

REPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE D'ORAN

MOHAMED BOUDIAF



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

MÉMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
DOCTORAT EN SCIENCE

SPÉCIALITÉ: Electronique

OPTION : Communication

Présenté par

Melle. LARBI Nacéra

Détection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile :
Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA

SOUTENUE LE 2015

DEVANT LE JURY COMPOSE DE:

M. BELGHORAF Abderahmane	<i>Président</i>	Professeur, USTO-MB
M. BOUDGHENE STAMBOULI Amine	<i>Encadreur</i>	Professeur, USTO-MB
M. KHELFI Mohamed Fayçal	<i>Examineur</i>	Professeur, Université Senia
M. DJEBBARI Ali	<i>Examineur</i>	Professeur, Université SBA
M. FEHAM Mohammed	<i>Examineur</i>	Professeur, Université Tlemcen
M. BETTAHAR Salim	<i>Examineur</i>	MCA, USTO-MB

Dédicaces

À tous ceux et celles qui me sont chers ...

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier vivement Monsieur Amine BOUDGHENE STAMBOULI, Professeur au sein du département d'électronique - Faculté génie électrique à l'université Mohamed Boudiaf des sciences et de technologie d'Oran, pour son rôle en tant que directeur de cette thèse. Il a toujours été disponible pour orienter mes travaux de recherche. Son aide précieuse sur le plan scientifique m'a été indispensable.

Mes chaleureux remerciements vont également à Fatima DEBBAT Maitre de conférences à l'université de Mascara pour m'avoir fait confiance, puis pour sa qualité d'encadrement et ses conseils précieux qui m'ont permis d'effectuer mes cinq années de thèse dans les meilleures conditions.

Je remercie également, Monsieur Abderahmane BELGHORAF Professeur à l'université Mohamed Boudiaf des sciences et de technologie d'Oran, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury, ainsi que Messieurs Mohamed Fayçal Khelfi Professeur à l'université Es Sénia Oran, Ali DJEBBARI Professeur à l'université de Sidi Bel Abbès, Mohammed FEHAM Professeur à l'université de Tlemcen et Salim BETTAHAR Maitre de conférences à l'université Mohamed Boudiaf des sciences et de technologie d'Oran, pour m'avoir fait l'honneur d'examiné ce travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui m'ont apporté leur aide, de près ou de loin, durant le déroulement ou dans la phase finale de ce travail (soutien moral, relecture et pré-soutenance), en particulier Monsieur Mehdi ATTABA, Madame Chantal DARTIGUELONGUE et Monsieur Jean-Paule LAFFITE.

Je ne saurais remercier suffisamment mes chers parents, mes chers frères et sœurs ainsi que tous mes amis pour leur soutien inestimable.

Résumé

Les systèmes de communications sans fil ont connu une évolution spectaculaire au cours de ces deux dernières décennies. Ces technologies radio sont engagées dans une quête sans fin de transmission haut débit couplée à un besoin constant d'amélioration de la qualité de transmission. L'un des exemples les plus marquants est sans nul doute celui des réseaux locaux sans fil qui font partie intégrante de notre vie quotidienne. Ils offrent un accès Internet et supportent de très larges débits d'information grâce aux techniques avancées mises en œuvre. Ces réseaux font face à une gestion d'un nombre croissant d'utilisateurs connectés avec une exigence de qualité de service comparable à celle des réseaux filaires.

L'objectif principal de cette thèse porte essentiellement sur le développement de nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs (MuD) basés sur des approches méta-heuristiques, afin de réduire les interférences entre utilisateurs qui est une limitation majeure dans les systèmes de transmission DS-CDMA, dans la perspective de l'utilisation de ces algorithmes dans une transmission MC-CDMA. A cette fin, la principale contribution de cette thèse porte sur le développement de deux méta-heuristiques hybrides plus performantes pour la détection multi-utilisateurs dans les systèmes de transmission DS-CDMA. Ces deux algorithmes sont basés, pour la recherche globale, sur l'algorithme méta-heuristique inspiré de l'accouplement biologique des abeilles nommé le HBMO (Honey Bees Mating Optimization). Ce dernier est hybridé avec, le recuit simulé (SA : Simulated Annealing) dans un premier temps, et la recherche tabou (TS : Tabu Search) dans un second temps, afin d'avoir une meilleure intensification de la recherche de la solution produite par le HBMO, et afin d'éviter les minima locaux et d'approcher rapidement de la meilleure solution. Ces nouveaux algorithmes ont pour objectif la détection des bits des différents utilisateurs en se basant sur le critère de maximum de vraisemblance (ML) comme règle de décision.

Les performances de ces détecteurs sont comparées avec les différents détecteurs connus, tels que le filtre adapté, le Décorrélateur, le MMSE et le détecteur basé sur l'algorithme génétique (GA), montrant ainsi l'efficacité de ces nouveaux algorithmes qui présente tout les deux un BER plus performant que les autres détecteurs. Enfin, cette thèse se conclut par quelques perspectives de recherche pouvant prolonger les travaux accomplis.

Mots clés : DS-CDMA, MC-CDMA, MuD, BER, Honey Bees Mating Optimization, Simulated Annealing, Tabu Search, Genetic Algorithm.

Abstract

Wireless communications systems have changed dramatically and shown spectacular evolution over the past two decades. These radio technologies are engaged in a quest endless high-speed transmission coupled to a constant need to improve transmission quality. One of the most striking examples is undoubtedly the Wireless Local Area Networks which is being an integral part of our daily live. They provide internet access and support high-speed data, mainly due to the implementation of advanced communication technology. These networks are faced with managing a growing number of connected users with a quality of service requirement comparable to wired communication systems.

The main objective of this thesis focuses on the development of new multi-user detection algorithms (MuD) based on meta-heuristic approaches to reduce interference between users which is the major limitation in DS-CDMA transmission systems, with the prospect of the use of these algorithms in MC-CDMA transmission.

To achieve this goal, two efficient combined meta-heuristics algorithms for multi-user detection in DS-CDMA transmission systems are developed. Both algorithms are inspired, for the global research, from the biological mating of honey bees named HBMO (Honey Bees Mating Optimization). This one is hybridized at first, with an algorithm based on a heat treatment process used in metallurgy known as simulated annealing (SA), and in a second time, with tabu search algorithm (TS). This combination of algorithms with HBMO is necessary to achieve a better intensified search from the solution produced by the HBMO and in order to avoid local minima and quickly approach the best solution. The aim of these new algorithms is the bits detection of different users based on the maximum likelihood (ML) criterion as a decision rule.

The performance of this detector is compared with the different conventional and well known detectors, such the matched filter, the Decorrelator, the MMSE and the detector based on Genetic Algorithm (GA), showing the effectiveness of these new algorithms which present a much better BER compared to other detectors.

Finally, this thesis concludes with some future research prospects which could extend the tasks done during this doctoral work.

Keywords: DS-CDMA, MC-CDMA, MuD, BER, Honey Bees Mating Optimization, Simulated Annealing, Tabu Search, Genetic Algorithm.

ملخص

لقد شاهدت أنظمة الاتصالات اللاسلكية تطورات مذهلة خلال العقدين الماضيين. هذه التقنيات اللاسلكية أقدمت في مسعى لا نهاية له، من أجل إرسال معلوماتي عالي التدفق مقترنا بحاجة مستمرة لتحسين نوعية الإرسال. واحد من أبرز الأمثلة هو بلا شك مجال الشبكات المحلية اللاسلكية التي أصبحت جزء لا يتجزأ من حياتنا اليومية. لأنها توفر خدمة الإنترنت و تتحمل تدفقات معلوماتية كبيرة بفضل استعمالها لتكنولوجيات الاتصالات المتقدمة. تواجه هذه الشبكات إدارة عدد متزايد من المستخدمين مع اشتراط جودة خدمة عالية مثل الشبكات السلكية ذات التدفق الكبير.

والهدف الرئيسي من هذه الأطروحة يركز على تطوير خوارزميتين جديدتين لكشف متعدد المستخدمين (MuD) على أساس أساليب ما فوق الإرشادية (ميتاهيورستيك) للحد من التداخل بين المستخدمين الذي يشكل قيدا رئيسيا في أنظمة الإرسال DS-CDMA ، و المنتظر استخدامها المستقبلي في أنظمة الإرسال من نوع MC-CDMA. تحقيقا لهذه الغاية، المساهمة الرئيسية لهذه الأطروحة هو تطوير خوارزميتين ما فوق الإرشادية للكشف متعدد المستخدمين في أنظمة نقل DS-CDMA. نقترح كاشفين جديدين يعتمدان على مزج خوارزمية HBMO (التزاوج الأمثل للنحل)، مرة مع SA (تمثيل الانصهار) و المسمى HBMO-SA، و مرة مع TS (البحث المحرم) و المسمى HBMO-TS. الأول مستوحى من تكاثر النحل، والثاني يستند على العملية المستخدمة في التعدين أما الثالث يستند على توليد جيل من أفضل الجيران. و هذا من أجل الحصول على أفضل تكثيف للبحث عن الحل الذي تنتجه الخوارزمية HBMO وذلك لتجنب النقاط الصغرى المحلية و الاقتراب بسرعة من الحل الأفضل. إن هدف هذه الخوارزميات الجديدة كشف بيئات مختلف المستخدمين استنادا إلى معيار الإمكانية القصوي للتشابه (ML) كقاعدة القرار.

تتم مقارنة أداء هذين الكاشفين مع مختلف الكاشفات المعروفة، مثل المرشح التلاؤمي، الكاشف المفكك للتشابه، MMSE و الكاشفات التي تعتمد على الخوارزمية الجينية (GA)، وهذا من أجل إظهار فعالية هاتين الخوارزميتين الجديدتين، اللتين لديهما أفضل نسبة أخطاء البيئات BER مقارنة بالكاشفات الأخرى. وأخيرا، تختتم هذه الورقة بتقديم بعض البحوث المستقبلية لتمديد العمل المنجز في هذه الأطروحة.

كلمات المفتاح : DS-CDMA, MC-CDMA, MuD, BER, Honey Bees Mating Optimization, Simulated Annealing, Tabu Search, Genetic Algorithm.

Table des matières

Dédicace.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Abstract.....	iv
ملخص.....	v
Table des matières.....	vi
Glossaire.....	xi
Liste des Figures.....	xiv
Liste des Tableaux.....	xvii
Introduction générale	
1. Contexte général	2
2. Motivations et objectifs	3
3. Plan de la thèse	4
4. Contributions de l'auteur	5
4.1 Publications Internationales.....	5
4.2 Conférences Internationales.....	5
Chapitre 1 : Etat de l'art sur les techniques d'accès multiple avancées	
1.1 Introduction.....	9
1.2 Technique OFDM.....	9
1.2.1 Historique des modulations multiporteuses et l'OFDM.....	9
1.2.2 Notions d'orthogonalité.....	11
1.2.2.1 Rappel théorique.....	11
1.2.2.2 Application au procédé OFDM : l'orthogonalité temporelle.....	11
1.2.2.3 Application au procédé OFDM : l'orthogonalité fréquentielle.....	12
1.2.3 Principes et fonctionnement de l'OFDM.....	12
1.2.3.1 Principe de la modulation/démodulation OFDM.....	13
1.2.3.2 Implantation numérique du modulateur/démodulateur.....	15
1.2.4 Caractéristiques du signal OFDM.....	16
1.2.4.1 Intervalle de garde.....	16
1.2.4.2 Interférence entre symboles (ISI).....	17
1.2.4.3 Interférence entre sous porteuses (ICI).....	17
1.2.4.4 Synchronisation en OFDM.....	19
1.2.4.5 PAPR: Peak-to-Average Power Ratio.....	20
1.2.5 Codage de canal: COFDM.....	20
1.2.6 Estimation de canal.....	21

1.2.7	Avantages et les limites de l'OFDM.....	21
1.2.7.1	Avantages de l'OFDM.....	21
1.2.7.2	Limites de l'OFDM.....	22
1.2.8	Applications de l'OFDM.....	22
1.3	Technique CDMA.....	24
1.3.1	Introduction.....	24
1.3.2	Principe de l'étalement de spectre.....	25
1.3.2.1	Etalement de spectre par séquence directe DS-CDMA.....	26
1.3.2.2	Détecteurs.....	29
1.3.3	Avantages et limites de la CDMA.....	29
1.3.3.1	Avantages de la CDMA.....	29
1.3.3.2	Limites de la CDMA.....	30
1.3.4	Applications de la CDMA.....	31
1.4	Technique MC-CDMA.....	32
1.4.1	Introduction.....	32
1.4.2	Fonctionnement de la MC-CDMA.....	32
1.4.3	Fonctionnement de la MC-DS-CDMA.....	35
1.4.4	Avantages et limites de la MC-CDMA.....	36
1.4.4.1	Avantages de la MC-CDMA.....	36
1.4.4.2	Limites de la MC-CDMA.....	36
1.4.5	Applications de la MC-CDMA.....	36
1.5	Canal de propagation.....	37
1.5.1	Phénomènes de propagation.....	37
1.5.2	Fading à grande échelle.....	38
2.5.2.1	Pertes de propagation.....	38
2.5.2.2	L'ombrage.....	38
1.5.3	Fading à petite échelle.....	39
2.5.3.1	Pertes multi-trajets.....	39
1.6	Conclusions.....	40
1.7	Référence du chapitre 1.....	41

