec ou sans contraintes. La figure suivante présente les types des problèmes d'optimisation et les approches utilisées [50].



**Fig.III.1** les approches utilisées pour la résolution des problèmes d'optimisation

En théorie, un problème d'optimisation combinatoire se définit par l'ensemble de ses instances, souvent infiniment nombreuses. Dans la pratique, le problème se ramène à résoudre numériquement l'une de ces instances, par un procédé algorithmique [50- 51].

A chaque instance du problème est associé un ensemble discret de solutions  $S$ , un sous-ensemble  $X$  de  $S$  représentant les solutions admissibles (réalisables), ainsi qu'une fonction de coût  $f$  (appelée aussi *fonction objectif*). La fonction  $f$  assigne à chaque solution  $s \in X$  le nombre  $f(s)$ .

Résoudre un problème d'optimisation combinatoire consiste alors à trouver une solution  $s \in X$  optimisant la valeur de la fonction de coût  $f$ .

Formellement, on cherche donc  $s^* \in X$  tel que  $f(s^*) \leq f(s)$  pour tout  $s \in X$ . Une telle solution  $s^*$  s'appelle une *solution optimale*, ou un *optimum global*.

Il existe une seconde formalisation du problème d'optimisation combinatoire, plus générale, qui inclue la notion de *contraintes* et d'*affectation* de valeurs à des variables. En voici la définition. Soit :

- un ensemble de variables  $(x_1, x_2, \dots, x_n)$
- un ensemble de domaines de définitions  $D_1, D_2, \dots, D_n$
- un ensemble de contraintes  $C$  sur les variables

- une fonction objective  $f$  que l'on cherche à minimiser :  $f : D_1 \times D_2 \times \dots \times D_n \rightarrow \mathfrak{R}$

L'ensemble  $S$  des solutions possibles peut alors se définir comme :

$S = \{ s = \{(x_1, v_1), \dots, (x_n, v_n)\} \}$  tels que  $v_i \in D_i$ , et tels que  $s$  satisfasse toutes les contraintes  $C$ .

L'optimisation combinatoire consiste à trouver la meilleure solution entre un nombre fini de choix. Autrement dit, à minimiser une fonction, avec ou sans contraintes, sur un ensemble fini de possibilités.

Malgré l'évolution permanente des calculateurs et les progrès fulgurants de l'informatique, il existera certainement toujours, pour un problème (P) difficile, une taille critique de  $X$  au-dessus de laquelle même une énumération partielle des solutions admissibles devient prohibitive. Le temps de calcul devient si problématique que pour certains problèmes, on ne connaît pas d'algorithme exact *polynomial*, c'est-à-dire dont le temps de calcul soit proportionnel à  $N^n$ , où  $N$  désigne le nombre de paramètres inconnus du problème, et où  $n$  est une constante entière. Lorsqu'on conjecture qu'il n'existe pas une telle constante  $n$  telle qu'un polynôme de degré  $n$  puisse borner le temps de calcul d'un algorithme, on parle alors d'optimisation difficile, ou de problèmes *NP-difficiles* [50-52].

Compte tenu de ces difficultés, la plupart des spécialistes de l'optimisation combinatoire ont orienté leur recherche vers le développement de méthodes heuristiques et métaheuristiques.

### III.3 Heuristiques et Métaheuristiques

Afin d'améliorer le comportement d'un algorithme dans son exploration de l'espace des solutions d'un problème donné, le recours à une méthode *heuristique* (du verbe grec *heuriskein*, qui signifie « trouver ») permet de guider le processus dans sa recherche des solutions optimales.

Une méthode heuristique est souvent définie comme une procédure exploitant au mieux la structure du problème considéré, dans le but de trouver une solution de qualité raisonnable en un temps de calcul aussi faible que possible [53].

Bien que l'obtention d'une solution optimale ne soit pas garantie, l'utilisation d'une méthode heuristique offre de multiples avantages par rapport à une méthode exacte :

- La recherche d'une solution optimale peut être totalement inappropriée dans certaines applications pratiques en raison de la dimension du problème, de la dynamique qui

caractérise l'environnement de travail, du manque de précision dans la récolte des données, de la difficulté de formuler les contraintes en termes explicites ou de la présence d'objectifs contradictoires.

- Lorsqu'elle est applicable, une méthode exacte est souvent beaucoup plus lente qu'une méthode heuristique, ce qui engendre des coûts informatiques supplémentaires et des difficultés au niveau du temps de réponse. - Les principes de recherche qui sont à la base d'une méthode heuristique sont en général plus accessibles aux utilisateurs non expérimentés.
- Une méthode heuristique peut être facilement adaptée ou combinée avec d'autres types de méthodes.

Cette flexibilité augmente considérablement les possibilités d'utilisation des méthodes heuristiques.

Dans la pratique, certaines heuristiques sont connues et ciblées sur un problème particulier.

La **métaheuristique**, elle, se place à un niveau plus général encore, et intervient dans toutes les situations où l'ingénieur ne connaît pas d'heuristique efficace pour résoudre un problème donné, ou lorsqu'il estime qu'il ne dispose pas du temps nécessaire pour en déterminer une [54].

Une métaheuristique est un processus itératif qui subordonne et qui guide une heuristique, en combinant intelligemment plusieurs concepts pour explorer et exploiter tout l'espace de recherche. Des stratégies d'apprentissage sont utilisées pour structurer l'information afin de trouver efficacement des solutions optimales, ou presque-optimale. Elle a donc pour objectif de pouvoir être programmée et testée rapidement sur un problème.

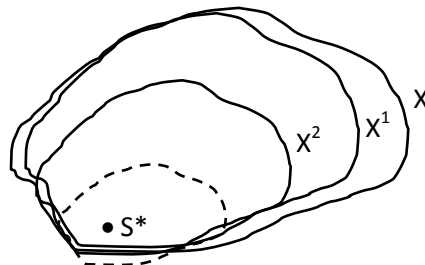
Comme l'heuristique, la méta-heuristique n'offre généralement pas de garantie d'optimalité, bien qu'on ait pu démontrer la convergence de certaines d'entre elles. Non déterministe, elle incorpore souvent un principe stochastique pour surmonter l'explosion combinatoire. Elle fait parfois usage de l'expérience accumulée durant la recherche de l'optimum, pour mieux guider la suite du processus de recherche [55-57].

### . III.4 Classification des métaheuristiques

Les méta-heuristiques n'étant pas, a priori, spécifiques à la résolution de tel ou tel type de problème, leur classification reste assez arbitraire. On peut cependant distinguer 3 grandes classes selon l'approche de recherche utilisée :

### III.4.1 L'approche constructive

Les méthodes constructives produisent des solutions admissibles en partant d'une solution initiale vide et en insérant, à chaque étape, une composante dans la solution partielle courante. Le type de recherche qui est à la base d'une méthode constructive est représenté dans la figure suivante.



**Figure III.2** Exploration de l'espace de recherche par l'approche constructive.

L'idée consiste à diminuer la taille du problème à chaque étape, ce qui revient à se restreindre à un sous-ensemble  $X^k$  inclus dans  $X$  toujours plus petit. Une méthode constructive trouve une solution optimale lorsque chacun des sous-ensembles considérés contient au moins une solution optimale  $S^* \in X$  [52][54][57].

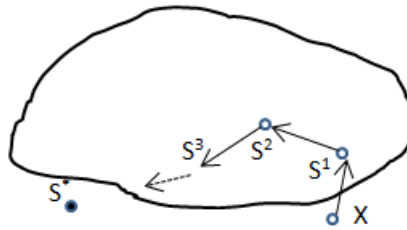
### III.4.2 L'approche recherche locale

Les méthodes de recherche locale sont des algorithmes itératifs qui explorent l'espace  $X$  en se déplaçant pas à pas d'une solution à une autre. Une méthode de ce type débute à partir d'une solution  $S^0 \in X$  choisie arbitrairement ou alors obtenue par le biais d'une méthode constructive.

Le passage d'une solution admissible à une autre se fait sur la base d'un ensemble de modifications élémentaires qu'il s'agit de définir de cas en cas. Une solution s'obtient à partir de  $S$  en appliquant une modification élémentaire. Le voisinage  $N(S)$  d'une solution  $S \in X$  est défini comme l'ensemble des solutions admissibles atteignables depuis  $S$  en effectuant une modification élémentaire.

Un tel processus d'exploration est interrompu lorsqu'un ou plusieurs critères d'arrêt sont satisfaits. Le fonctionnement d'une méthode de recherche locale est illustré de manière

générale dans la figure III. 3. Les passages successifs d'une solution à une solution voisine définissent un chemin au travers de l'espace des solutions admissibles [52][54][55][57].

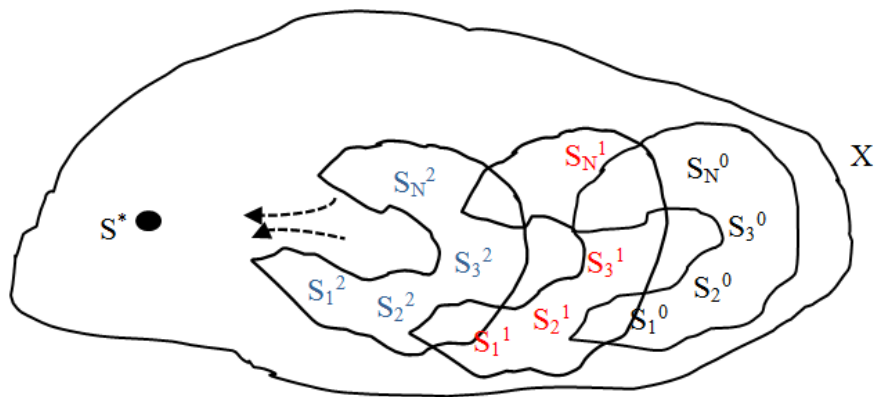


**Figure III.3** Exploration de l'espace de recherche par l'approche recherche locale

### III.4.3 L'approche évolutive

Contrairement aux méthodes constructives et de recherche locale qui font intervenir une solution unique (partielle ou non), les méthodes évolutives manipulent un groupe de solutions admissibles à chacune des étapes du processus de recherche. L'idée centrale consiste à utiliser régulièrement les propriétés collectives d'un ensemble de solutions distinguables, appelé population, dans le but de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace  $X$ . En règle générale, la taille de la population reste constante tout au long du processus. Après avoir généré une population initiale de solutions, aléatoirement ou par l'intermédiaire d'une méthode constructive, une méthode évolutive tente d'améliorer la qualité moyenne de la population courante en ayant recours à des principes d'évolution naturelle. Les solutions de la population courante sont comparées puis combinées entre elles dans le but de produire des solutions inédites et de bonne qualité à long terme. L'échange d'information qui en résulte se traduit par l'apparition de nouvelles solutions admissibles qui héritent des caractéristiques prédominantes contenues dans les solutions de la population courante. Dans la phase d'adaptation individuelle, les solutions évoluent de manière indépendante en respectant un ensemble de règles prédéfini. Les modifications subies par chacune d'entre elles se font sans aucune interaction avec les autres solutions de la population. Une nouvelle génération de solutions est créée au terme de chaque phase d'adaptation individuelle. Ce formalisme nouveau s'applique à la plupart des méthodes évolutives développées à ce jour [52][54][55][57].