Chapitre 2 : Détection multi-utilisateurs MuDs pour les systèmes DS-CDMA

2.1	Introduction.....	45
2.2	Détecteurs mon-utilisateur.....	46
2.2.1	Détecteur Conventionnel.....	46
2.3	Détecteurs multi-utilisateurs.....	49
2.3.1	Détecteur Optimal.....	50
2.3.2	Détecteur Sous-optimaux.....	51
2.3.2.1	Détecteur Décorrélateur.....	51
2.3.2.2	Détecteur MMSE.....	52

2.3.2.3	Détecteur SIC.....	53
2.3.2.4	Détecteur PIC.....	54
2.3.2.5	Détecteur Hybride.....	54
2.3.2.6	Détecteur Adaptatif.....	55
2.4	Comparaison des MuDs.....	55
4.2.1	Performance.....	55
4.2.1	Complexité.....	56
2.5	Etude comparative des MuDs.....	56
2.5.1	Canal AWGN.....	56
2.5.2	Canal de Rayleigh.....	57
2.5.3	Débit binaire.....	57
2.5.4	Efficacité spectral.....	57
2.5.5	Rapport signal sur bruit.....	58
2.5.6	Taux d'erreur binaire.....	58
2.5.7	Rapport signal sur bruit par bit.....	58
2.5.8	Résultats de simulation.....	59
2.6	MuDs avec les méthodes avancées.....	63
2.7	Conclusions.....	63
2.8	Référence du chapitre 2.....	64

Chapitre 3 : Etat de l'art sur les méthodes méta-heuristiques

3.1	Introduction.....	68
3.2	Optimisation combinatoire.....	69
3.3	Heuristiques et Méta-heuristiques.....	70
3.4	Classification des méta-heuristiques	72
3.4.1	Approche constructive.....	72
3.4.2	Approche recherche locale.....	72
3.4.3	Approche évolutive.....	73
3.5	Présentation des principales méta-heuristiques.....	74
3.5.1	Principe générale du recuit simulé.....	74
3.5.1.1	Avantages.....	75
3.5.1.2	Inconvénients.....	75
3.5.2	Principe générale de la recherche tabou.....	76
3.5.2.1	Avantages.....	77
3.5.2.2	Inconvénients.....	77
3.5.3	Principe générale de l'algorithme génétique.....	77
3.5.3.1	Avantages.....	79
3.5.3.2	Inconvénients.....	79
3.5.4	Principe générale des algorithmes de colonies de fourmis.....	79
3.5.4.1	Avantages.....	81
3.5.4.2	Inconvénients.....	82

3.5.5	Principe générale des algorithmes d'optimisation d'accouplement des abeilles.....	82
3.5.5.1	Structures d'une colonie d'abeille.....	82
3.5.5.2	Fonctionnement du HBMO.....	83
3.6	Hybridation des méthodes méta-heuristiques.....	86
3.6.1	Classification hiérarchique.....	86
3.6.2	Classification générale.....	87
3.7	Utilisation des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateurs.....	87
3.8	Conclusions.....	89
3.9	Référence du chapitre 3.....	90

Chapitre 4 : Détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA par les algorithmes hybrides HBMO

4.1	Introduction.....	96
4.2	Formulation du problème.....	97
4.2.1	Canal AWGN.....	97
4.2.2	Canal de Rayleigh.....	99
4.3	Démarche adoptée.....	100
4.3.1	Méthodologie.....	101
4.4	DS-CDMA MuD basé sur l'algorithme HBMO-SA.....	102
4.4.1	Génération d'une population d'abeilles.....	103
4.4.2	Classement de la population d'abeilles.....	103
4.4.3	Accouplement de la reine avec les faux-bourçons.....	104
4.4.4	Amélioration des éléments du couvain.....	104
4.5	DS-CDMA MuD basé sur l'algorithme HBMO-TS.....	107
4.5.1	Génération d'une population d'abeilles.....	108
4.5.2	Classement de la population d'abeilles.....	108
4.5.3	Accouplement de la reine avec les faux-bourçons.....	108
4.5.4	Amélioration des éléments du couvain.....	108
4.6	Simulations.....	110
4.6.1	HBMO-SA dans le canal AWGN.....	110
4.6.1.1	Influence du nombre d'utilisateurs.....	110
4.6.1.2	Influence du nombre d'itérations.....	111
4.6.1.3	Complexité de l'algorithme.....	112
4.6.2	HBMO-SA dans le canal de Rayleigh.....	113
4.6.3	Comparaison entre le HBMO-SA et le GA.....	114
4.6.4	Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans le canal AWGN.....	118
4.6.5	Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans le canal de Rayleigh.....	119
4.6.6	Comparaison entre le HBMO, HBMO-SA et le HBMO-TS.....	120
4.6.6	Comparaison entre le HBMO-SA, le HBMO-TS et le GA.....	120
4.6.6.1	Temps de calcul moyen du HBMO-SA et HBMO-TS.....	121
4.7	Conclusions.....	122

4.8	Référence du chapitre 4.....	123
-----	------------------------------	-----

Conclusions générales et perspectives

1.	Conclusions générales	126
2.	Perspectives	128

Glossaire

Pour des raisons de lisibilité, la signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent rappelée qu'à sa première apparition dans le texte d'un chapitre. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé.

ACO	Ant Colony Optimization
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple par Répartition de Fréquence
AMRT	Accès Multiple par Répartition de Temps
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
DAB	Digital Audio Broadcasting
DBPSK	Differentiate Binary Phase Shift Keying
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Discrete Multi-Tone
DQPSK	Differentiate Quadrature Phase Shift Keying
DS-CDMA	Direct Sequence CDMA
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EGC	Equal Gain Combining
ETSI	European Telecommunication Standards Institute
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
GA	Genetic Algorithm
HBMO	Honey Bees Mating Optimization
ICI	Inter Carrier Interference

IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEP	Interférence Entre Porteuses
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
IS-95	2 nd generation mobile cellular standard in the USA
LAN	Local Area Network
LOS	Line Of Sight
LPI	Low Probability of Interception
LS	Least Square
MAI	Multiple Access Interference
MC	Multi-Carrier
MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier DS-CDMA
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
MT-CDMA	Multi-Tone CDMA
MuD	Multiuser Detection
MV	Maximum de Vraisemblance
NLOS	No Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PN	Pseudo Noise
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
PSO	Particle Swarm Optimization
PTP	Point à Point
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
SA	Simulated Annealing
SIC	Successive Interference Cancellation
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreurs Binaires

TFDI	Transformée de Fourier Discrète Inverse
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TS	Tabu Search
UMTS	Universal Mobile Telecommunications Standard
Wi-Fi	Wireless Fidelity
Wi-Max	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Networks
ZP	Zero Padding

Liste des Figures

Fig. 1.1	Exemple d'une base orthogonale.....	11
Fig. 1.2	(a) Spectre d'une sous-porteuse et (b) Spectre d'un signal OFDM.....	12
Fig. 1.3	Réalisation possible d'un modulateur OFDM.....	13
Fig. 1.4	Construction d'un signal OFDM avec 5 sous-porteuses [14].....	13
Fig. 1.5	Représentation du canal de transmission [15].....	14
Fig. 1.6	Schéma de concept d'un démodulateur OFDM.....	15
Fig. 1.7	Modulateur OFDM numérique.....	15
Fig. 1.8	Démodulateur OFDM numérique.....	16
Fig. 1.9	Effets du canal à trajet multiples sur des symboles reçus dans le cas (a) mono-porteuse et (b) multi-porteuses [8].....	16
Fig. 1.10	Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM [8].....	17
Fig. 1.11	Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) temporel et (b) fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets [8, 17].....	18
Fig. 1.12	Sources d'erreurs de synchronisation [16].....	19
Fig. 1.13	Le PAPR et le gain d'amplification.....	20
Fig. 1.14	Répartition en temps et en fréquence des techniques TDMA, FDMA et CDMA [19].....	24
Fig. 1.15	Le principe de l'étalement de spectre.....	25
Fig. 1.16	Les différentes techniques CDMA [11].....	26
Fig. 1.17	Principe de la DS-CDMA.....	26
Fig. 1.18	Exemple de la CDMA dans le cas de trois utilisateurs.....	27
Fig. 1.19	Etalement de spectre par séquence directe.....	27
Fig. 1.20	Génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur.....	32
Fig. 1.21	Schéma du transmetteur MC-CDMA.....	33
Fig. 1.22	Un autre schéma du transmetteur MC-CDMA.....	34
Fig. 1.23	Schéma du récepteur MC-CDMA.....	34
Fig. 1.24	Schéma du récepteur MC-DS-CDMA.....	35
Fig. 1.25	Présentation des phénomènes de propagation.....	38

Fig. 2.1	Model du signal DS-CDMA [51].....	46
Fig. 2.2	Détecteur conventionnel.....	48
Fig. 2.3	Différents détecteurs multi-utilisateurs.....	49
Fig. 2.4	Détecteur Décorrélateur.....	51
Fig. 2.5	Détecteur MMSE.....	52
Fig. 2.6	Détecteur SIC.....	54
Fig. 2.7	Détecteurs multi-utilisateurs (N =10 et K=4).....	59
Fig. 2.8	Détecteurs multi-utilisateurs (N =10 et K=10).....	60
Fig. 2.9	Détecteurs multi-utilisateurs (N =31 et K=16).....	60
Fig. 2.10	Détecteurs multi-utilisateurs (N =31 et K=20).....	61
Fig. 2.11	Capacité des détecteurs multi-utilisateurs (N =10 et Eb/No=8dB).....	61
Fig. 2.12	Comparaison des performances du détecteur MMSE (N =10).....	62
Fig. 3.1	Approches utilisées pour la résolution des problèmes d'optimisation [68]....	69
Fig. 3.2	Exploration de l'espace de recherche par l'approche constructive.....	72
Fig. 3.3	Exploration de l'espace de recherche par l'approche recherche locale.....	73
Fig. 3.4	Exploration de l'espace de recherche par l'approche évolutive.....	74
Fig. 3.5	Principales méta-heuristiques.....	74
Fig. 3.6	Algorithme de la recherche tabou.....	77
Fig. 3.7	Exemple de comportement collectif des fourmis.....	79
Fig. 3.8	Détermination du plus court chemin par une colonie de fourmis.....	81
Fig. 3.9	Communautés d'une colonie d'abeilles.....	82
Fig. 3.10	Principes de fonctionnement de l'accouplement des abeilles.....	85
Fig. 3.11	Classification des méta-heuristiques hybrides.....	87
Fig. 4.1	Détecteur multi-utilisateurs basée sur le HBMO.....	97
Fig. 4.2	Schéma synoptique de la démarche adoptée.....	101
Fig. 4.3	Organigramme du processus HBMO-SA pour la détection MuD dans DS-CDMA.....	102
Fig. 4.4	Organigramme du processus SA.....	105
Fig. 4.5	Organigramme du processus HBMO-TS pour la détection MuD dans DS-CDMA.....	107
Fig. 4.6	Organigramme du processus SA.....	109

Fig. 4.7	BER pour différents détecteurs multi-utilisateurs dans le canal AWGN (N=31, K=26, p=100).....	110
Fig. 4.8	BER pour différents utilisateurs (K) et la taille de la population (p).....	111
Fig. 4.9	BER pour différentes itération (N=31, K=26, p=100)	112
Fig. 4.10	Temps CPU pour différents utilisateurs (N=31, itr=100, p=100).....	112
Fig. 4.11	BER pour différents détecteurs multi-utilisateurs dans le canal de Rayleigh (N=31, K=30, itr =50).....	113
Fig. 4.12	BER comparaison des différents détecteurs multi-utilisateurs dans les deux canaux.....	114
Fig. 4.13	Organigramme du processus GA.....	116
Fig. 4.14	Comparaison du HBMO-SA et GA en terme de BER dans le canal de Rayleigh (p=pop=100).....	117
Fig. 4.15	Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal AWGN (N=31, K=20, itr=100)	118
Fig. 4.16	Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal de Rayleigh (N=31, K=20, itr=100)	119
Fig. 4.17	Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS, MMSE, et Décorrélateur dans le canal de Rayleigh (itr=150)	119
Fig. 4.18	Comparaison entre HBMO, HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal de Rayleigh (itr=150)	120
Fig. 4.19	Comparaison entre HBMO-SA, HBMO-TS et GA dans le canal de Rayleigh	120
Fig. 4.20	Exemple du temps de calcul moyen (Eb/No=12dB, K=20)	121

Liste des Tableaux

Table 3.1	Les méta-heuristiques utilisées dans la détection multi-utilisateurs.....	88
Table 4.1	Paramètres de simulation du GA.....	116
Table 4.2	Paramètres de simulation.....	118

Introduction générale

1. Contexte général

En ce début de troisième millénaire, le domaine des télécommunications et des réseaux de transmission a connu une profonde évolution. Les systèmes de télécommunications, et plus particulièrement les systèmes de communications sans fil, font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie. La connexion câblée traditionnelle est, dans une large mesure sinon totalement, remplacée par la connexion sans fil à une vitesse exponentielle. Les systèmes de communications sans fil sont devenus presque omniprésents dans nos vies. Dans les années 2000, le besoin de communiquer sans fil s'est porté sur les réseaux informatiques pour l'échange de données. Les réseaux locaux sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network) selon la norme IEEE 802.11 (sous l'appellation commerciale Wi-Fi qui signifie Wireless Fidelity) ont envahi tous les lieux publics et privés : entreprises, aéroports, hôtels... etc. Ces réseaux supportent de hauts débits et permettent d'avoir accès à des services évolués (Internet, TV...etc.) tout en s'affranchissant de la nécessité de se connecter physiquement au réseau local de l'entreprise ou du bâtiment, apportant ainsi mobilité et flexibilité.

Les communications sans fil utilisent le canal hertzien comme support de transmission (c'est une onde électromagnétique qui porte l'information à transmettre). Or, celui-ci est sujet d'importantes sources de perturbations pour le signal transmis et contribue à le dégrader fortement. Les évanouissements rapides, dus aux trajets multiples dans cet environnement, engendrent des fluctuations de la puissance instantanée au niveau du détecteur, affectant directement la qualité de la transmission et la capacité du lien. Le signal arrivant au détecteur n'est jamais composé d'une seule onde, mais de la superposition d'une multitude d'ondes provenant des interactions avec l'environnement (réflexions, diffractions, transmissions par les obstacles). En effet, la capacité de transport de données est simultanément liée aux limites des systèmes de transmission, aux techniques mises en place pour le partage des ressources entre les utilisateurs et aux traitements du signal reçu.

Plusieurs techniques d'accès multiple avancées ont été proposées afin de contourner ces difficultés telles que les techniques d'accès par répartition de code, aussi connues sous le nom de CDMA (Code Division Multiple Access) et les modulations multiporteuses telles que la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Aujourd'hui, plusieurs normes comme le DAB (Digital Audio Broadcasting, norme de diffusion audio numérique), DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial, norme de télévision numérique sur canal hertzien), ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) ainsi que le Wi-Fi et le Wi-Max (Worldwide Interoperability for Microwave Access) appartenant à la famille des standards IEEE 802.xx reposent sur l'OFDM. En revanche la technique CDMA a trouvé des applications dans la deuxième et la troisième génération (2G et 3G), avec IS-95, WCDMA et CDMA2000.

Les recherches en traitement du signal ont permis d'orienter les futurs standards de communications sans fil vers deux techniques novatrices :

- La technique MIMO (Multiple Input Multiple Output), qui permet d'accroître la robustesse et le débit de la transmission en utilisant plusieurs antennes de transmission/réception.
- La technique MC-CDMA (Multi Carrier Code Division Multiple Access) combinant les deux techniques : l'OFDM et la CDMA.

2. Motivations et objectifs

Dans cette thèse, nous nous intéressons plus particulièrement aux techniques d'accès avancés. Ce qui a motivé notre choix est le fait que ces technologies sont actuellement les plus en vogue car elles possèdent un certain nombre d'avantages. Ces techniques s'affirment de plus en plus comme solution à fort potentiel pour les futures générations des réseaux sans fil. Afin de limiter les effets des interférences sur les systèmes de transmission DS-CDMA (Direct Sequence CDMA) deux nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs performants sont développés. Cette contribution permet de préparer le terrain et mettre en lumière les étapes qui régissent la mise en œuvre future de nos algorithmes hybrides et leurs éventuelles améliorations dans le cas d'une transmission MC-CDMA.

Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés à comment limiter les effets des interférences et maximiser la capacité du système de transmission dans le cadre de la détection dites multi-utilisateurs (MuD: Multiuser Detection) dans les systèmes de transmission DS-CDMA. Étant donné que l'orthogonalité entre les séquences d'étalement sera détruite, lors d'une transmission sur un canal à trajets multiples, ce qui crée des interférences entre utilisateurs. Cependant, la complexité du détecteur multi-utilisateurs optimal (basé sur le critère de maximum de vraisemblance "MV ou ML : Maximum Likelihood" proposé par Verdù) augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs, de sorte que ce détecteur devient difficilement réalisable. En conséquence, une variété de détecteurs alternatifs sous-optimaux a été proposée dans la littérature. Parmi ces recherches, des solutions basées sur des algorithmes méta-heuristiques telles que : les algorithmes génétiques (GA : Genetic Algorithm), la recherche tabou (TS : Tabu Search), les algorithmes évolutionnistes aussi bien que l'optimisation par essaims particulaires (PSO : Particle Swarm Optimization) ont été appliquées pour les systèmes d'étalement de spectre par séquence direct DS-CDMA et MC-CDMA.

A travers cette revue de la littérature, nous remarquons qu'il n'existe pas de travaux qui se focalisent sur l'algorithme (HBMO : Honey Bee Mating Optimization) inspiré de l'accouplement biologique des abeilles pour résoudre le problème de la MuD dans les deux systèmes DS-CDMA et MC-CDMA. Contrairement aux autres techniques méta-heuristiques, l'algorithme HBMO dispose d'un mécanisme souple et bien équilibré pour améliorer les capacités d'exploration globales. L'algorithme HBMO a été utilisé pour résoudre de nombreux problèmes d'optimisation complexes, dans de nombreux domaines. Il peut être hybridé avec d'autres méta-heuristiques à base de recherche locale, tels que le SA (Simulated Annealing) et le TS, afin d'avoir une meilleure intensification de la recherche de la solution produite par le HBMO, et afin d'éviter les minima locaux et s'approcher rapidement de la meilleure solution.

A cette fin, la principale contribution de cette thèse porte sur le développement de deux nouvelles méta-heuristiques hybrides (HBMO-SA et HBMO-TS) plus performantes pour la détection multi-utilisateurs dans les systèmes DS-CDMA. Le premier HBMO-SA étant l'hybridation du HBMO avec le SA, et le second est basé sur l'hybridation du HBMO avec le TS. Ces nouveaux algorithmes ont pour objectif la détection des bits des différents utilisateurs en se basant sur le critère de maximum de vraisemblance (ML) comme règle de décision (fonction de fitness). Pour valider nos travaux de recherche nous avons comparés nos résultats avec d'autres algorithmes classiques.

3. Plan de la thèse

Le présent travail est structuré autour de quatre chapitres. Le détail de chacun des chapitres est décrit ci-dessous :

Dans le **chapitre 1 - Etat de l'art sur les techniques d'accès multiple avancées**, nous présentons une synthèse bibliographique sur les techniques d'accès multiple avancées, et présentons l'état de l'art de l'OFDM, la technique DS-CDMA et la MC-CDMA. Nous commençons avec une vue d'ensemble historique des communications multiporteuses et en particulier l'OFDM. Nous expliquons plus en détails le principe de l'étalement du spectre DS-CDMA. Puis, nous décrivons le concept combinant les deux dernières techniques à savoir la MC-CDMA. Et nous mettons en évidence les avantages, les limitations de chacune de ces méthodes et leurs domaines d'applications. Nous décrivons enfin les paramètres caractéristiques des canaux de propagations : AWGN (Additive White Gaussian Noise) soit bruit blanc Gaussien et à évanouissement de Rayleigh que l'on utilisera par la suite.

Dans le **chapitre 2 - Détection multi-utilisateurs MuDs pour les systèmes DS-CDMA**, nous présentons de façon succincte le fonctionnement du détecteur mono-utilisateur conventionnel, puis nous décrivons les méthodes classiques de détection multi-utilisateurs tel que le détecteur optimal, le Décorrélateur, le détecteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (MMSE), le détecteur par annulation successive d'interférences (SIC), le détecteur par annulation parallèle d'interférences (PIC), le détecteur hybride ainsi que le détecteur adaptatif. Nous analyserons, ensuite les résultats de simulations de la comparaison de quelques détecteurs implémentés pour les systèmes de transmission DS-CDMA et enfin, nous aborderons le problème de la détection multi-utilisateurs basée sur les techniques méta-heuristiques.

Dans le **chapitre 3 – Etat de l'art sur les méthodes méta-heuristiques**, après avoir donné quelques définitions préalables sur l'optimisation combinatoire, les heuristiques et les méta-heuristiques. Nous allons présenter les principales propriétés des méta-heuristiques, suivie d'une classification de ces dernières. Par la suite, nous passerons en revue les algorithmes méta-heuristiques les plus usuelles (telles que les algorithmes: génétique, d'accouplement des abeilles, colonie de fourmis, le recuit simulé, recherche tabu) en analysant leurs modes de fonctionnement et leurs hybridations, tout en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients respectifs. Enfin, nous nous pencherons sur la question de l'utilisation de ces méthodes dans la détection multi-utilisateurs pour les systèmes de communication à base des techniques d'accès avancées.

Dans le **chapitre 4 - Détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA par l'algorithme HBMO**, nous tentons de présenter nos nouveaux détecteurs multi-utilisateurs. Après avoir dressé une description de la problématique de la détection multi-utilisateurs dans le cas d'un système de transmission DS-CDMA pour les canaux AWGN et Rayleigh, la démarche adoptée ainsi que la méthodologie du travail sont présentées. En suite, nous décrivons la détection multi-utilisateurs basée sur les algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS dans une transmission DS-CDMA. Ces derniers (SA et TS) sont utilisés pour améliorer les solutions générées par l'algorithme HBMO afin d'éviter les minima locaux. Pour finir nous exposons les résultats de simulations, nous évaluons les performances en termes de BER et nous montrons les avantages de ces détecteurs par rapport aux autres détecteurs existants.

Nous concluons finalement ce manuscrit en dressant un bilan du travail effectué et en proposant un certains nombre de perspectives de recherches que nous jugeons utile à entreprendre.

4. Contributions de l'auteur

Certains des travaux présentés ici ont déjà fait l'objet de publications dans plusieurs journaux et conférences internationales :

4.1 Publications Internationales

1. **N. Larbi**, F. Debbat, A. Boudghen Stambouli, "Multiuser Detection for DS-CDMA Systems using Honeybees Mating Optimization Algorithm", *Arabian Journal for Science and Engineering*, Vol. 39, Iss. 6, pp. 4911-4921, June 2014.
2. **N. Larbi**, F. Debbat, A. Boudghen Stambouli, "A Comparison of Hybrid HBMO Meta-heuristic Search methods in DS-CDMA Multiuser detection" (*article soumis pour publication le 02/12/2014 au journal: annals of telecommunication*).

4.2 Conférences Internationales

1. **N. Larbi**, F. Debbat, A. Boudghen Stambouli, "A Review of Heuristic Near-Optimum MuD for MC-CDMA Systems", 4th International Conference on Multimedia Computing and Systems, qui s'est déroulée du 14 au 15 Avril 2014 à Marrakech, Maroc.
2. **N. Larbi**, F. Debbat, A. Boudghen Stambouli, "IEEE802.11b Detector Improvement using HBMO-TS Assisted MuD in Wireless Telemedicine", Biomedical Engineering International Conference, qui s'est déroulée du 15 au 16 Octobre 2014 à Tlemcen, Algérie.
3. **N. Larbi**, F. Debbat, A. Boudghen Stambouli, "Application of Hybrid Honey Bees Mating Optimization Algorithm in Multiuser Detection of Wireless Communication Systems", International Conference on Computer, Communication and Information Sciences, and Engineering, qui se tiendra du 26 au 27 Janvier 2015 à Jeddah, Saudi Arabia (*article accepté*).