Le mécanisme de recherche qui est à la base d'une approche évolutive est représenté dans la figure III.4. Le but est de repérer des solutions aussi bonnes que possible en manipulant à chaque étape un ensemble de solutions localisées dans différentes régions prometteuses de l'espace  $X$ .



**Figure III.4.** Exploration de l'espace de recherche par une approche évolutive

### III.5 Biologie de *Pachycondyla apicalis*



Paul Devienne - LEEC

**Figure III .5 :** *Pachycondyla apicalis* [58]

Cette section donne un aperçu de la biologie de *Pachycondyla apicalis* et notamment de leur stratégie de recherche de nourriture (le fourragement). Une étude très complète leur est

consacrée dans[59]. *Pachycondyla apicalis* est une ponérine néotropicale que l'on rencontre en Amérique du Sud, en particulier au Mexique. Sa morphologie et le peu de communication entre individus la classe parmi les fourmis dites primitives mais certains aspects de son adaptation démentent ce jugement. Les fourmis *Pachycondyla apicalis* vivent en petites colonies comportant quelques dizaines d'individus (40 à 100 ouvrières).

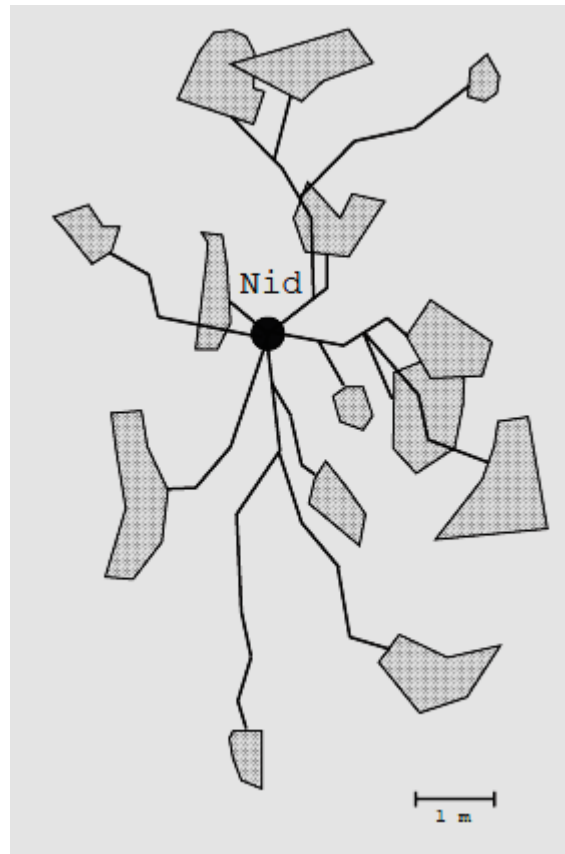
Le nid est installé dans de vieilles souches ou des arbres morts en décomposition qui offrent ainsi un habitat instable pour des fourmis qui ne savent pas construire de fourmilière. Quand la vétusté de leur nid devient trop importante, elles doivent déménager et chercher un nouveau refuge.

Leur nourriture se compose de petits insectes qu'elles capturent ou de cadavres d'insectes. Les ouvrières prospectent individuellement autour de la fourmilière et ramènent les proies au nid. Toutes ne participent pas à la recherche de nourriture, celles restant au nid s'occupent principalement du couvain. Le comportement de recherche de nourriture n'utilise pas de comportement collectif direct. Par exemple, les ouvrières ne déposent pas de message chimique sur le sol pour indiquer à d'autres fourrageuses le chemin menant à une source de nourriture. Elles ne mettent donc pas en œuvre des comportements de recrutement de masse.

On peut supposer que la nature des proies recherchées n'encourage pas spécialement ce genre de communication inter-individus : la présence des proies étant relativement aléatoire, la capture d'une proie ne donne que peu d'informations sur la stabilité spatiale de la source de nourriture. Autrement dit, la probabilité de retrouver une proie dans la même zone qu'une précédente capture n'est pas suffisante pour y canaliser les forces de fourragement de la colonie. Cependant, d'un point de vue individuel, les ouvrières mémorisent leur site de capture et lors de leur prochaine sortie du nid, elles retournent systématiquement sur le dernier site de chasse fructueux. Cette spécialisation sectorielle est une réponse pour l'adaptation nécessaire à la découverte et l'exploitation de sources de nourriture. Ce type de fourragement solitaire se retrouve particulièrement chez les espèces peu populeuses, les espèces à population importante utilisent des mécanismes de recrutement massif beaucoup plus couramment [60]. Les fourrageuses solitaires développent en conséquence des mécanismes d'apprentissage plus évolués.

De sorties en sorties, les ouvrières s'éloignent du nid car la probabilité de trouver une proie est inversement proportionnelle à la densité de fourrageuses qui décroît évidemment quand la distance au nid augmente. Ainsi, les fourrageuses ont un comportement collectif indirect puisque de manière statistique elles coopèrent pour couvrir au mieux leur espace de

recherche que constitue le voisinage du nid. Elles construisent de cette façon une mosaïque de zones de chasse qui couvre la périphérie du nid. La figure III.6 présente les aires de fourragement d'une colonie *Pachycondyla apicalis*.



**Figure III.6 :** Exemple (fictif) de carte des trajets et aires de récolte des fourrageuses [59]

Le comportement de fourragement de *Pachycondyla apicalis* peut être résumé en trois règles [59] :

1. la découverte d'une proie entraîne toujours le retour sur ce site lors de la sortie suivante, c'est là que la fourrageuse reprend ses nouvelles prospections ;
2. la découverte d'une proie pèse sur la décision de sortie des fourrageuses en réduisant l'intervalle de temps qu'elles passent au nid ;
3. les fourrageuses semblent progressivement apprendre une association entre une direction de recherche opposée au nid et l'augmentation de la probabilité de succès.

Ces règles ont l'avantage évident d'être très simples. On peut cependant préciser quelques points :

- lors de ses premières sorties, la fourmi sort du nid dans une direction aléatoire mais s'éloigne peu du nid et retourne à l'abri de celui-ci à la moindre alerte. Son trajet est relativement sinueux ;

- si la fourmi capture une proie, elle retourne directement au nid et mémorise visuellement le chemin qu'elle emprunte. Ce retour s'effectue en ligne droite ;
- après une capture, la fourmi utilise le chemin qu'elle a mémorisé pour retourner au site de capture ;
- Le retour sur le site de chasse se soldant par un échec peut se produire plusieurs fois de suite (en moyenne quatre fois) ;
- un site de chasse ne produisant plus le renforcement que constitue la capture d'une proie est abandonné mais n'est pas obligatoirement oublié par la fourrageuse ;
- l'exploration d'un site de capture privilégie les directions qui éloignent la fourmi du nid dans une limite de périmètre imposée par le coût énergétique prohibitif que représente un échec à une grande distance du nid.

La fragilité du nid impose des déménagements réguliers. Des fourmis éclaireuses partent alors à la recherche d'un nouvel abri. Le déménagement s'effectue grâce à des mécanismes de *recrutement en tandem* ou une fourmi se fait guider par une de ses congénères jusqu'au nouvel emplacement. Ce changement de nid a pour effet de <réinitialiser> la mémoire des fourrageuses. C'est à cette occasion que l'utilisation de repères visuels prend toute son importance : le marquage de chemins avec des phéromones perturberait l'adaptation des fourmis à la situation de leur nouveau nid, car les anciens chemins interféreraient avec les nouveaux. Avec une mémoire visuelle, les fourrageuses reconstruisent un réseau de sites de chasse autour du nouveau nid plus aisément, plus rapidement. On peut donc parler d'apprentissage en ce qui concerne la recherche de proies : la fourmi apprend les sites qui lui rapportent de la nourriture et elle est capable de les oublier quand elle n'y trouve plus de proie ou que le nid a changé de localisation.

L'aspect individuel de la recherche est particulièrement adapté à la fréquence d'apparition des proies :

Si une proie tombe sur le sol et est capturée, la fourrageuse reviendra explorer le site toute seule. Si la proie est trop lourde, elle sera découpée puis transportée en plusieurs voyages par la même fourmi qui utilise de cette façon sa mémoire.

Si le site de chasse se trouve être un gisement (par exemple des termites) la fourrageuse reviendra systématiquement jusqu'à épuisement du site.

L'intérêt de la stratégie de fourrageage des fourmis *Pachycondyla apicalis* réside dans sa simplicité et la bonne couverture de l'espace de recherche qui en résulte. On a ici un phénomène d'émergence : de règles de recherche simples et individuelles, qui ne tiennent pas

compte du travail des autres fourmis, on obtient une exploration radiale de l'espace centrée sur le nid.

Dans la réalité, l'efficacité de la stratégie n'est pas parfaite si on considère le nombre de proies trouvées relativement au nombre de proies présentes. Cependant, la taille d'une colonie de *Pachycondyla apicalis* étant relativement réduite, les besoins en nourriture sont relativement modestes. Il semble que l'adaptation de ces fourmis ne réside pas seulement dans leur comportement de fourragement mais aussi dans le maintien de colonies peu peuplées. Ceci permet aux *Pachycondyla apicalis* de survivre dans des secteurs comportant de nombreux prédateurs concurrents et de ne pas nécessiter une grande quantité d'insectes.[61]

### III.6 Modélisation algorithmique

Nous présentons l'adaptation de la stratégie de fourragement des *Pachycondyla apicalis* pour la résolution de problèmes d'optimisation. Cette section démontre la généralité de la méthode relativement à l'espace de recherche.[61]

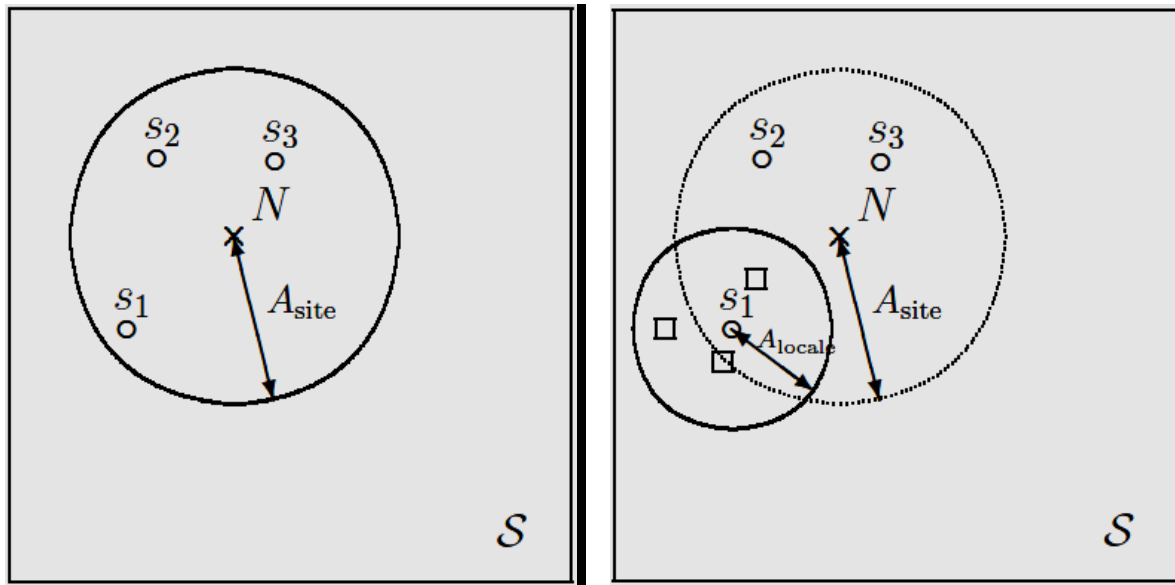
#### III.6.1 Espace de recherche et fonction d'évaluation

Nous allons considérer une population de  $n$  fourmis fourrageuses  $a_1, \dots, a_n$  de l'espèce *Pachycondyla apicalis*. Ces agents sont positionnés dans l'espace de recherche, noté  $S$ , et vont tenter de minimiser une fonction d'évaluation  $f$  définie de  $S$  dans  $\mathbb{R}$ . Chaque point  $s \in S$  est une solution valide du problème, ce qui signifie que  $f$  est définie en tout point de  $S$ . Cet espace de recherche peut être un espace continu, binaire ou un espace de permutations. Notre algorithme, nommé API (pour Apicalis), est générique en ce qui concerne l'espace de recherche  $S$ , c'est là un de ses principaux atouts. La définition des deux opérateurs suivants est suffisante pour déterminer le déplacement des fourmis :

1. l'opérateur  $O_{\text{rand}}$  qui génère un point de  $S$  de manière uniformément aléatoire ;
2. l'opérateur  $O_{\text{explo}}$  qui génère un point  $s'$  dans le voisinage d'un point  $s$ .

Concernant le deuxième opérateur, la taille du voisinage de  $s$  est paramétrée par une amplitude, notée  $A$  telle que  $A \in [0, 1]$ . Cette amplitude fixe la portée de l'exploration autour de  $s$  relativement à la taille de l'espace.  $O_{\text{explo}}$  peut être une exploration aléatoire tout comme une heuristique inspirée par le domaine de recherche.

### III.6.2 Comportement local des fourmis



(a) : Recherche de sites de chasse. (b) : Exploration locale de la fourmi autour du site  $s_1$

**Figure. III.7** : Comportement local des fourmis

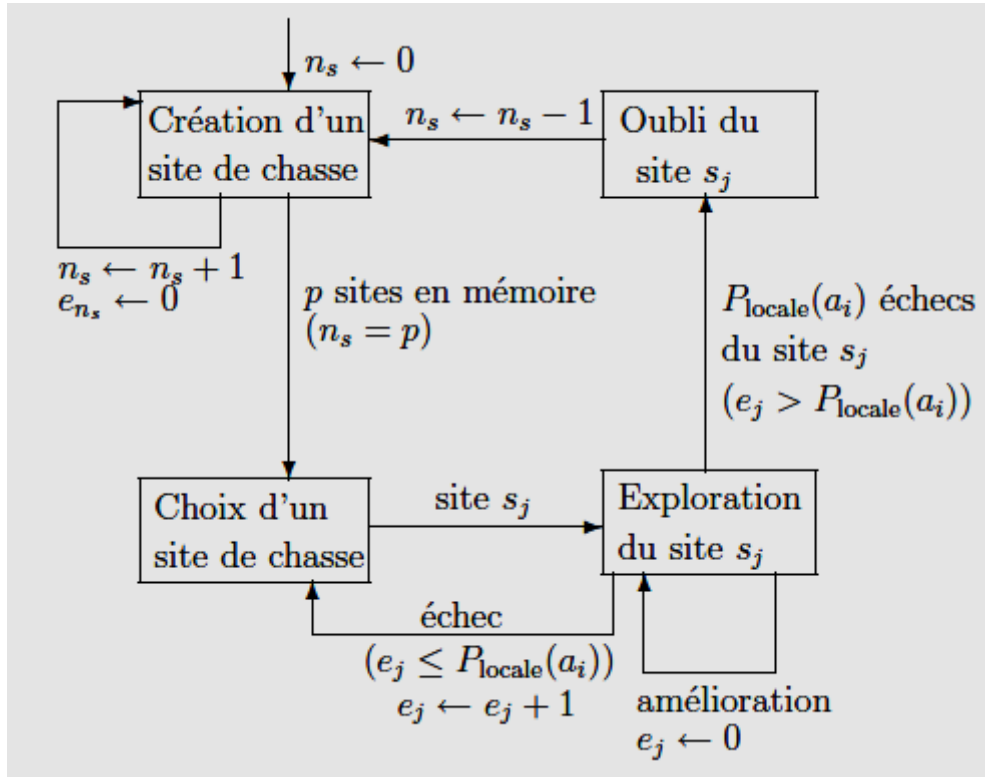
Dans la **figure III.7 (a)** : Recherche de sites de chasse. Ici, la fourmi se constitue une liste de 3 sites de chasse  $s_1$ ,  $s_2$  et  $s_3$  dans le voisinage du nid  $N$  à une distance maximale  $A_{\text{site}}$  de celui-ci.

Dans la **figure III.7 (b)** : Exploration locale de la fourmi autour du site  $s_1$ . Les carrés représentent les explorations menées dans la zone de rayon  $A_{\text{locale}}$  autour de  $s_1$ .

Au départ, et à chaque déplacement de nid, chaque fourmi  $ai$  quitte le nid pour se constituer une liste de  $p$  sites de chasse qu'elle mémorise (figure III.7.a). Un site de chasse est un point de  $S$  construit par l'opérateur  $O_{\text{explo}}$  avec une amplitude  $A_{\text{site}}(ai)$  dans le voisinage de  $N$ . La fourmi  $ai$  va ensuite procéder à une exploration locale autour d'un de ses sites de chasse (figure III.7.b). Initialement, quand l'intérêt des sites est inconnu, la fourmi choisit un site  $s$  au hasard parmi les  $p$  dont elle dispose.

L'exploration locale consiste à construire un point  $s'$  de  $S$  dans le voisinage de  $s$  grâce à l'opérateur  $O_{\text{explo}}$  avec une amplitude  $A_{\text{locale}}(ai)$ . La fourmi  $ai$  capture une proie si cette exploration locale a permis de trouver une meilleure valeur de  $f$ , ce qui revient à avoir  $f(s') < f(s)$ . Une amélioration de  $f$  modélise donc la capture d'une proie. À chaque fois qu'une fourmi parvient à améliorer  $f(s)$  elle mémorise  $s'$  à la place de  $s$  et sa prochaine exploration locale aura lieu dans le voisinage de  $s'$ . Si l'exploration locale est infructueuse, pour la prochaine

exploration, la fourmi choisira un site au hasard parmi les  $p$  sites qu'elle a en mémoire. Quand un site a été exploré successivement plus de  $P_{locale}$  fois sans avoir rapporté de proie, il est définitivement oublié et sera remplacé par un nouveau site à la prochaine itération (c'est-à-dire la prochaine sortie du nid). Le paramètre  $P_{locale}$  représente une patience locale.



**Figure. III.8 :** Automate représentant le comportement individuel de fourrage d'une fourmi.

$n_s$  représente le nombre de sites de chasse dans la mémoire de la fourmi et  $e_j$  le nombre d'échecs successifs rencontrés sur le site  $s_j$ .

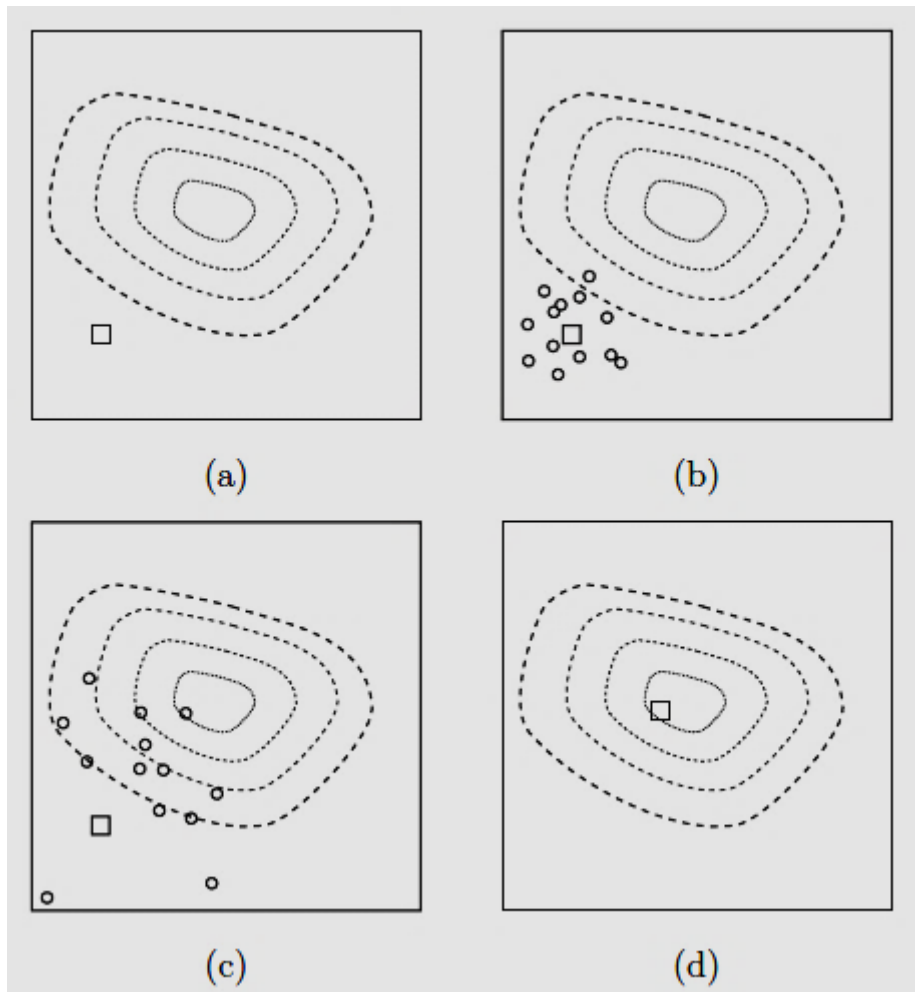
L'automate de la figure III.8 résume le comportement individuel d'une fourrageuse.  $n_s$  représente le nombre de sites que la fourmi mémorise à un instant donné.  $e_j$  donne le nombre d'échecs successifs du site  $s_j$  mémorisé.

### III.6.3 Exploration globale

D'un point de vue global, API place le nid à une position  $N$  de  $S$  et procède à l'exploration de  $S$  autour de  $N$ . L'exploration est déterminée par le comportement local des fourmis. A chaque pas de l'algorithme les  $n$  fourmis sont simulés en parallèle. A l'initialisation, le nid est placé dans  $S$  de manière uniformément aléatoire par l'opérateur  $O_{rand}$ . Puis le nid est

déplacé toutes les  $PN$  déplacements des  $n$  fourmis. Il est alors placé sur le meilleur point  $s^+$  trouvé depuis son dernier déplacement. A chaque déplacement du nid les fourmis reprennent leur exploration à partir de la nouvelle position du nid.