Chapitre 1

Chapitre 1 : Etat de l'art sur les techniques d'accès multiple avancées

1.1	Introduction	9
1.2	Technique OFDM.....	9
1.2.1	Historique des modulations multiporteuses et l'OFDM	9
1.2.2	Notions d'orthogonalité.....	11
1.2.2.1	Rappel théorique.....	11
1.2.2.2	Application au procédé OFDM : l'orthogonalité temporelle	11
1.2.2.3	Application au procédé OFDM : l'orthogonalité fréquentielle	12
1.2.3	Principes et fonctionnement de l'OFDM	12
1.2.3.1	Principe de la modulation/démodulation OFDM	13
1.2.3.2	Implantation numérique du modulateur/démodulateur	15
1.2.4	Caractéristiques du signal OFDM	16
1.2.4.1	Intervalle de garde	16
1.2.4.2	Interférence entre symboles (ISI)	17
1.2.4.3	Interférence entre sous porteuses (ICI).....	17
1.2.4.4	Synchronisation en OFDM	19
1.2.4.5	PAPR: Peak-to-Average Power Ratio	20
1.2.5	Codage de canal : COFDM	20
1.2.6	Estimation de canal	21
1.2.7	Avantages et les limites de l'OFDM	21
1.2.7.1	Avantages de l'OFDM.....	21
1.2.7.2	Limites de l'OFDM	22
1.2.8	Applications de l'OFDM.....	22
1.3	Technique CDMA.....	24
1.3.1	Introduction	24
1.3.2	Principe de l'étalement de spectre.....	25
1.3.2.1	Etalement de spectre par séquence directe DS-CDMA	26
1.3.2.2	Détecteurs	29
1.3.3	Avantages et limites de la CDMA.....	29
1.3.3.1	Avantages de la CDMA.....	29
1.3.3.2	Limites de la CDMA	30
1.3.4	Applications de la CDMA.....	31
1.4	Technique MC-CDMA.....	32
1.4.1	Introduction	32
1.4.2	Fonctionnement de la MC-CDMA.....	32
1.4.3	Fonctionnement de la MC-DS-CDMA	35
1.4.4	Avantages et limites de la MC-CDMA	36
1.4.4.1	Avantages de la MC-CDMA	36
1.4.4.2	Limites de la MC-CDMA	36
1.4.5	Applications de la MC-CDMA	36
1.5	Canal de propagation	37
1.5.1	Phénomènes de propagation.....	37

1.5.2	Fading à grande échelle.....	38
1.5.2.1	Pertes de propagation.....	38
1.5.2.2	L'ombrage.....	38
1.5.3	Fading à petite échelle.....	39
1.5.3.1	Pertes multi-trajets.....	39
1.6	Conclusions	40
1.7	Références du chapitre 1.....	41

1.1 Introduction

Les télécommunications font partie des technologies qui ont révolutionné notre mode de vie au vingtième siècle. Du télégraphe à l'Internet et au téléphone cellulaire, les progrès établis en la matière sont spectaculaires. Les informations transmises étaient tout d'abord codées en morse, puis des techniques de modulation et de codage analogiques ont permis de transmettre du son, puis des images. Ensuite la venue des techniques numériques a considérablement augmenté le débit et la qualité des informations à transmettre d'un point à un autre. En effet, dans des applications radio telles que la télédiffusion à grande échelle ou un réseau informatique, à l'intérieur d'un bâtiment, le canal est de type trajets multiples. Le signal est réfléchi en plusieurs endroits, et des échos apparaissent et créent des perturbations dont l'influence augmente avec le débit de transmission. Parmi les solutions étudiées pour palier ce problème, les techniques d'accès multiple avancées [1].

Ce premier chapitre est une synthèse bibliographique sur les techniques d'accès multiple avancées. Nous présentons l'état de l'art de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), la technique CDMA (Code Division Multiple Access) ainsi que la MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access). Nous commençons avec une vue d'ensemble historique des communications multiporteuses et en particulier l'OFDM. Nous expliquons plus en détails le principe de l'étalement du spectre CDMA. Puis, nous décrivons le concept combinant les deux techniques à savoir la MC-CDMA. Et nous mettons en évidence les avantages, les limitations de chacune de ces méthodes et leurs domaines d'applications. Enfin, on donnera une description des paramètres caractéristiques des canaux de propagations : AWGN (Additive White Gaussian Noise) soit bruit blanc Gaussien et à évanouissement de Rayleigh que l'on utilisera par la suite.

1.2 Technique OFDM

1.2.1 Historique des modulations multiporteuses et l'OFDM

Au cours des dernières décennies, les systèmes de télécommunications ont réalisé une révolution véritable. L'un des événements les plus spectaculaires, c'est que la connexion câblée traditionnelle est, dans une large mesure sinon totalement, remplacée par la connexion sans fil à une vitesse exponentielle [2].

En 1990, un téléphone mobile était encore très cher, alors qu'aujourd'hui la plupart des adolescents en ont un, ils ne l'utilisent pas seulement pour les appels, mais aussi pour la transmission de données. De plus en plus de technologies que nous utilisons quotidiennement utilisent des réseaux locaux sans fil. De l'audio à la télévision tout est numérique [3].

Le marché des systèmes radio mobiles se développe très rapidement. Les avancées technologiques, qu'elles soient matérielles ou logicielles sont proposées quasiment chaque jour. Les nouvelles normes naissent sans cesse pour introduire les technologies les mieux adaptées à ce marché très diversifié. Ces normes permettent d'éviter les interférences entre les différents systèmes. Les développements des circuits microélectroniques permettent d'implanter les techniques, méthodes et algorithmes de traitements des signaux numériques de plus en plus complexes [4].

Parallèlement, la demande croissante en services pour les communications mobiles de plus en plus performants et donc gourmands en termes de bande passante, pousse les concepteurs à chercher des systèmes de transmission avec de fortes efficacités spectrales [4].

L'étape de modulation est un maillon essentiel dans une chaîne de transmission et son optimisation permet de garantir un certain degré de performance. Actuellement, de plus en plus de solutions sont basées sur des schémas de transmissions multiporteuses du fait de leur excellente robustesse vis-à-vis des canaux à trajets multiples. Parmi ces solutions la modulation OFDM se pose comme une solution de référence [5]. L'OFDM pour les réseaux sans fil ou encore Discrete MultiTone (DMT) pour les réseaux filaires.

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulations multiporteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses. Cela permet d'augmenter sensiblement le nombre de porteuses et d'améliorer l'efficacité spectrale [6].

L'idée de transmettre des données modulées en parallèle, utilisant plusieurs fréquences porteuses, n'est pas récente. Le concept de modulations multiporteuses a pour origine celui du multiplexage fréquentiel (FDM). Ce concept a été introduit à la fin des années 50 et 60 et a été utilisée dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires, tels que les systèmes Kineplex, ANDEFT et KATHRYN [2, 7-8].

Par la suite, d'autres chercheurs s'intéressèrent de plus en plus aux modulations multiporteuses. En 1966 des conditions d'orthogonalité furent mises en évidence. Cela aurait permis aux spectres des sous-porteuses respectives de se chevaucher, en optimisant ainsi la bande occupée du signal émis [3]. Durant cette même année R. W. Chang a proposé le premier schéma d'un système OFDM [9].

Quelques années plus tard, R. W. Chang et R. A. Gibby améliorent le concept en introduisant la notion de signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite OFDM [2].

En 1971, S. Weinstein et P. Ebert simplifient le schéma de modulation/démodulation en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à l'émetteur et TFD au récepteur, plus simple à utiliser et surtout plus facile à implémenter sous forme d'algorithme rapide [10].

Plus récemment en 1997, d'autres travaux sur cet aspect de systèmes OFDM ont également démontré que la transformée d'Hadammard pouvait remplacer le banc de modulateurs [3].

Le chevauchement en réception de plusieurs versions retardées du signal émis entraînait d'une part l'interférence entre symboles successifs (IES, en anglais ISI : Inter-Symbol Interference), et d'autres parts l'interférence entre porteuses (IEP, en anglais ICI : Inter Carrier Interference). Afin de remédier à ce problème, en 1980, A. Peled et A. Ruiz ont proposé l'ajout d'un intervalle de garde cyclique (CP : Cyclic Prefix) où la fin du signal OFDM est recopiée dans l'intervalle de garde [11].

Les ouvrages [7, 9, 10, 12-13] présentent la modulation OFDM. Les deux premiers présentent la théorie et les applications de l'OFDM. Dans le troisième ouvrage, le chapitre six détaille le fonctionnement de l'OFDM. Le quatrième ouvrage décrit le design d'un système OFDM et cherche à mettre en avant les différences entre l'OFDM et le système MC-CDMA. Le dernier

ouvrage offre une vision générale sur les concepts de base, l'optimisation des performances ainsi que les problèmes liés à l'OFDM.

1.2.2 Notions d'orthogonalité

1.2.2.1 Rappel théorique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $F_1(t)$ et $F_2(t)$ dans l'intervalle $[a, b]$ par la relation suivante:

$$\int_a^b F_1(t).F_2(t)dt = 0 \quad (1.1)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$.

La réalisation d'une base orthogonale à N dimensions nécessite de trouver N fonctions $\{F_1(t), F_2(t), \dots, F_N(t)\}$ orthogonales deux à deux. Comme le montre la figure 1.1, l'exemple de l'ensemble de N fenêtres rectangulaires (fonctions porte $\Pi(t)$) régulièrement espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

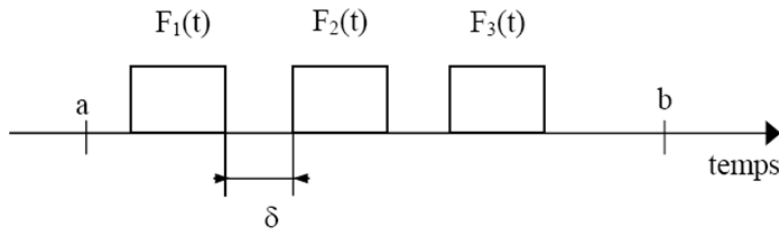


Fig. 1.1 Exemple d'une base orthogonale

Afin de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence, l'orthogonalité est la propriété fondamentale entre ces signaux.

1.2.2.2 Application au procédé OFDM : l'orthogonalité temporelle

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoïdes de fréquences respectives f_k , transmises durant une durée T_u , k variant de 0 à $N-1$, et définie par $f_k = k/T_u$, cette condition permettant, d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous-porteuse durant T_u . Chaque sous-porteuse $s_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin\left(2\pi \frac{k}{T_u} t\right), & 0 < t < T_u \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour } k \in [0, N-1] \quad (1.2)$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_k(t)$ et $s_{k+1}(t)$, de fréquences respectives f_k et f_{k+1} , définies par l'expression (1.2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_u]$, puisqu'elles vérifient l'équation (1.1).

1.2.2.3 Application au procédé OFDM : l'orthogonalité fréquentielle

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_u , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_u , dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_k - \frac{1}{T_u}$ et $f_k + \frac{1}{T_u}$, dont ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée par la figure 1.2, le spectre (a) étant celui d'une sous porteuse k , de bande $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ et le spectre (b) celui du signal OFDM à $N = 4$ sous-porteuses et, qui s'étale

$$\text{sur } B = N \cdot \Delta f = \frac{N}{T_u}$$

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un « zéro » des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses.

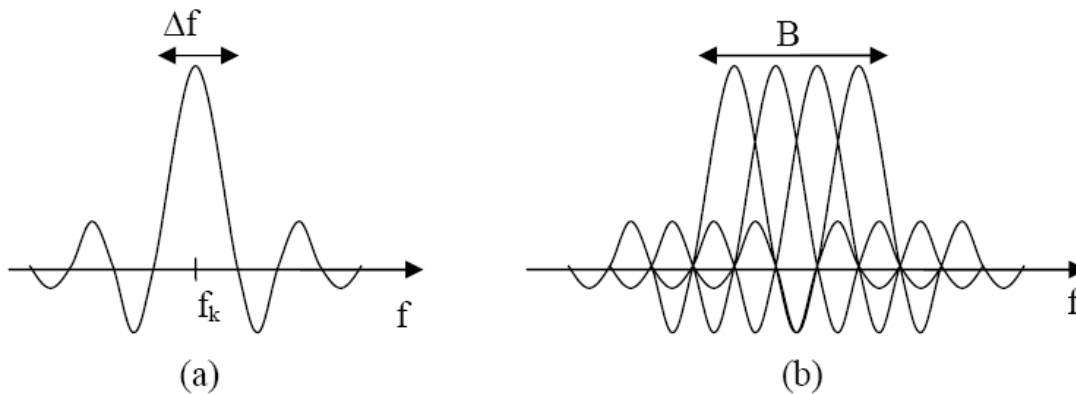


Fig. 1.2 (a) Spectre d'une sous-porteuse et (b) Spectre d'un signal OFDM

1.2.3 Principes et fonctionnement de l'OFDM

Soit $\{f_k\}$ l'ensemble des fréquences porteuses considérées avec :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_u} = f_0 + k \cdot \Delta f, 0 \leq k \leq N - 1 \quad (1.3)$$

où f_0 est la fréquence porteuse origine, T_u représente la durée allouée à un symbole, Δf représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N le nombre de sous-porteuses. Après un codage bit/symboles des données à transmettre, on groupe les symboles C_k par paquets de N (conversion série/parallèle), où $\{C_k\}$ est un ensemble de nombres complexes prenant ses valeurs dans un alphabet fini, correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

La fonction de mise en forme est la fonction porte $\Pi(t)$ dont l'orthogonalité est vérifiée si $\Delta f = 1/T_u$. Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{j2\pi f_k t}$

1.2.3.1 Principe de la modulation/démodulation OFDM

Le signal résultant $s(t)$ correspondant à l'ensemble des N sous porteuses réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (1.4)$$