La figure III.9 montre la stratégie globale d'exploration.



**Figure III.9 :** Stratégie d'exploration globale : déplacement du nid.

La figure précédente représente l'exploration globale avec déplacement du nid. En (a), le nid (carré) est placé aléatoirement dans l'espace de recherche. En (b) sont représentés les sites de chasse (cercles) créés autour du nid. En (c), à cause de l'exploration locale, les sites de chasse se déplacent vers des zones plus intéressantes de l'espace de recherche (ici les pointillés les plus au centre). En (d) le nid est déplacé sur la position du meilleur site de chasse, les sites seront ensuite générés à partir de cette nouvelle position, comme en (b), et ainsi de suite.

$PN$  représente un paramètre de patience pour le nid. On peut fixer cette patience suivant la patience locale d'une fourmi ( $P_{locale}$ ) et la taille de la mémoire d'une fourmi ( $p$ ) :

$$PN = 2 \times (P_{\text{locale}} + 1) \times p \quad (\text{III.1})$$

Ce calcul a pour but de laisser suffisamment d'itérations entre chaque déplacement de nid pour que les fourmis puissent créer et explorer leurs  $p$  sites de chasse. Une autre solution serait de ne déplacer le nid qu'uniquement si l'optimum n'a pas été amélioré depuis un certain nombre d'itérations, disons  $PN$ , ou encore en utilisant certaines informations sur la population comme la dispersion des fourmis dans l'espace de recherche par exemple. Les exemples pouvant être tirés de la littérature sont nombreux concernant cette technique de redémarrage (par exemple le *Delta Coding*) [62].

Enfin, à chaque déplacement du nid, la mémoire des fourmis est vidée et elles doivent reconstruire leurs  $p$  sites de chasse. Du point de vue de l'optimisation, cela permet d'éviter des minima locaux dans lesquels les fourmis resteraient enfermées. Cela permet aussi de rassembler les fourmis autour du meilleur point trouvé et ainsi de concentrer les recherches. On pourrait cependant procéder d'une manière plus <douce > : il suffirait de placer le nid à la position du minimum global trouvé par la colonie à chaque fois que celui-ci est amélioré sans réinitialiser toutes les fourmis. Ainsi, quand une fourmi crée un nouveau site de chasse, elle le ferait dans le voisinage de l'optimum global. On se débarrasse alors du choix de la patience du nid. Une autre méthode douce de déplacement du nid serait de le placer à une position intermédiaire entre sa position et  $s^+$  :  $N \leftarrow (1-\gamma) N + \gamma s^+$  où  $\gamma \in [0, 1]$  (à condition que l'espace de recherche  $S$  le permette) [61].

#### III.6.4 Algorithmes de l'API

Les principales étapes de la simulation de la colonie de fourmis sont données par l'algorithme suivant :

```

(1) Choisir aléatoirement l'emplacement initial du nid :  $N \leftarrow \mathcal{O}_{\text{rand}}$ 
(2)  $T \leftarrow 0$  /* indice du nombre d'itérations */
(3) tantque La condition d'arrêt n'est vérifiée faire
(4)   pour tout  $a_i \in A$  faire
(5)     API-FOURRAGEMENT( $a_i$ )
(6)   finpour
(7)   si le nid doit être déplacé alors
(8)      $N \leftarrow s^+$  /* meilleure solution atteinte */
(9)     Vider la mémoire de toutes les fourmis
(10)  finsi
(11)   $T \leftarrow T + 1$ 
(12) fintantque
(13) retourner  $s^+$  et  $f(s^+)$ 

```

**Figure III.10** : Algorithme de comportement fourragement d'une colonie de fourmis  
*Pachycondyla apicalis* API ()

La condition d'arrêt peut être l'une des suivantes :

- $s^+$  n'a pas été améliorée depuis un certain nombre d'itérations ( $T1$ ) ;
- $T$  a atteint une valeur limite ( $T2$ ) ;
- un certain nombre d'évaluations de solutions de  $f$  a été atteint ( $T3$ ).

Dans la majorité des tests présentés par la suite, nous appliquons la dernière condition. D'une part cela suppose que l'évaluation des solutions est une opération coûteuse en temps de calcul, et d'autre part cela permet de comparer plus facilement API avec d'autres méthodes.[61]

Le comportement local de fourragement d'une fourmi est donné par l'algorithme suivant :

```

(1) si  $n_s(a_i) < p$  alors
(2)   /* La mémoire de la fourmi n'est pas pleine */
(3)    $n_s(a_i) \leftarrow n_s(a_i) + 1$ 
(4)   Construction d'un site de chasse autour du nid :  $s_{n_s(a_i)} \leftarrow \mathcal{O}_{\text{explo}}(N, A_{\text{site}})$ 
(5)   Initialisation du compteur d'echecs du site construit :  $e_{n_s(a_i)} \leftarrow 0$ 
(6)   sinon
(7)     Soit  $s_j$  le site que la fourmi a exploré à sa dernière sortie
(8)     si  $e_j > 0$  alors
(9)       /* la dernière exploration de  $s_j$  a été infructueuse */
(10)      Choisir aléatoirement un site  $s_j$  de chasse ( $j \in \{1, \dots, p\}$ )
(11)     finsi
(12)     Exploration locale autour du site  $s_j$  :  $s' \leftarrow \mathcal{O}_{\text{explo}}(s_j, A_{\text{locale}})$ 
(13)     si  $f(s') < f(s_j)$  alors
(14)        $s_j \leftarrow s'$ 
(15)        $e_j \leftarrow 0$ 
(16)     sinon
(17)        $e_j \leftarrow e_j + 1$ 
(18)       si  $e_j > P_{\text{locale}}$  alors
(19)         Effacer le site  $s_j$  de la mémoire de la fourmi
(20)          $n_s(a_i) \leftarrow n_s(a_i) - 1$ 
(21)       finsi
(22)     finsi
(23)   finsi

```

**Figure III.11** : Algorithme : comportement local d'une fourmi  $a_i$  de l'espèce *Pachycondyla apicalis*.API-Fouragement ( $a_i$ )

### III.7 Conclusion

Les métaheuristiques constituent une classe de méthodes approchées adaptables à un grand nombre de problèmes d'optimisation combinatoire.

La qualité des solutions trouvées par les métaheuristiques dépend de leur paramétrage (il faut éviter que les algorithmes ne convergent trop rapidement vers un optimum local), et de l'équilibre à trouver entre un balayage de tout l'espace des solutions (diversification) et une exploration locale poussée (l'intensification). Le choix d'une bonne représentation, d'un bon voisinage, sont également, des facteurs influençant grandement l'efficacité de la méthode choisie, quelle qu'elle soit.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter et développer une nouvelle métaheuristique basée sur le processus de fourragement observé chez les fourmis API pour la résolution du problème de détection multi-utilisateurs pour un système MIMO-SDMA-OFDM.

## Chapitre IV : Résolution du Problème de la détection Multi-utilisateurs par l'API pour un système MIMO- SDMA-OFDM

## IV.1 Introduction

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 nous proposons un nouvel algorithme de détection multi-utilisateur MUD basés sur méthode méta-heuristique inspiré du comportement de fourragement des fourmis de type *Pachycandyla Apicalis* (API), 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 décrivons en détail l'algorithme de détection à base d'API dans le système SDMA-OFDM. En fin, les résultats de simulation seront présentés en analysant les performances de l'algorithme proposés en terme de BER en les comparant avec d'autres détecteurs dans un scénario sous chargé, chargé et surchargé.

## IV.2 Formulation du problème

Dans cette section, nous considérons un système MIMO-SDMA-OFDM en liaison ascendante comme le montre la Figure VI.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 objective 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 objective 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 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 :

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \underset{\tilde{\mathbf{x}} \in M^L}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}\|^2 \quad (\text{IV.1})$$

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 l'algorithme API 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 :

$$\Omega_r(\mathbf{x}) = |\mathbf{y}_r - \mathbf{H}_r \mathbf{x}|^2 \quad (\text{IV.2})$$

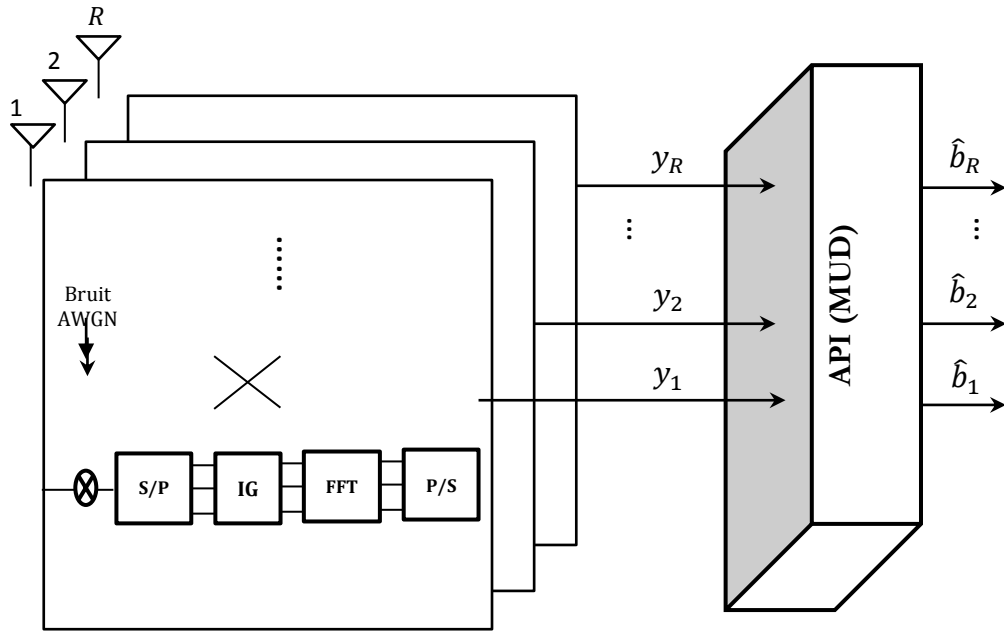
Où  $\mathbf{y}_r$  est le vecteur des symboles reçus à l'entrée de la  $r^{\text{ème}}$  antenne réceptrice à une sous porteuse OFDM spécifique,  $\mathbf{H}_r$  est la  $r^{\text{ème}}$  ligne de la fonction du transfert de la matrice du canal, par conséquent la règle de décision pour MUD optimale associé à la  $r^{\text{ème}}$  antenne consiste à choisir le vecteur de symbole  $\hat{\mathbf{x}}$  qui minimise la fonction objectif donnée dans l'équation (IV.2), le vecteur des symboles estimé des  $L$  utilisateurs est donné par :

$$\hat{\mathbf{x}}_r = \operatorname{arg}\{\min[\Omega_r(\mathbf{x})]\} \quad (\text{IV.3})$$

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

$$\Omega(\mathbf{x}) = \sum_{r=1}^R \Omega_r(\mathbf{x}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (\text{IV.4})$$

Par conséquent la règle de décision de l'API-MUD a pour rôle de trouver l'estimation du vecteur des  $L$  symboles transmis  $\hat{\mathbf{x}}$  qui minimise  $\Omega(\mathbf{x})$  pour chaque sous-porteuse OFDM considérée.



**Figure IV.1**– Détecteur multi-utilisateurs (API-MUD)

### IV.3 Algorithme API pour le problème MUD dans un système MIMO-SDMA-OFDM

Naturellement, la formulation du problème, la fonction objective correspondante ainsi que la procédure d'optimisation utilisée ont un impact crucial sur les performances obtenues ainsi que sur la complexité du détecteur MUD.

Le détecteur ML optimal considéré comme une référence à d'autres méthodes de détection et la méthode ML minimise la distance euclidienne entre les vecteurs de signaux reçus et le produit de tous les vecteurs de signaux transmis possibles avec le canal donné. La méthode de détection ML détermine l'estimation du vecteur de signal transmis  $x$  comme:

$$\tilde{s}_{ML} = \text{arg}\{\min_{\check{s} \in M^L} \|x - H\check{s}\|^2\} \quad (\text{IV-5})$$

Dans le cadre, d'un système SDMA-OFDM système utilisant  $R$  éléments antennes réceptrices, la métrique de décision requise pour l'antenne réceptrice  $r^{th}$  peut-être dérivée de l'équation (IV.4), avec:

$$\Omega_r(\check{S}) = |x_r - H_r\check{S}|^2 \quad (\text{IV-6})$$

$x_r$  représente le symbole reçu à l'entrée du récepteur  $r^{th}$  à une porteuse OFDM spécifique.  $H_r$  est la  $r^{th}$  colonne de la matrice fonction de transfert du canal H.

Par conséquent, la règle de décision pour un MUD optimal associé à l'antenne  $r^{th}$  consiste à choisir T spécifiques symboles du vecteur  $\check{S}$ , qui minimise la fonction objective donnée en équation (IV-4).

Ainsi, le vecteur de symboles transmis estimé des T utilisateurs sur la base de la connaissance du signal reçu au niveau de l'antenne réceptrice  $r^{th}$  et d'une sous-porteuse spécifique est donné par:

$$\check{s}_{API} = arg\{\min_{\check{S}} [\Omega_r(\check{S})]\} \quad (IV-7)$$

Comme il y a R antennes de réception en total, la fonction objective combinée peut être formulée comme suite:

$$\Omega(\check{S}) = \sum_{r=1}^R \Omega_r(\check{S}) \quad (IV-8)$$

Par conséquent, la règle de décision du détecteur MUD-API consiste à trouver T symboles du vecteur transmis et estimé  $\check{s}_{API}$  qui minimise  $\Omega(\check{S})$  pour chaque sous-porteuse OFDM considérée.

La stratégie adoptée dans ce contexte consiste à modifier plusieurs fois la population de solutions vectrices initiales pour aboutir à une solution finale satisfaisante dans un temps raisonnable.

La méthode de détection MUD-API utilise des mouvements pour passer d'une solution à une autre à l'intérieur d'un espace de recherche. Le processus de recherche est divisé en deux phases itératives essentielles: une *phase de diversification* pour la détection de solution prometteuse en appliquant un opérateur stochastique  $O_{rand}$ , suivie d'une *phase d'intensification* pour intensifier la recherche dans la zone de cette solution en utilisant l'opérateur stochastique  $O_{explo}$  pour trouver le meilleur vecteur  $\check{s}_{API}$ .

Chaque fourmi API représente une solution faisable du vecteur symbole  $\check{s}_{API}$ . La table (IV-1) montre la description des paramètres de l'algorithme API.

Le nombre de fourmis	<b>F</b>
Patience Locale (le nombre des itérations requises dans le processus d'intensification pour chaque fourmi sans amélioration de la solution courante).	<b>P</b>
Le nombre de site de chasse pour chaque fourmi.	<b>H<sub>u</sub></b>
Opérateur stochastique pour générer la population de fourmis dans le processus de diversification.	<b>O<sub>rand</sub></b>
Opérateur pour générer les solutions voisines dans le processus de recherche locale pour chaque fourmis	<b>O<sub>explo</sub></b>
Critère d'arrêt	<b>itr</b>
Le nid initial (la sortie du détecteur ML-MUD pour MIMO-SDMA-OFDM system);	<b><math>\tilde{\mathbf{s}}_{ML}</math></b>

**Table IV-1.** Description des paramètres de l'API-MUD.

L'organigramme suivant représente la stratégie adoptée pour la résolution du problème de détection MUD par l'API.

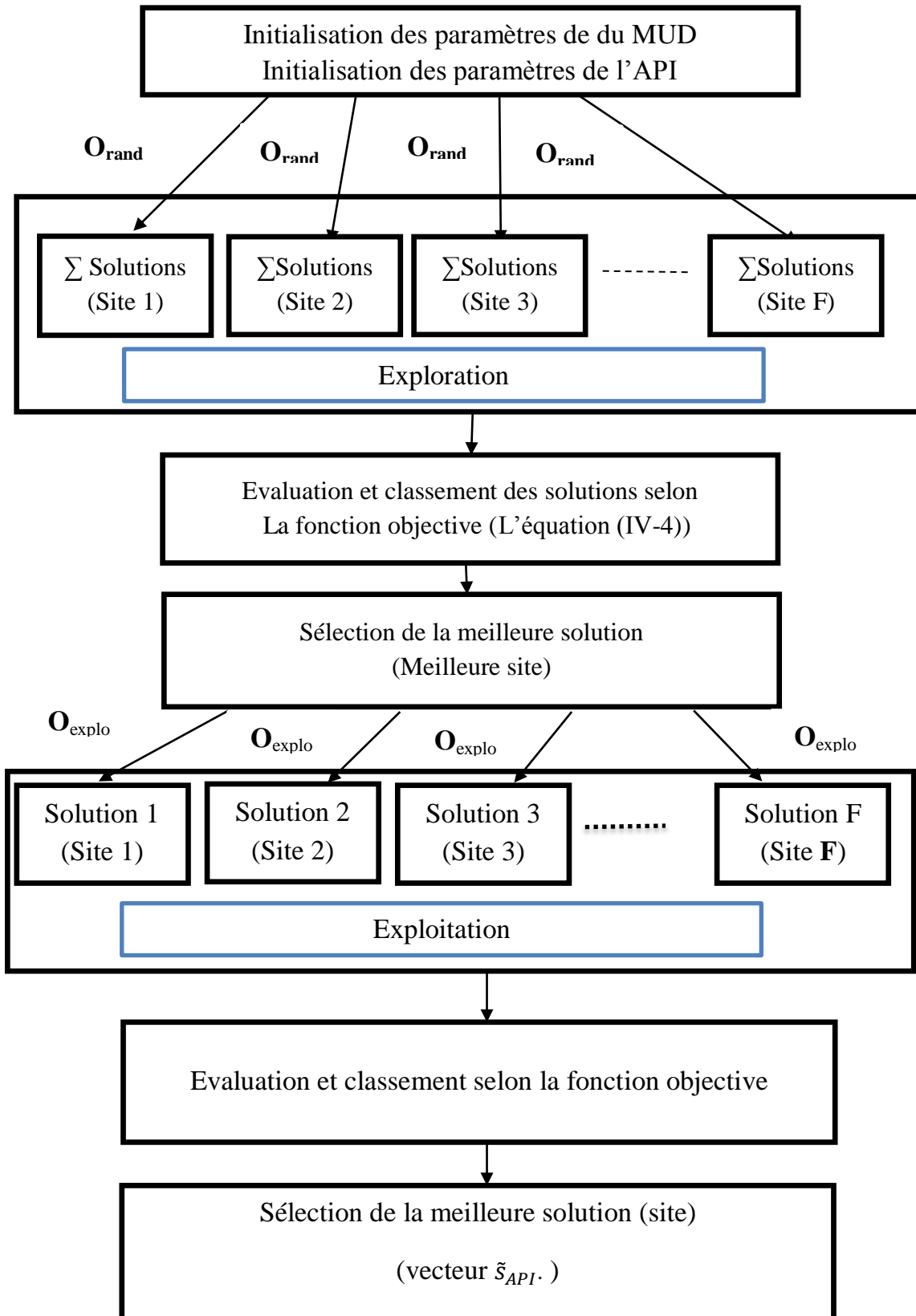


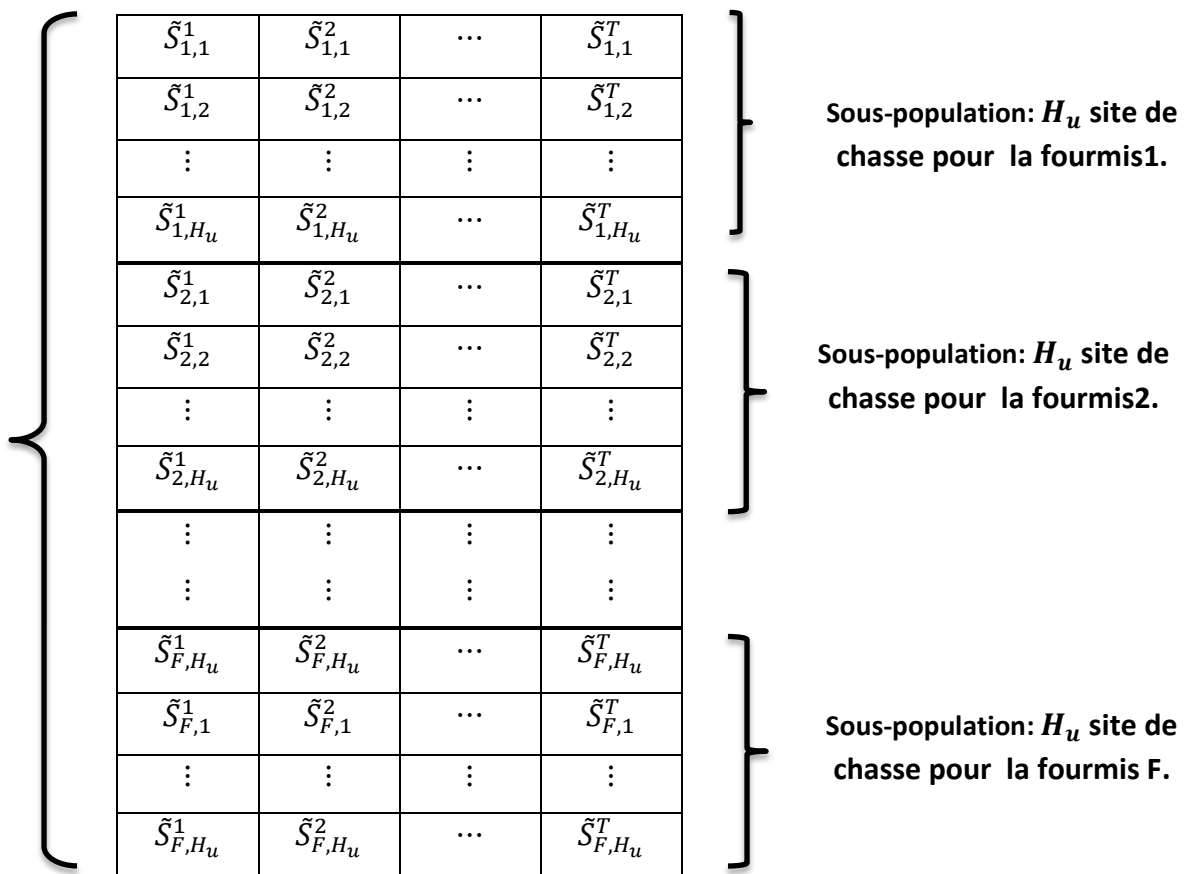
Figure IV.2– organigramme de résolution MUD par l'API

- **Processus de génération de la population initiale**

Une population de fourmis API représente une partie de l'espace de recherche composé de toutes les solutions faisables du problème MUD.