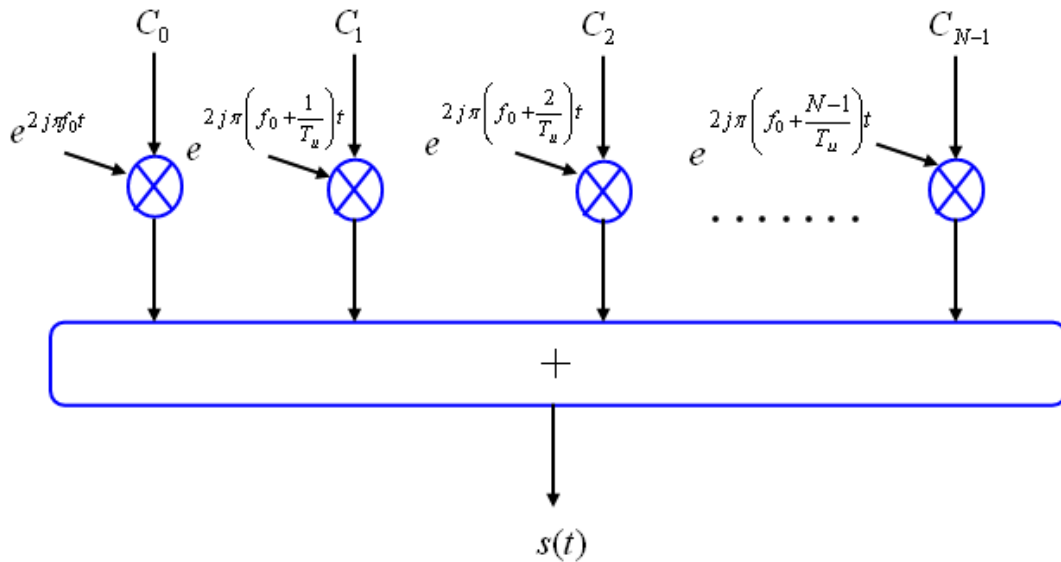


Fig. 1.3 Réalisation possible d'un modulateur OFDM

La figure 1.4 illustre un signal OFDM résultant correspondant à l'ensemble des $N = 5$ sous porteuses réassemblés en un symbole OFDM :

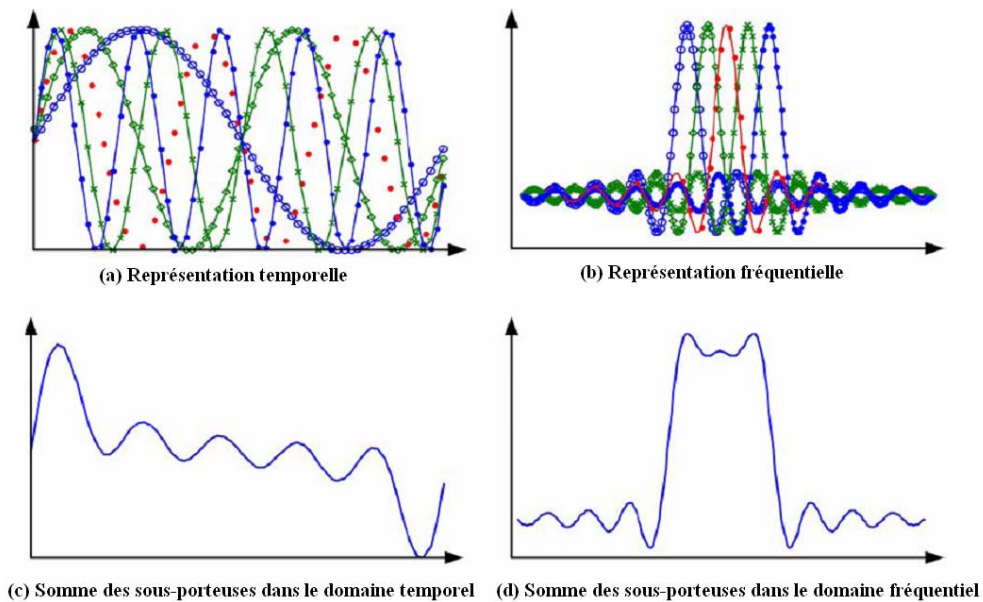


Fig. 1.4 Construction d'un signal OFDM avec 5 sous-porteuses [14]

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes sous porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

Au récepteur, le signal obtenu s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \quad (1.5)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s (Fig. 1.5).

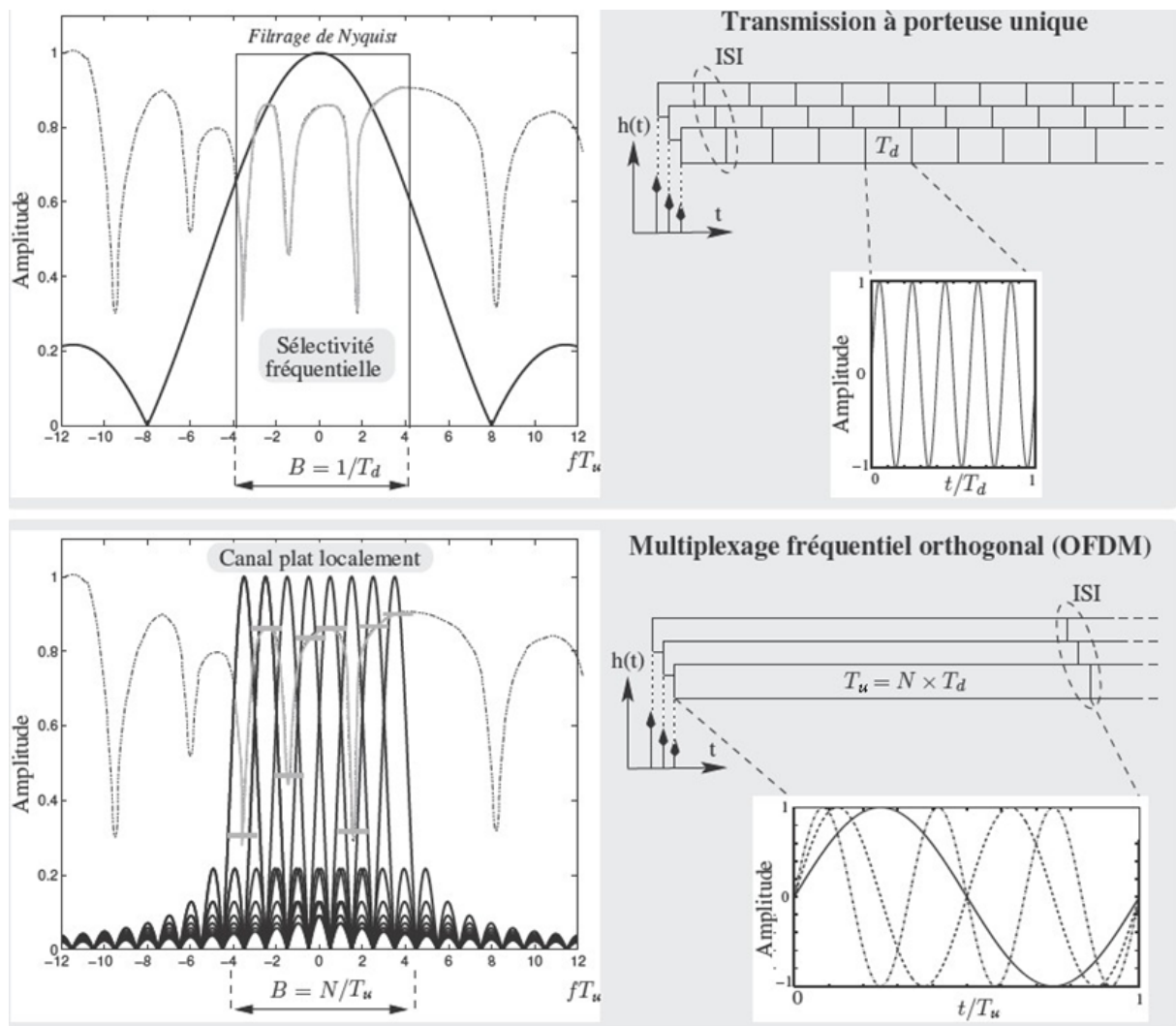


Fig. 1.5 Représentation du canal de transmission [15]

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique montré par la figure 1.6.

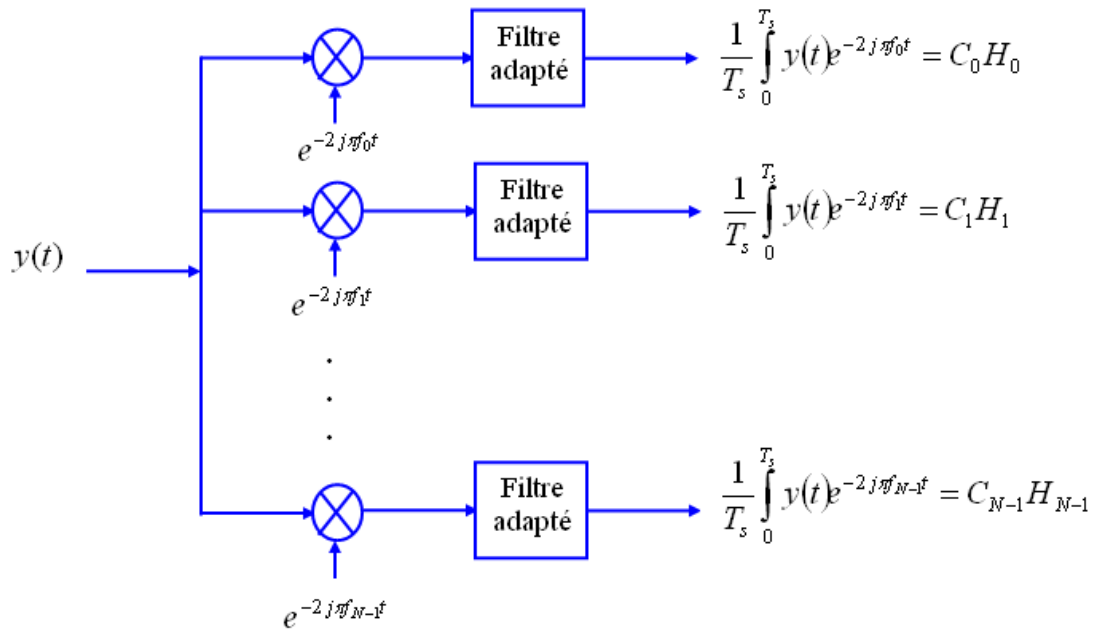


Fig. 1.6 Schéma de concept d'un démodulateur OFDM

1.2.3.2 Implantation numérique du modulateur/démodulateur

En discrétisant le signal à la sortie du modulateur OFDM et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient s_n défini par :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (1.6)$$

Les s_n sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des C_k . En choisissant le nombre de sous-porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT, nous conduisant au schéma numérique suivant :

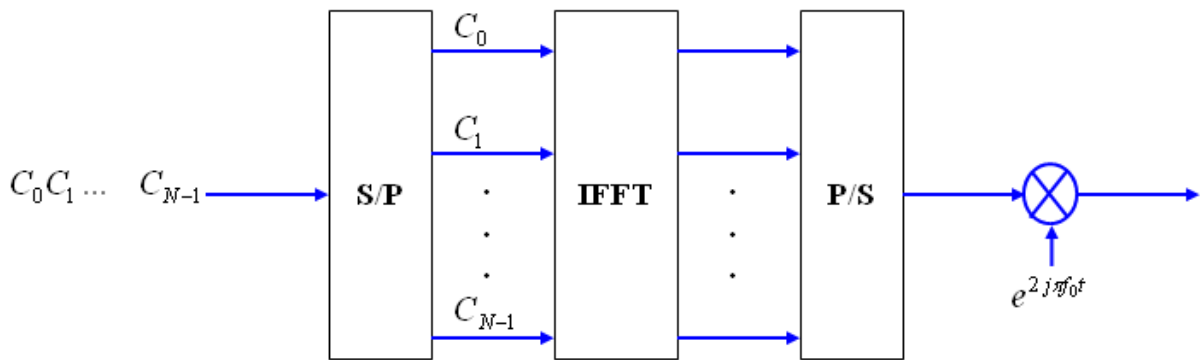


Fig. 1.7 Modulateur OFDM numérique

On définit le signal discrétisé y_n reçu en entrée du démodulateur sous la forme :

$$y_n = y\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (1.7)$$

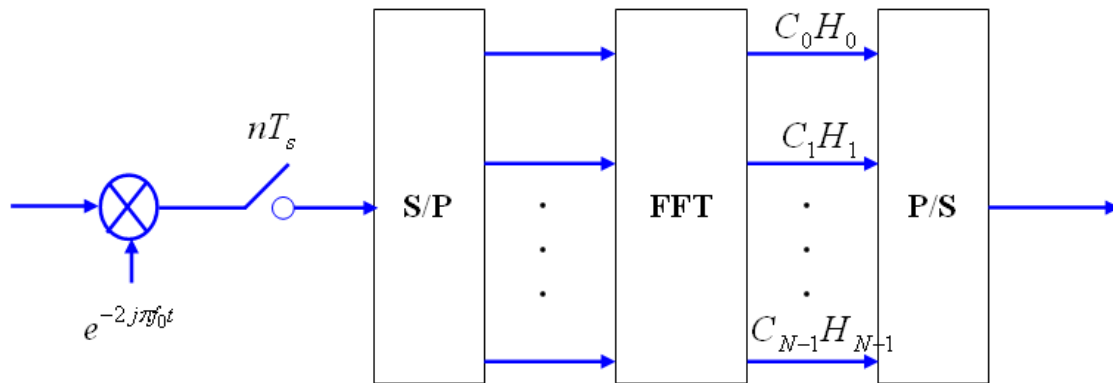


Fig. 1.8 Démodulateur OFDM numérique

On remarque assez facilement que y_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$ la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de sous-porteuses ayant été choisi comme une puissance de 2 c'est-à-dire $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe illustré par la figure 1.8.