L'opération de la génération de cette population consiste à créer aléatoirement une matrice de solution faisable de taille  $F \times H_u$ . Cette population sera partitionnée en  $F$  sous-population. Chaque sous-population sera conçue pour une fourmi qui présente son site de chasse.

La population est une classe de solutions voisines générées en appliquant l'opérateur **Orand** qui consiste à réaliser chaque fois deux permutation aléatoires dans la solution initiale (le vecteur symbole  $\tilde{S}_{ML}$ ).

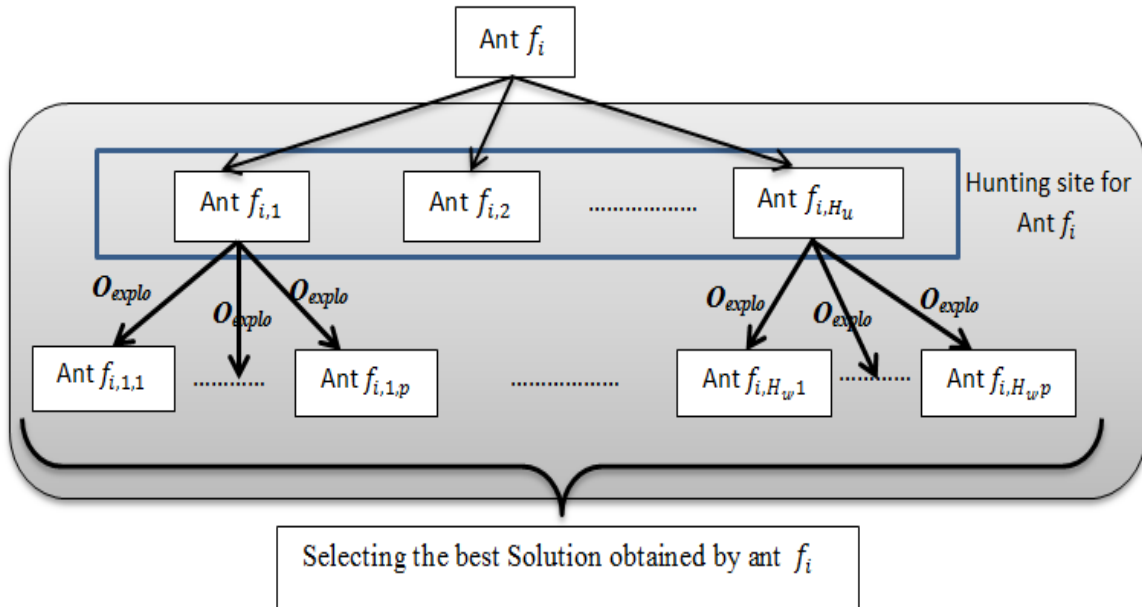


**Figure IV.3**– Génération de population de fourmis

Le nombre de colonne de cette matrice est  $T$  (le nombre d'utilisateurs).

- **Comportement de fourragement**

En parallèle, pour chaque fourmi, nous adoptons processus d'intensification suivant pour l'exploration locale de chaque site.



**Figure IV.4**– Diagramme du processus de fourragement pour la fourmi  $f_i$ .

Avec  $f_{i,j,p}$  est un nœud dans l'espace de recherche, il représente le vecteur symbole  $\tilde{S}$  généré par l'application de l'opérateur  $O_{explo}$ ;  $i$  est l'indice de la fourmi;  $j$  est l'indice du nœud,  $p$  est l'indice de voisinage autour du nœud  $j$ .

L'évaluation et la classification des solutions sont effectuées en fonction de la valeur de la fonction objective précédemment définie. Pour chaque solution (site de chasse sélectionné), une classe de solutions voisines (liste candidate) est générée en appliquant l'opérateur  $O_{explo}$ . C'est une perturbation obtenue en changeant aléatoirement une valeur d'un symbole dans la solution choisie. Ce processus est répété pour  $P$ . C'est un paramètre de patience locale pour chaque fourmi.

Après ce processus, nous effectuons un recrutement de la meilleure solution (meilleur vecteur  $\tilde{S}$  obtenu) retiré des mémoires fourmis.

#### IV. 4 Simulation Results

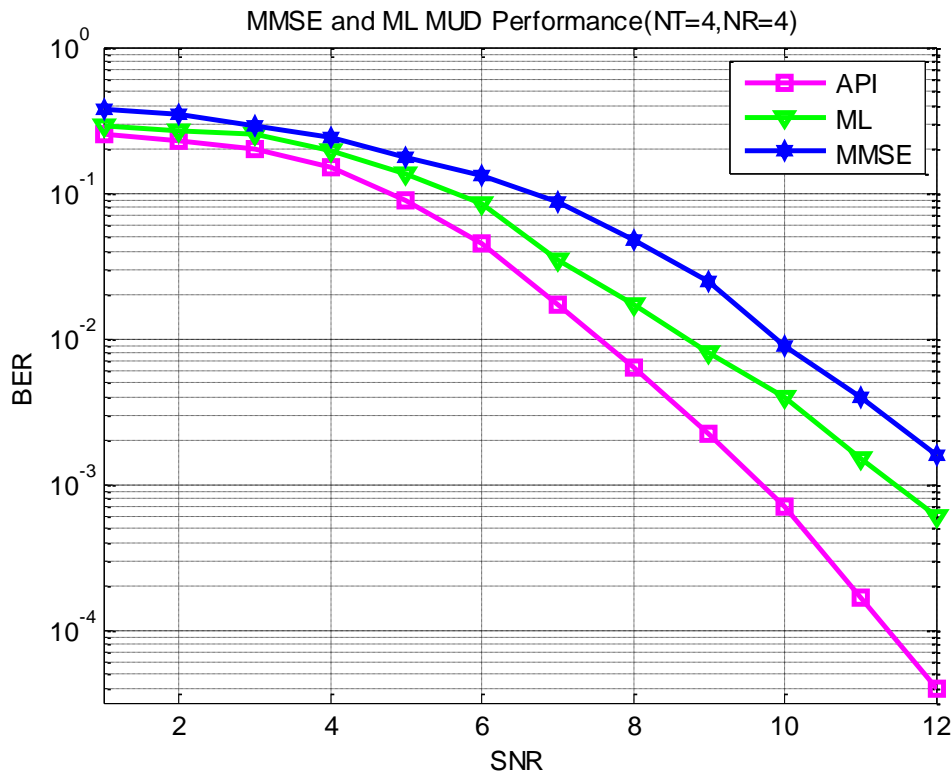
Dans cette section, nous présentons des résultats de simulation afin d'évaluer la performance en terme de taux d'erreur binaire (BER) de l'algorithme MUD proposé qui est

basé sur l'algorithme API et de le comparer avec les techniques de détection classiques ZF-MMSE et ML 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 OFDM avec 128 porteuses et un intervalle de garde de taille 16. Les paramètres de simulation du détecteur API-MUD sont donnés dans le tableau IV.2.

Paramètre	Valeur
Modulation	BPSK
FFT/IFFT size	128
cyclic prefix	16
Taille de la Population (F)	10
Nombre d'itérations (itr)	20
Sites de chasse ( $H_0$ )	5
Nombre des utilisateurs (T)	variable
Antennes de réception (R)	variable
Patience Locale (P)	10

**Table IV.2.** Initialisation des paramètres

Dans la figure IV.5, la performance des détecteurs: API, ML et MMSE pour un système OFDM-SDMA system sont comparés pour quatre utilisateurs avec quatre antennes de réception (scénario chargé). Les résultats du BER obtenus montrent clairement que l'API apporte une amélioration significative par rapport au 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.

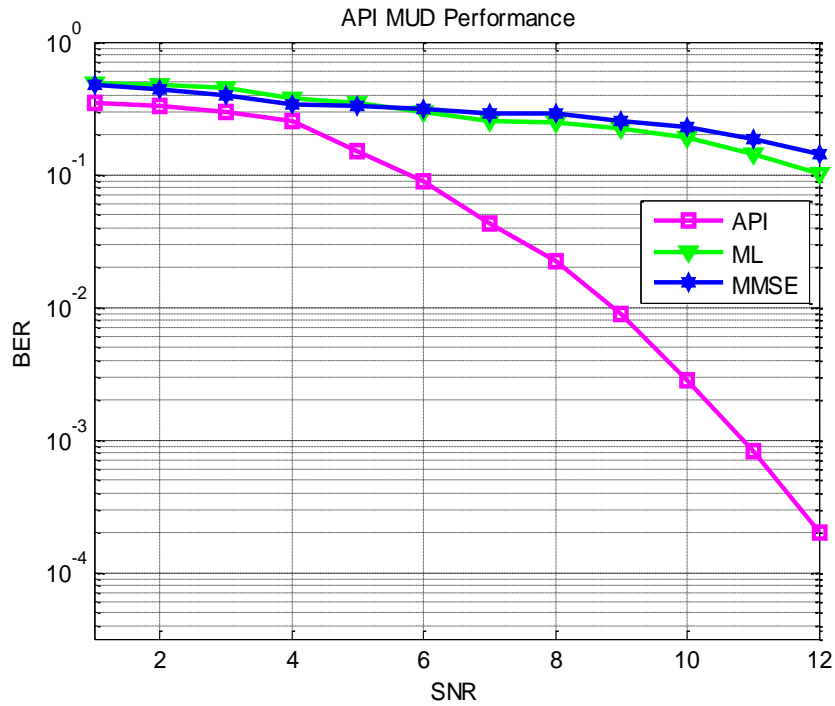


**Figure IV.5** Comparaison de la performance du API-MUD avec ML-MUD et MMSE-MUD pour le scénario  $(4 \times 4)$  et pour 4 utilisateurs.

L'évaluation de ce système dans un scénario de surcharge est montrée dans la figure IV.6. Les données de 6 utilisateurs ( $T = 6$ ) sont transmis avec deux antennes de réception ( $R = 2$ ) à la station réceptrice.