1.2.4 Caractéristiques du signal OFDM

1.2.4.1 Intervalle de garde

Dans le cas d'une propagation sur un canal à trajet multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise sont reçues avec des amplitudes et des retards différents. Il en résulte de l'interférence entre les symboles reçus ISI. Les techniques de modulation classiques transmettant sur de tels canaux sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal (Fig. 1.9 (a)). En d'autres termes, la fiabilité de la transmission est favorisée si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement maximum des retards du canal (Fig. 1.9 (b)). Il existe donc un compromis à trouver entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la liaison liée à l'interférence ISI. Les modulations à porteuses multiples apportent une solution intéressante à l'optimisation de ce compromis.

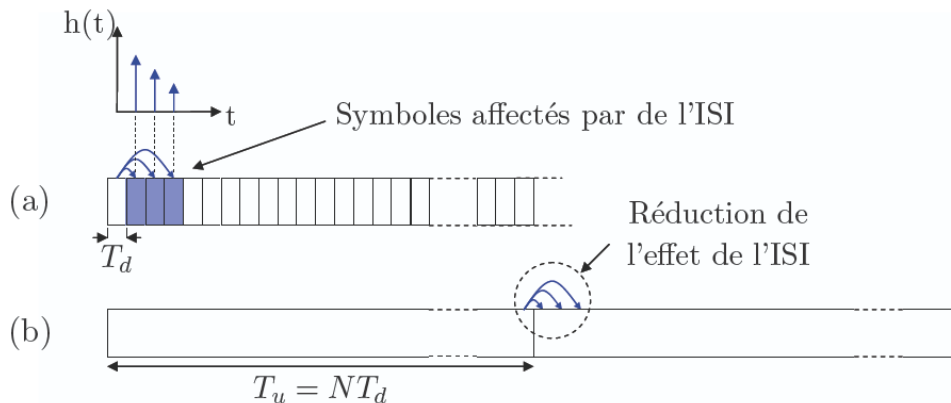


Fig. 1.9 Effets du canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le cas (a) mono-porteuse et (b) multi-porteuses [8]

Avec :

T_u : la durée de la partie utile de chaque symbole OFDM qui n'est pas affectée par l'ISI.

$1/T_d$: le débit de la modulation monoporteuse initiale.

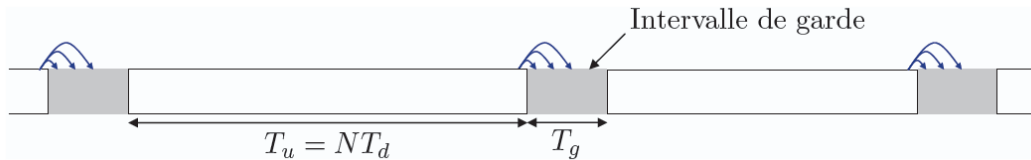


Fig. 1.10 Effets Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédant chaque symbole OFDM [8]

Avec :

T_g : la durée de l'intervalle de garde.

$T_s = T_u + T_g$: la durée de chaque symbole OFDM.

1.2.4.2 Interférence entre symboles (ISI)

Plusieurs mécanismes sont donc présents dans une transmission OFDM pour réduire les erreurs. L'intervalle de garde réduit les interférences entre deux symboles OFDM, dues aux trajets multiples. L'intervalle de garde est un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs afin d'absorber l'étalement des retards dus aux trajets multiple [16], dont la durée T_g doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est présentée par la figure 1.10. La partie utile de durée T_u de chaque symbole OFDM ne sera alors pas affectée par l'ISI.

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à $\Delta f = 1/T_u$ alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à $T_s = T_u + T_g$ entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée T_u sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

Il existe deux techniques permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception. La première, appelée (préfixe cyclique : CP-OFDM) consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre [16] et la seconde, appelée (Zero Padding : ZP-OFDM) consiste quant à elle à insérer des échantillons de valeur nulle entre les symboles OFDM [8].

En pratique on choisit pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile.

1.2.4.3 Interférence entre sous porteuses (ICI)

Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non

échantillonné. Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à N sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est δ , inférieur à la longueur du préfixe T_g . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, notée T_u . Observons sur la figure 1.11 les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives f_k et f_{k+1} .

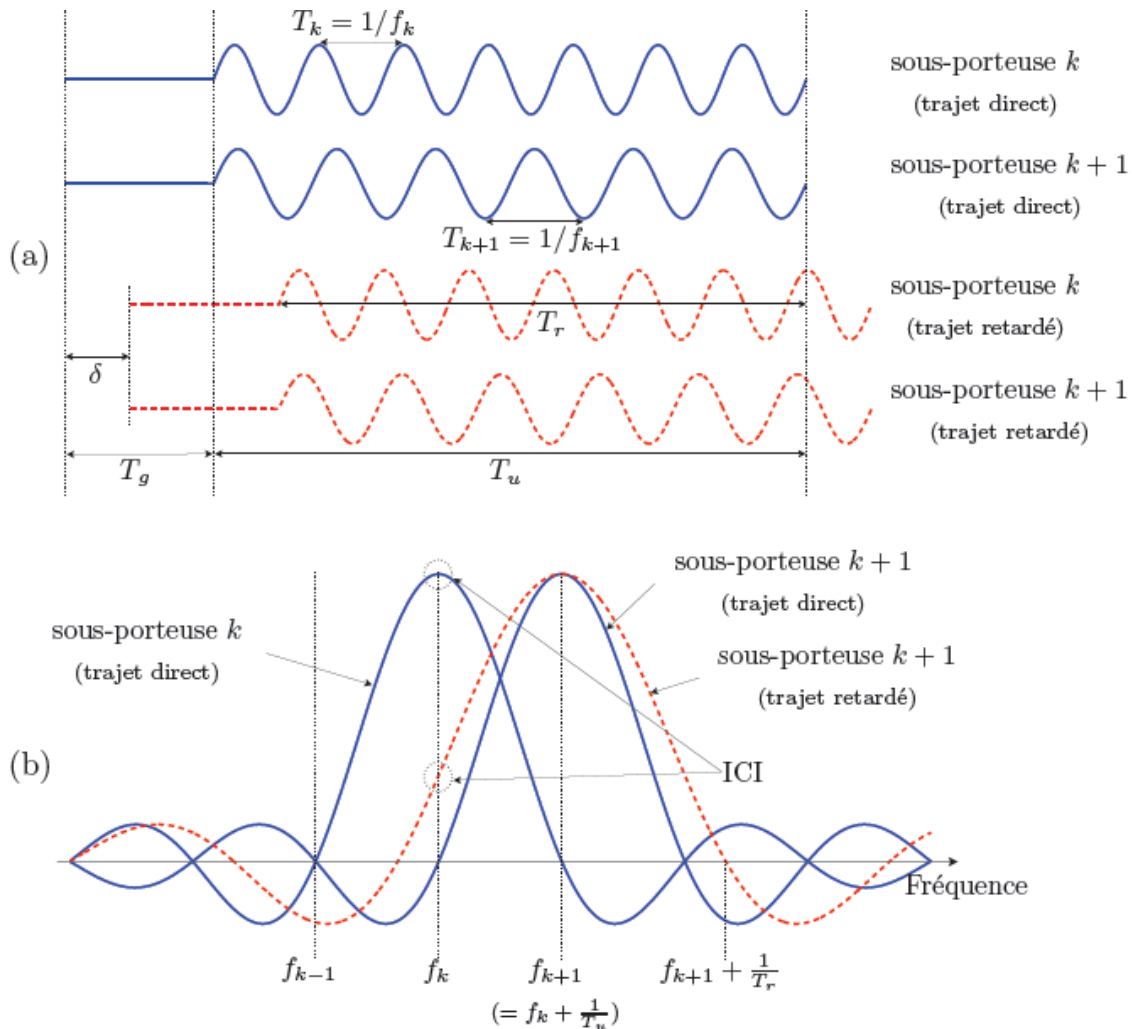


Fig. 1.11 Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) temporel et (b) fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets [8, 17]

Dans la figure 1.11(a), les signaux k et $k+1$ issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage δ , dû au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la fenêtre d'observation, de largeur T_u , liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée T_r [8, 17].

En réception, après suppression du préfixe, on réalise la FFT sur la durée T_u de la trame OFDM, correspondant à la fenêtre visualisée sur la figure 1.11 (a).

Pour le trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence f_k , convoluée par la fonction porte de largeur T_u , correspondra à un sinus cardinal s'annulant aux fréquences $f_k \pm \frac{1}{T_u}$, comme cité au paravent. Il en est de même pour la sous-porteuse f_{k+1} .

Pour le trajet indirect, les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde n'est présente que sur une durée $T_r < T_u$. Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct. Les diverses courbes de la figure 1.11 (b) mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus d'orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous-porteuse sur l'autre.

Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des L derniers symboles de la trame OFDM. On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette recopie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoïdes sur la durée T_u [17].

Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous-porteuse f_k issus des divers trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de L est choisie de telle façon que la durée des L symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets.

1.2.4.4 Synchronisation en OFDM

Les erreurs de synchronisation dans un système OFDM, présentées par la figure 1.12, sont dues aux décalages en temps et en fréquence entre le signal reçu à l'entrée du récepteur et les horloges et oscillateurs locaux en réception.

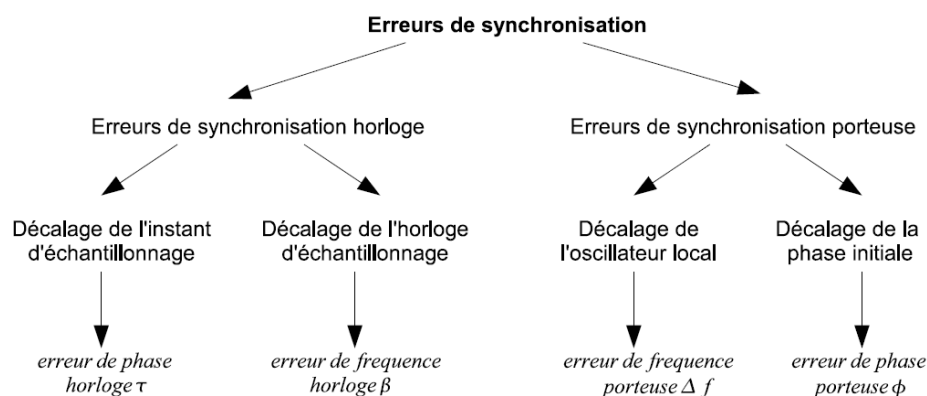


Fig. 1.12 Sources d'erreurs de synchronisation [16]

Ces erreurs de synchronisation perturbent le signal reçu et conduisent à des dégradations plus ou moins importantes des performances des systèmes. Afin de corriger ces erreurs plusieurs algorithmes de synchronisation sont proposés dans la littérature tel que :

- Algorithmes exploitant l'intervalle de garde.
- Algorithmes utilisant des symboles pilotes.
- Algorithmes de type aveugle.

1.2.4.5 PAPR: Peak-to-Average Power Ratio

Le fait que le signal OFDM temporel soit une somme de N sous-porteuses implique que les variations de l'amplitude de ce signal peuvent être très grandes. Une propriété importante du signal OFDM est qu'il a une large dynamique. Cette forte fluctuation d'enveloppe qui est caractérisée par un "facteur de crête" élevé. Le "facteur de crête" est la racine carrée du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui est l'appellation couramment utilisée dans la littérature. Cette caractéristique (PAPR élevé) rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance [3]. Le PAPR est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal [10].

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2}{\text{mean}_{0 \leq t \leq T_s} |s(t)|^2} \quad (1.8)$$

L'objectif est d'être le plus haut dans la première courbe de la figure 1.13 avant saturation pour avoir le meilleur gain. Plus le PAPR est grand, plus le gain moyen de l'ampli diminue.

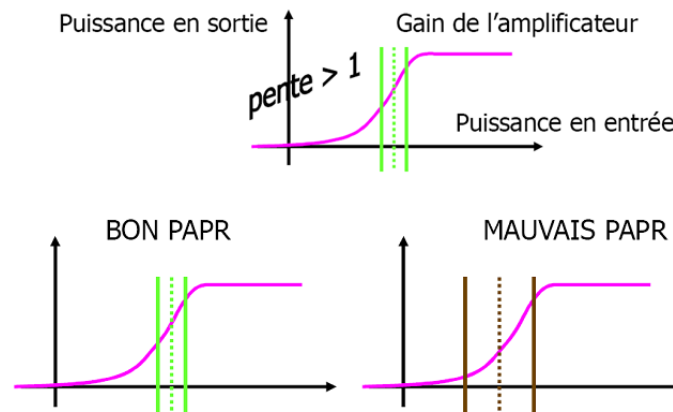


Fig. 1.13 Le PAPR et le gain d'amplification

L'entrelacement est une solution efficace au problème de PAPR. L'entrelacement (ou interleaving) consiste à mélanger les données de façon à ce que toutes les sous-porteuses transmettent la même puissance tout le temps.

1.2.5 Codage de canal : COFDM

Le système COFDM consiste en l'ajout d'un code correcteur d'erreurs en amont du modulateur OFDM, dont le but est de permettre au récepteur de corriger les erreurs introduites par le canal de transmission. Le code correcteur d'erreurs liant entre eux les symboles transmis en différents points a pour objectif de récupérer la plupart de l'information affectée par de fortes atténuations grâce à celle émise dans les meilleures sous bandes [18]. Notons également que les processus de codage peuvent être combinés avec l'étape de mise en constellation. Les méthodes de codages les plus utilisées, en COFDM, sont :

- le code convolutif avec un entrelaceur fréquentiel,
- la concaténation d'un code bloc de Reed-Solomon avec un code convolutif,
- la modulation codée en treillis,
- les turbo-codes.

1.2.6 Estimation de canal

L'estimation de canal peut être exécutée à l'aide de l'insertion de symboles pilotes sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM avec une période spécifique, connue sous le nom de (estimation du canal par pilotes de type bloc). Elle peut aussi être réalisée en insérant des symboles pilotes dans chaque symbole OFDM, connue sous le nom estimation du canal par pilotes de type peigne.

L'estimation du canal par pilotes de type bloc a été développée sous l'hypothèse d'un canal à évanouissement lent, c'est à dire, canal invariant sur plusieurs symboles OFDM.

Par contre, l'estimation du canal par pilotes de type peigne a été présentée pour satisfaire le besoin de l'égalisation quand le canal change d'un symbole OFDM à un autre ou dans un même symbole OFDM. De plus, d'un symbole à l'autre le canal est corrélé.

Bien que d'utilisation largement répandue par sa simplicité, le critère des moindres carrés (LS: Least Square) ne permet pas de profiter de la corrélation du canal entre deux symboles adjacents. En effet, sa mise en œuvre dans un tel problème reviendrait à réaliser une estimation du canal symbole par symbole.

En revanche, le critère du minimum de variance de l'erreur d'estimation ou de l'erreur quadratique moyenne (MMSE : Minimum Mean Square Error) permet de prendre en compte cette corrélation, et de l'information à priori sur le canal [2].

1.2.7 Avantages et les limites de l'OFDM

Les nouvelles technologies se basant sur les modulations multiporteuses orthogonales, présentent des avantages ainsi que des inconvénients.

1.2.7.1 Avantages de l'OFDM

- La robustesse des signaux OFDM aux canaux sélectifs en fréquence représente l'avantage principal de cette modulation. En effet, d'un point de vue fréquentiel, cette technique divise un canal large bande sélectif en fréquence en plusieurs sous-canaux à bande étroite non sélectifs avec une orthogonalité entre canaux très simples à égaliser. On peut tirer profit de la diversité fréquentielle en privilégiant les bonnes sous porteuses. Le principe du waterfilling (ou power loading) est alors utilisé : les sous porteuses qui ont un gain trop faible ne reçoivent pas de puissance.
- Les techniques multiporteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous-porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement à la modulation monoporteuse où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit). De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage correcteur d'erreur associés à un entrelacement entre fréquences permet d'atteindre les performances d'un canal sans écho.

- Enfin, la modulation est réalisée par une transformée de Fourier inverse et la démodulation via une simple transformée directe.

1.2.7.2 Limites de l'OFDM

La modulation OFDM n'a pas que des avantages, mais elle a aussi des inconvénients :

- Un des principaux inconvénients est que les signaux OFDM ont une forte fluctuation d'enveloppe qui est caractérisée par le PAPR élevé en comparaison avec les modulations monoporteuse. Un PAPR élevé rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance [3, 14]. Pourtant, pour des rendements élevés, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner dans une zone dite non linéaire (ou de saturation), malheureusement, c'est dans cette zone que se présentent les non linéarités qui créent des distorsions des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants quand les signaux à amplifier sont à PAPR élevés.
- L'intervalle de garde induit une perte d'efficacité spectrale.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de synchronisation. Les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques de compensation qui existent pour les modulations monoporteuse sont mal adaptées aux modulations multiporteuses et de nouvelles approches sont à l'étude.
- L'OFDM est également très délicate aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset). Dans ce cas, le "Frequency offset" est dû aux différences de la fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émission et de la réception, et engendre ainsi de l'interférence entre sous-porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses [14].
- Malgré ses nombreux avantages, la performance de l'OFDM est beaucoup moins satisfaisante dans un scénario de communication à grande mobilité, où l'effet Doppler joue un rôle important. Dans ce cas, les techniques traditionnelles, qui sont utilisées avec succès pour l'estimation de canal ou l'égalisation dans un environnement statique, fonctionneront de manière très dégradée [2].
- L'OFDM conventionnelle, utilise une forme d'onde rectangulaire parfaitement localisée en temps mais mal localisée en fréquence. Elle n'a pas été adoptée dans les communications radio mobiles vu sa sensibilité à la sélectivité temporelle (variations très rapides en temps) du canal de propagation, entraînée par le mouvement des stations mobiles. Le désir actuel d'utiliser cette technique dans les systèmes radio mobiles de 4^{ème} génération (4G) a motivé la recherche de nouvelles formes d'onde bien localisées en temps et en fréquence. L'OFDM/OQAM et l'OFDM suréchantillonnées sont des techniques qui autorisent ce type de forme d'onde [5].

1.2.8 Applications de l'OFDM

Les modulations multiporteuses sont maintenant utilisées dans diverses applications à haut débit, que ce soit en bande de base sur paire torsadée l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) dont l'application principale est l'internet haut débit ou sur onde porteuse pour les

transmissions sans fil. L'OFDM est utilisée dans la plupart des standards de communication [3] et [13].

En 1980, lorsque le projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) fut lancé, il fut démontré que les modulations OFDM pouvaient garantir les performances désirées pour ce système [1-2], [4], [6], [8].

En 1991, l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) retient l'OFDM comme modulation standard pour le DAB [3-4] et [15].

En 1995, dans le domaine de la télévision numérique terrestre, le standard DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) s'appuie sur la modulation OFDM avec un codage de canal (COFDM) [1-2], [6], [8].

En 1996, la société TELIA proposa une interface radio basée sur l'OFDM pour les systèmes de communication mobile UMTS (Universal Mobile Telecommunications System).

Entre 1999 et 2001, on voyait apparaître les standards WLAN (Wireless Local Area Network), comme l'IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi qui adoptaient la modulation OFDM comme spécification principale de leur couche physique. Wi-Fi (IEEE802.11b) fournit jusqu'à 11 Mb/s de données, et plus récemment IEEE802.11a/g qui peut aller jusqu'à 54 Mb/s. L'équivalent des réseaux locaux sans fil IEEE802.11a pour les Etats-Unis est le HiperLAN/2 pour l'Europe [2-4], [6], [8].

En 2004, le projet LTE (Long Term Evolution), avait comme objectif de définir les spécifications techniques de la future norme de réseau mobile de 4G, utilise l'OFDM pour une meilleure flexibilité dans l'utilisation du spectre.

En 2005, un nouveau standard basé sur l'OFDM vit le jour ; il s'agit de l'IEEE 802.16 nommé Wi-Max [3]. Ce système garantit un débit théorique jusqu'à 80Mbps et une portée de 50km. Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) IEEE802.20 est l'extension du standard IEEE802.16 pour les environnements mobiles.

En 2006, le procédé de modulation OFDM a été adopté pour les communications à très haut débit (480Mbps) et à courte portée (10m), basées sur la technologie Ultra Wide Band.

OFDM est aussi considéré dans l'IEEE 802.11n qui se base sur les systèmes MIMO (Multiple Input/Multiple Output) dont plusieurs antennes sont utilisées pour un multiplexage spatial.

En outre, l'OFDM a aussi récemment été considérée dans le cadre de communications acoustiques sous-marines : ce type de canal est en effet particulièrement sélectif, ce qui fait de l'OFDM une solution potentiellement intéressante.

1.3 Technique CDMA

1.3.1 Introduction

Les performances des systèmes de radio communications sont fortement liées aux choix techniques qui permettent à des utilisateurs multiples (multi-user) d'accéder à un canal de transmission. Ce choix crucial du système d'accès concerne aussi bien les systèmes de radio communications cellulaires terrestres (GSM : Global System for Mobile communications, UMTS : Universal Mobile Telecommunications Standard) que les systèmes satellitaires, ou encore les réseaux locaux sans fils (Wi-Fi, Bluetooth,...etc.).

Les techniques d'accès multiple conventionnelles se répartissent en 3 catégories [19] :

- **FDMA** : Frequency Division Multiple Access ou AMRF (Accès Multiple par Répartition de Fréquence). A chaque utilisateur est allouée une bande de fréquence. La juxtaposition des bandes de fréquences est réalisée avant la transmission sur le canal. En réception, des filtres adaptés permettent de sélectionner la bande de fréquence désirée. Cette technique a été utilisée en 1920 pour les liaisons radio [20].
- **TDMA** : Time Division Multiple Access ou AMRT (Accès Multiple par Répartition de Temps). On affecte à chaque utilisateur un créneau temporel durant lequel l'utilisateur peut transmettre ses données. Les messages de tous les utilisateurs sont donc intercalés. En réception, seul le créneau temporel désiré est détecté.
- **CDMA** : Code Division Multiple Access ou AMRC (Accès Multiple par Répartition de Codes). Tous les utilisateurs ont un accès simultané à toute la bande. La différenciation entre les utilisateurs se fait par attribution d'un code spécifique à chaque utilisateur. La CDMA appartient à la classe des multiplexages dits à étalement de spectre.

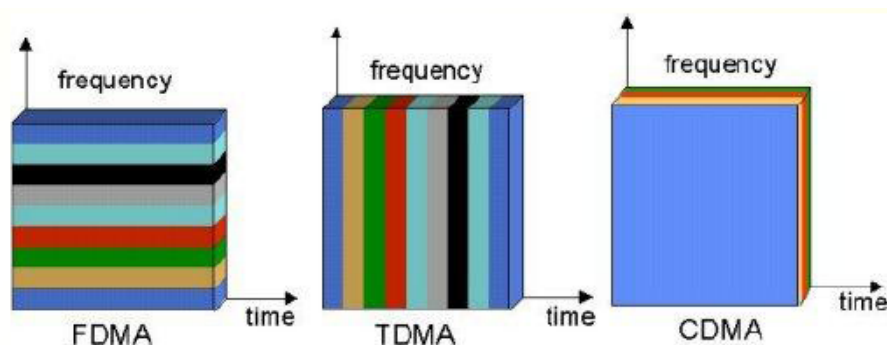


Fig. 1.14 Répartition en temps et en fréquence des techniques TDMA, FDMA et CDMA [19]

Nous avons choisi d'étudier plus particulièrement la technique CDMA. Ce qui a motivé notre choix est le fait que cette technologie est actuellement la plus en vogue car elle possède certains avantages. Cette technique d'accès est issue des transmissions étalées utilisées dans le contexte des transmissions militaires depuis de nombreuses années. Contrairement à des systèmes d'accès multiple FDMA ou TDMA, qui assignent une fréquence ou un intervalle de

temps à chaque utilisateur, en CDMA, les utilisateurs ont chacun un code d'étalement, et émettent simultanément, en partageant les mêmes fréquences. Ces codes sont orthogonaux ou quasi-orthogonaux, ce qui permet de séparer les utilisateurs à la réception.

Les ouvrages [9, 11, 12, 19, 21-24] traitent les aspects de l'étalement du spectre en CDMA. Dans le premier ouvrage [9], la partie II brosse un état de l'art des systèmes MC-CDMA. Le deuxième ouvrage [11], offre une vision générale sur les concepts de base de la CDMA pour les 2 et 3 générations (2G et 3G). La théorie et les applications de l'OFDM et la CDMA ont fait l'objet du troisième ouvrage [12]. Dans le quatrième ouvrage [19], la section 6 est consacrée à l'étude des méthodes d'accès. La CDMA est présentée dans chapitre six du [21]. Dans [22], les systèmes et les réseaux de communications sont détaillés. La TDD-CDMA pour les communications sans fil ont été exposés dans le 7^{ème} ouvrage [23]. En fin le dernier ouvrage offre une vision générale sur la théorie et les applications de l'OFDM et la CDMA.