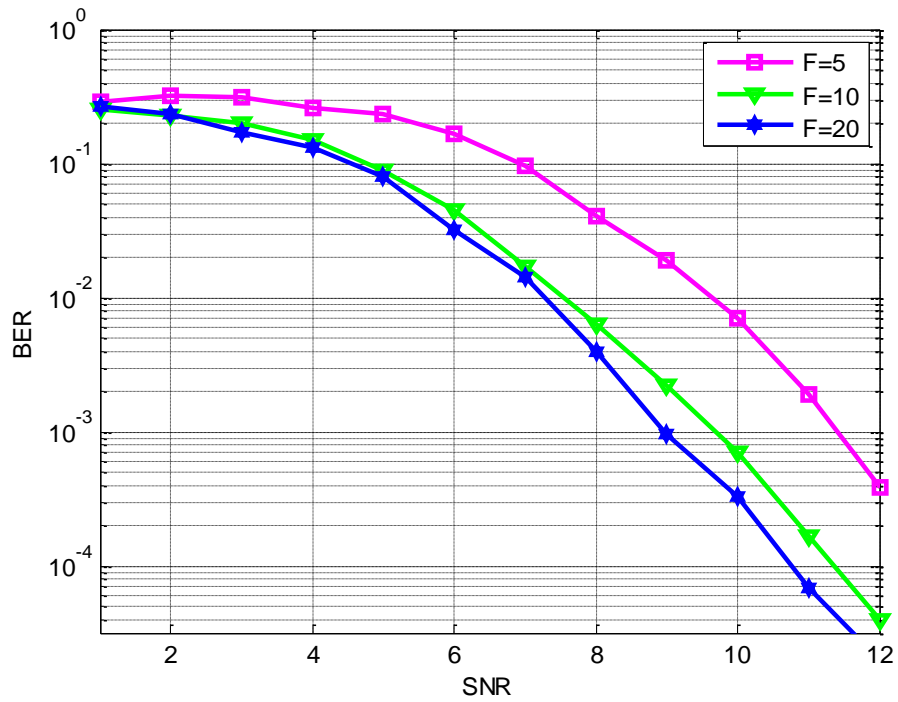
Nous remarquons qu'avec l'augmentation du nombre d'utilisateur à six, la performance du détecteur MMSE est limitée, car dans un scénario surchargé la matrice de pondération calculée par le MMSE devient singulière, ce qui conduira à un problème de détection théoriquement non résolu, par conséquent, le MMSE-MUD linéaire entraîne des erreurs résiduelles élevées. En revanche la technique API-MUD peut minimiser les valeurs du BER et détecter tous les utilisateurs dans un scénario surchargé comme on le voit sur cette figure.

API-MUD donne de meilleurs performances que le détecteur ML



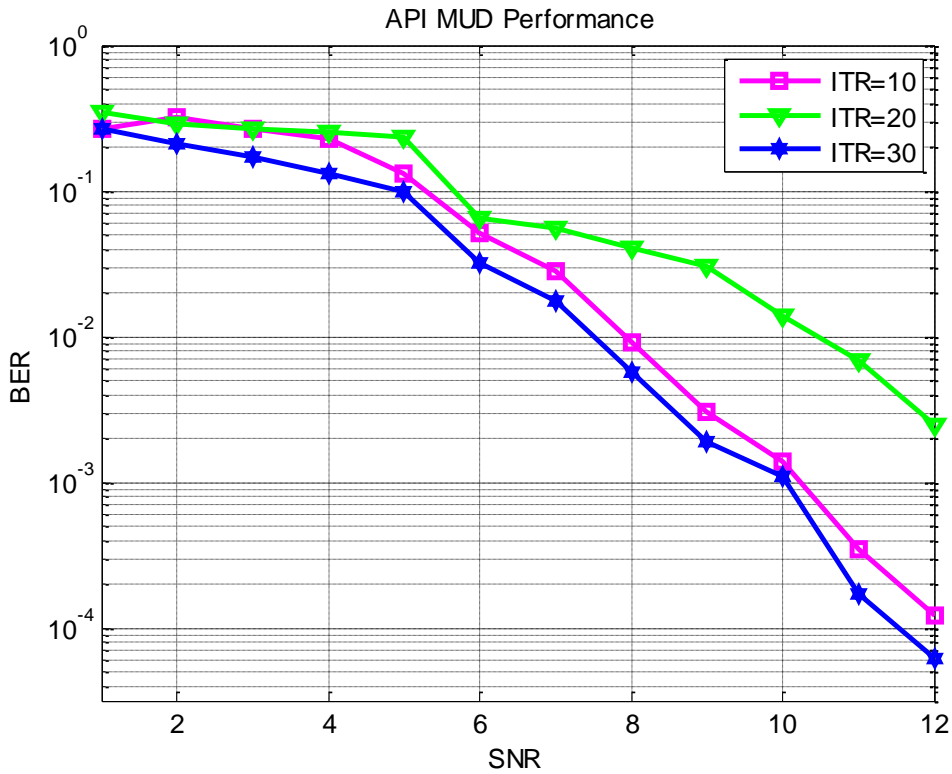
**FigureIV.6** Performance BER du MMSE, ML et API- MUD pour un système  $6 \times 2$  SDMA-OFDM dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat

Figure IV.7 montre la performance de l'API pour plusieurs nombre de fourmis, où l'augmentation continue de la taille de la population de fourmis améliorera la performance du détecteur. Le système contient six utilisateurs ( $T = 6$ ) et quatre antennes de réception ( $R = 4$ ) à la station de base. Le nombre maximum des fourmis est fixé à 20 ou les tailles de population utilisés sont :  $F = 20$ ,  $F = 10$  et  $F = 5$ .



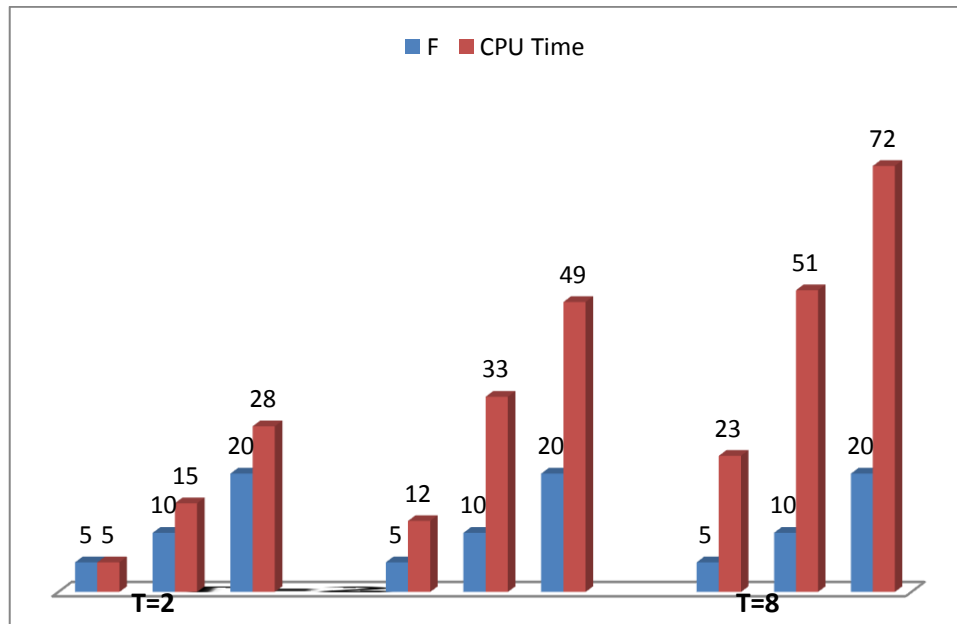
**Figure IV.7** Performance de l'API pour différents taille de population (F).

L'effet de l'augmentation du nombre d'itérations  $itr \in [10; 20; 30]$  sur la performance du détecteur MUD API pour un  $SNR$  variable et un nombre d'antenne à la réception  $R = 4$  est évalué dans la figure IV.8. D'après les résultats du BER nous remarquons que la performance du détecteur proposé API est meilleure une nombre d'itérations élevé qui offre une meilleure exploration de l'espace de recherche.



**Figure IV.8**– Performance BER du détecteur API-MUD en fonction du nombre d'utilisateur.

L'efficacité d'une 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 heuristique est en fonction des paramètres utilisés dans l'algorithme et au nombre d'utilisateurs. La complexité des algorithmes heuristiques sont comparés soit en termes d'ordre de complexité ( $\mathcal{O}$ ), ou en terme du nombre d'opération calculée ou en terme de temps de calcul CPU, dans la figure IV.9, nous avons étudié la complexité de calcul de l'algorithme proposé en terme de temps CPU dans l'environnement Matlab et un ordinateur personnel avec une mémoire RAM de 8 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 de la population.



**Figure IV.9**—Comparaison du temps CPU pour les différents nombre d'utilisateurs et pour les tailles différentes de population,  $SNR = 12$  dB,  $R = 4$

#### IV.5 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. Pour cette raison, nous avons proposé une nouvelle approche méta-heuristique basée sur le principe de fourragement observé chez les fourmis. Dans ce travail nous avons étudié la performance et la complexité du détecteur proposés en comparaison avec autres détecteurs dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat. Il a été démontré dans les sections précédentes que la performance BER de l'algorithme API-MUD est nettement meilleure par rapport aux détecteurs MMSE et ML. En outre il a été prouvé que l'efficacité de L'algorithme API est affectée par la taille de la population, 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 et le nombre d'itération.

## Conclusion générale

## Conclusions et perspectives

Les services offerts par les réseaux sans fils sont en constante augmentation et s'adaptent aux besoins professionnels et/ou personnels des utilisateurs, de plus ils sont disponibles n'importe quand et presque n'importe où. Ils deviennent ainsi extrêmement demandeurs en termes de débits. Face à l'augmentation certaine du nombre des utilisateurs ainsi que celle des débits de transmission dans les prochaines décennies, les futurs systèmes de radiocommunications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées pour satisfaire à ces demandes. En plus, le développement de ces nouveaux systèmes nécessite plus que jamais de considérer le segment Radio-Fréquence (RF) avec ses imperfections, pour proposer des architectures innovantes et efficaces.

Les technologies multi-antennaires ont permis l'évolution des systèmes de communication conventionnels SISO (Single Input Single Output) aux systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec des configurations respectives d'antennes multiples en réception et en émission. Néanmoins, les avantages de performances des techniques multi-antennaires sont accompagnés par des défis techniques significatifs.

Le grand défi qui reste pour les futurs systèmes de communication sans fil est comment arriver à une exploitation optimale des ressources disponibles (la fréquence, le temps et l'espace) ; quelle est la meilleure technique de communication qui leur permet d'atteindre des performances satisfaisantes, ainsi que d'avoir une haute fiabilité dans la transmission et la réception des signaux, et une robustesse contre l'évanouissement du canal sans fil.

Pour répondre aux contraintes de la limitation du spectre disponible, les systèmes à porteuses multiples possèdent une haute efficacité spectrale à cause de l'orthogonalité et le débit total s'approche du débit de Nyquist. La technique de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)) est devenue incontournable dans les systèmes de transmission sans fil.

L'augmentation exponentielle du nombre d'utilisateurs, implique la demande vers des systèmes d'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 la techniques d'accès multiple SDMA. Cependant la liaison ascendante du système de communication SDMA-OFDM permet à plusieurs utilisateurs de communiquer simultanément avec 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 connue 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 cette thématique, nous avons développé une nouvelle technique de détection multi-utilisateurs MUD destinée à la résolution du problème d'interférence (MAI) pour les systèmes de transmission sans fil SDMA-OFDM. Cette technique proposée est basée sur les méta-heuristiques API afin de surmonter la limitation de la performance des détecteurs classiques. Dans cette thèse nous avons proposé un nouvel algorithme basé sur le processus de fourragement d'un espace particulière des fourmis API afin de résoudre le problème de la détection multi-utilisateurs MUD, son principal objectif est de détecter avec une grande précision les bits des utilisateurs en reposant sur le principe du critère de maximum de vraisemblance (ML) comme une fonction objective. Les résultats de simulation ont approuvés effectivement que la performance BER de l'algorithme API a été améliorée par rapport à la technique de détection classique comme MMSE. 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, le nombre d'itération et le nombre d'utilisateurs.

Les travaux de recherche réalisés dans le cadre de cette thèse ont montré que l'algorithme proposé vérifie 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 :

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 API.

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, on pourrait envisager une analyse du comportement des systèmes MIMO massive dans les conditions des canaux variables ainsi qu'une application de l'algorithme API pour améliorer potentiellement les performances de ces systèmes dans de telles conditions.

## Bibliographie

## Références bibliographiques

- [1] D. Tse et P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [2] Adil BELHOUI « Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX. » Thèse de doctorat, l'université de Limoges, 2009.
- [3] C. Shannon, "A mathematical theory of communication," Bell system technical journal, 27, 379–423 and 623–56, 1948. Reprinted in Claude Elwood Shannon: collected papers, edited by N.J.A. Sloane and A.D. Wyner, IEEE Press, New York, 1993, ISBN 0-78-0304349.
- [4] G. Baudoin et coll, *Radio Communications Numérique Volume1, Principes, modélisation et simulation*, 2ème édition, DUNOD, Paris, 2007.
- [5] Simon R. Saunders, A.A.Zavala "Antennas and propagation for wireless communication systems." books second edition , edition of John Wiley & Sons, LTD.
- [6] Ibra DIOUM, ' Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO - Application aux petits objets nomades communicants'. Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2013.
- [7] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005.
- [8] A. CHOUMANE, « Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité : », thèse, Université de Limoges, 2011.
- [9] C. TOUNOU, « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel », thèse, Université de Limoges, 2008.
- [10] Biglieri E. "Coding for the Fading Channel: A Survey". Signal Processing for Multimedia J.S. Byrnes (Ed.) IOS Press, 1999.
- [11] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 2000.
- [12] S. R. Saunders, A. Aragon, *Antennas and Propagation for Wireless communication Systems*. Wiley & Sons, 2. a. ed., May 2007.
- [13] N.Prayongpun, K. Raouf , "MIMO Channel Capacities in Presence of Polarization Diversity with and without Line-of-Sight Path," *Journal WSEAS Trans. on Commun.*, vol. 5, no. 9, pp. 1744-1750, September 2006.
- [14] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 39 :177-186, August 1990.

- [15] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius and R. Bianchi, "An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(7) :1205-1211, July 1999.
- [16] A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton, "Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture", *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(2) :583-586, February 2000.
- [17] M.A. Khalighi, K. Raouf, and G. Jourdain, "Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays", *Journal of Wireless Personal Communications*, No. 23, PP 321-352, Kluwer academic publishers, 2002.
- [18] R. Jordan and T. Chaouki Wireless. "Communications and Networking: An Overview" *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No. 1, February 2002.
- [19] W. Stallings "Wireless Communications And Networks Second Edition" Pearson Prentice Hall 2005.
- [20] T. BCHINI, "Gestion de la Mobilité, de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2010.
- [21] A. RAHIL « Gestion du Handover dans les Réseaux Hétérogènes Mobiles et sans Fil » thèse de doctorat, Université de Bourgogne 2015.
- [22] Mustafa Ergen, "Mobile Broadband Including WiMAX and LTE", 640 p. 311 illus. Hardcover ISBN: 978-0-387-68189-4, Springer, 2009.
- [23] Z. Gao, L. Dai, D. Mi, Z. Wang, M. A. Imran, and M. Z. Shakir, — Mssive-MIMO-based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network. *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 5, pp. 13–21, Oct. 2015.
- [24] D. ZANATTA FILHO , L. FÉTY , M. TERRÉ Seuil de basculement entre les solutions mono-porteuse et multi-porteuses *Traitement du signal 2007\_volume 24\_numéro spécial 4*.
- [25] I. Baig, V. Jeoti, "On the PAPR Reduction: A ZCMT Precoding Based Distributed-OFDMA Uplink System", *International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering*, Pahang, Malaysia, 978-1-61284-230-1, PP\_505-510, June 21-22, 2011.
- [26] K. Fazel, S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems", ISBN: 978-0-470-99821-2, 2008.
- [27] Arnaud Massiani, "Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi- antennes", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, Novembre 2005.
- [28] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.

- [29] A. DIALLO « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO » Thèse de Doctorat, Université Nice Sophia Antipolis France, Novembre 2007.
- [30] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41–59, 1996.
- [31] Bolcskei. H, "MIMO-OFDM wireless systems: basics perspective, and challenges," *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 31-37, Aug. 2006.
- [32] H/BAKIR « Exploitation de localisation des techniques MIMO-OFDM pour la transmission des réseaux locaux sans fil », Mémoire de magister en télécommunications, université Abou Bekr Belkaid en 2012.
- [33] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.
- [34] S. M. Alamouti, "A simple diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [35] 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.
- [36] 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.
- [37] Verdu. S, *Multiuser detection*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998.
- [38] 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.
- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] 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

- [43] 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
- [44] 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.
- [47] B. Bellalta, L. Bononi, R. Bruno, and A.Kassler, "Next generation IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks: Current status, Future directions and open challenges," *Computer Communications*, vol. 1-25, 2015.
- [48] Steendam. H, and Moeneclaey. M, "Different guard interval techniques for OFDM: Performance Comparison," *Springer Netherlands, Lecture Notes in Electrical Engineering*, pp. 11-24, 2007.
- [49] 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.
- [50] Vangelis Paschos, *Optimisation combinatoire 1 : concepts fondamentaux* .Editeur Hermès Science, 2005.
- [51] Irène Charon, Olivier Hudry *Méthodes d'optimisation combinatoire* Edition Masson ; 1996.
- [52] C. R. Reeves, Ed., *Modern heuristic techniques for combinatorial problems*. New York: Halsted Press [John Wiley & Sons Inc.], 1993.
- [53] T.Nicholson , *Optimization Techniques*, in *Industry1971* , Longmann Press: London.
- [54] I. H. Osman and G. Laporte, "Metaheuristics: A bibliography," *Annals of Operations Research*, vol. 63, pp. 513–623, 1996.
- [55] Johann Dréo, Alain Pétrowski, Patrick Siarry, Eric Taillard. *Métaheuristiques pour l'optimisation difficile*. Eyrolles, 2005.
- [56] Christian Blum, Andrea Roli. *Metaheuristics in Combinatorial Optimization : Overview and Conceptual Comparison*. *ACM Computing Survey*, Vol. 35 No 3, Sept. 2003
- [57] Marino Widmer, *les métaheuristiques: des outils performants pour les problèmes industriels*. 3<sup>e</sup> Conférence Francophone de Modélisation et Simulation "Conception, Analyse et Gestion des Systèmes Industriels" MOSIM'01 – du 25 au 27 avril 2001 - Troyes (France).

[58] Self-organization mechanisms in ant societies (II) : learning in foraging and division of labor. In Pasteels, J. and Deneubourg, J., editors, *From individual to collective behavior in social insects*, *Experientia supplementum*, volume 54, pages 177–196. Birkhäuser Verlag.

[59] Fresneau, D. « Biologie et comportement social d'une fourmi ponéridéotropicale (*Pachycondyla apicalis*) ». Thèse d'état, Université de Paris XIII, Laboratoire d'Ethologie Expérimentale et Comparée, France. (1994)

[60] Holldobler, B. and Wilson, E. *The Ants*. Springer Verlag, Berlin, Germany. (1990).

[61] Monmarche Nicolas, « Algorithme de fourmis artificielles : application à la classification et à l'optimisation », thèse Doctorat, université de François Rebelais, 2000.

[62] Whitley, D. (1991). "Fundamental principles of deception in genetic search". In Rawlins, G., editor, *First workshop on Foundations of Genetic Algorithms*, pages 221–241. Morgan Kaufmann.

## ملخص:

شهدت أنظمة الاتصالات اللاسلكية MIMO-OFDM في السنوات الأخيرة طفرة هامة في مجال الاتصالات. وعليه فإن دمج تقنية OFDM و تقنية SDMA يمثل تقنية واعدة لأنظمة الإرسال اللاسلكية المستقبلية وهذا بتوفير نوعية خدمة أفضل و إرسال بتدفق عالي نسبيا . في الرابطة الصاعدة لنظم SDMA- OFDM ترسل إشارات المستخدمين متزامنة على مختلف الهوائيات للمحطات المتحركة MS في قناة لا سلكية .

على مستوى المحطة القاعدية BS عدة تقنيات للكشف متعدد المستخدمين MUD مقترحة للكشف المستقل لإشارات المستخدمين مع محاربة مشكل التداخل بين المستخدمين MAI مما يسبب تدني في نوعية الخدمة، من بين هذه التقنيات الكشف الخطي الكلاسيكي MMSE-MUD الذي يكشف عن الإشارة بتعقيد منخفض لكن مع تدني في نوعية الخدمة وهذا بسبب مشكل التداخل بين المستخدمين MAI وخاصة في السيناريو المكتظ . في هذا السياق مجموعة جديدة للكشف متعدد المستخدمين المبنية على اساس المافوق إرشادية ( ميتا هيبورستيك). إقترح و طورت في السنوات الأخيرة بنجاح كبير .

في هذه الأطروحة نقتراح خوارزمية جديدة للكشف متعدد المستخدمين مبنية على اساس الطرق الما فوق إرشادية مستوحاة من سلوك علف النمل من نوع API ،

للكشف عن بيانات المستخدمين إستنادا إلى قاعدة القرار في نظم ML.

**كلمات مفتاحية:** الكشف متعدد المستخدمين MUD ، تقنية OFDM ، تقنية SDMA ، خوارزمية نمل A

## Abstract:

In recent years, MIMO-OFDM wireless communication systems have experienced a period of great prosperity in telecommunications. However, the combination of the OFDM multi-carrier technique and the SDMA technique represents a promising technique for future mobile radio systems with offering better performance with relatively high transmission rates

In an SDMA-OFDM uplink, the user signals are transmitted simultaneously on the different antennas of the mobile stations (MS) in a wireless channel. At the base station (BS), several multi-user detection techniques (MUDs) have been proposed to independently detect user signals while combating the problem of multiple access interferences (MAI), which in turn generates performance degradation. Among these techniques, the classical linear detection MMSE-MUD detects the signal with a low complexity but inferiority in the performance mainly due to the problem of interference MAI especially in the overloaded scenario.

In this context, a new MUD multi-user detection approaches based on meta-heuristics has been proposed and developed in recent years with great success.

In this thesis work, we propose a new MUD multi-user detection algorithm based on a meta-heuristic method inspired by the foraging behavior of *Pachycandyla Apicalis* (API) ants, to detect the user's bits based on ML detection process for a MIMO SDMA-OFDM system.