1.3.2 Principe de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre du signal d'information peut être effectué en le multipliant par une séquence spécifique, dite code d'étalement, qui possède un débit plusieurs fois supérieur au débit du signal original (Fig. 1.15). Les séquences de codes utilisées sont composées d'une série d'impulsions nommées "chips " afin d'être distinguées des "bits " qui composent une séquence de données. Cette technique est désignée par étalement de spectre par séquence directe (DS-SS pour Direct Sequence-Spread Spectrum) [25].

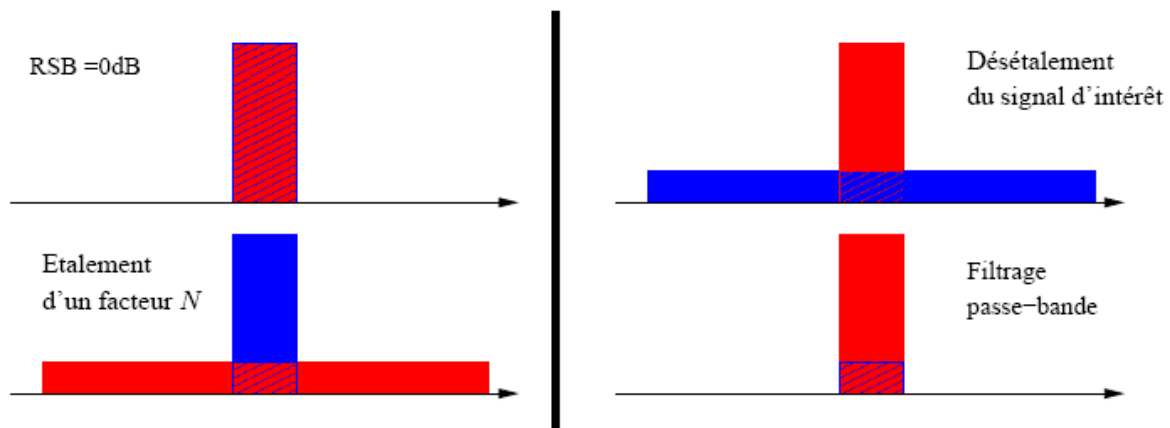


Fig. 1.15 Le principe de l'étalement de spectre

Plusieurs études ont associé la CDMA aux autres techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, WDM, ...etc.) pour obtenir de meilleures performances, l'arbre représenté dans la figure 1.16 regroupe l'ensemble de cette classification.

Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première, sous le nom de CDMA directe, regroupe la CDMA à séquences directes, la CDMA à saut de fréquence, lent ou rapide, et la CDMA à saut de temps. La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchisée.

La méthode que nous utiliserons est la DS-CDMA; c'est une méthode de la CDMA où l'étalement spectral est réalisé en multiplexant directement une séquence de code adresse avec les données à transmettre.

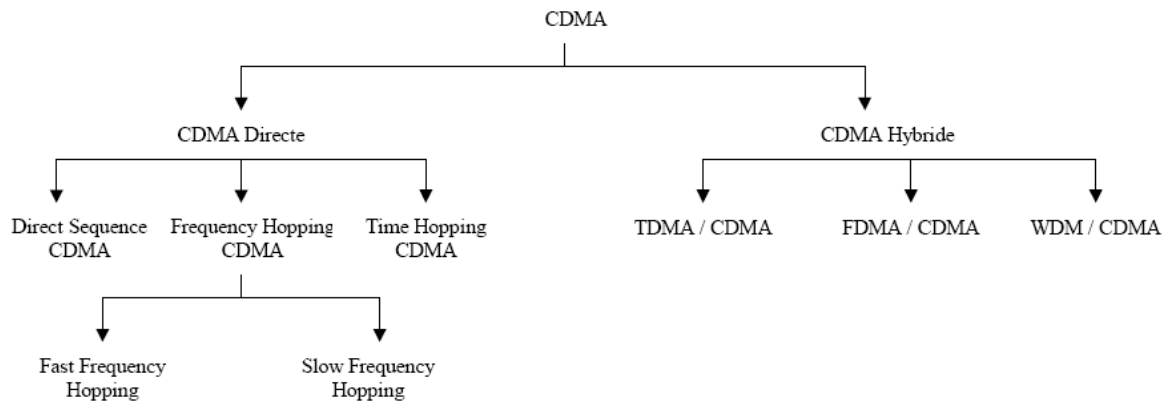


Fig. 1.16 Les différentes techniques CDMA [11]

1.3.2.1 Etalement de spectre par séquence directe DS-CDMA

Dans la CDMA à séquence directe (DS-CDMA), les données associées à un utilisateur sont modulées en phase, en fréquence ou en amplitude. Le signal résultant est par la suite codé par une séquence de code (Fig. 1.17), par exemple une séquence pseudo aléatoire, puis superposé aux autres signaux traités de la même manière.

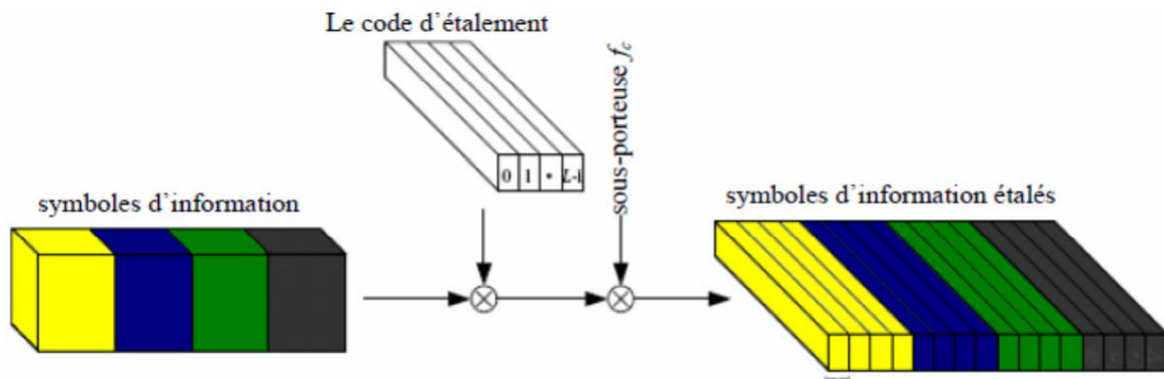


Fig. 1.17 Principe de la DS-CDMA

La CDMA permet de coder et de transmettre autant de signaux qu'il est possible de générer de séquences de code à la seule condition que ces séquences satisfassent à des propriétés d'auto et d'intercorrélations adaptées (Fig. 1.18). Ces conditions de corrélation permettent de contrôler et de minimiser les interférences d'accès multiples (MAI : Multiple Access Interference) responsables, en partie, de l'augmentation du BER lors de la détection et du décodage [26].

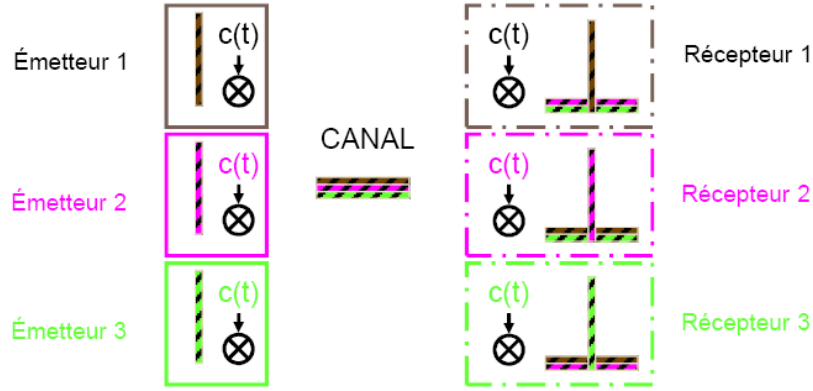


Fig. 1.18 Exemple de la CDMA dans le cas de trois utilisateurs

Considérons un système DS-CDMA avec N_u utilisateurs. Le symbole du $m^{\text{ème}}$ utilisateur est indiqué par $a_m(k)$, dont la période est égale à T . Ces symboles sont étalés par une séquence propre à chaque utilisateur $c_m(n)$, où chaque chip possède une durée T_c . Le signal étalé est donné par :

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_m \left(\left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n) \delta(t - nT_c) \quad (1.9)$$

Où le facteur d'étalement est $N = T/T_c$ et $\delta(\cdot)$ est la fonction impulsion de Dirac.

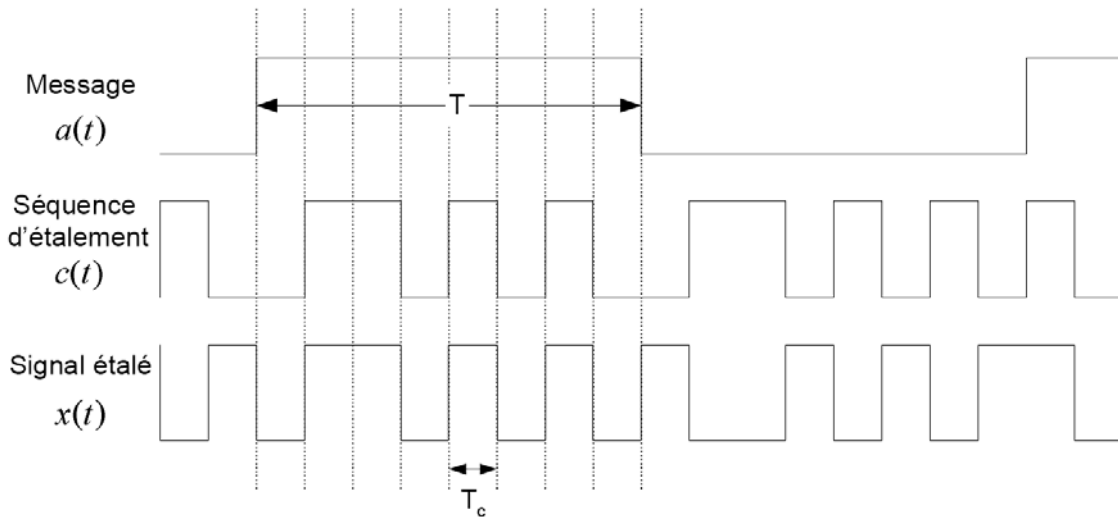


Fig. 1.19 Etalement de spectre par séquence directe

Le signal $x_m(t)$ est appliqué à un filtre demi-Nyquist $g(t)$ avant la transmission et au filtre adapté $g(-t)$ à la réception. On considère un modèle de canal à trajets multiples $h'_m(t)$ qui est décrit par :

$$h'_m(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} \delta(t - \tau_{m,p}) \quad (1.10)$$

Où p est l'indice du trajet, $\gamma_{m,p}$ est une variable complexe, avec une distribution Rayleigh pour l'amplitude et uniforme pour la phase, et $\tau_{m,p}$ est le retard du $p^{\text{ème}}$ trajet du canal du $m^{\text{ème}}$ utilisateur.

Alors, le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N_u-1} x_m(t) * g(t) * h'_m(t) * g(-t) + b(t) \quad (1.11)$$

où $b(t) = b'(t) * g(-t)$, $b'(t)$ étant le bruit additif.

Afin de simplifier les notations, on groupe les filtres en un seul filtre $h_m(t)$:

$$h_m(t) = h'_m(t) * s(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \gamma_{m,p} s(t - \tau_{m,p}) \quad (1.12)$$

où $s(t) = g(t) * g(-t)$.

On obtient finalement :

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N_u-1} x_m(t) * h_m(t) + b(t) \quad (1.13)$$

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N_u-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \gamma_{m,p} a_m \left(\left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) c_m(n) s(t - nT_c - \tau_{m,p}) + b(t)$$

Tout d'abord, considérons le cas le plus simple où $N_u = 1$, le canal a un seul trajet $P = 1$ de phase égale à zéro et gain unitaire, et le récepteur est calé sur ce trajet, c'est-à-dire, $h(t) = \delta(t)$. Le signal reçu échantillonné à la cadence chip s'écrit :

$$r(t) = a \left(\left\lfloor \frac{n}{N} \right\rfloor \right) C(n) + b(t) \quad (1.14)$$

en posant: $r(n) = r(nT_c)$

Le symbole reçu $\tilde{a}(k)$ est obtenu par le désétalement du signal reçu, réalisé en multipliant par le conjugué du code d'étalement convenablement calé :

$$\tilde{a}(k) = \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} r(n) c^*(n) \quad (1.15)$$

$$\tilde{a}(k) = a(k) \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} |c(n)|^2 + \sum_{n=kN}^{N(k+1)-1} b(n) c^*(n) \quad (1.16)$$

Dans cette expression, le premier terme est le signal d'intérêt et le deuxième est le bruit. Pour obtenir un bon désétalement du signal, il faut que le code dans le récepteur soit parfaitement calé avec le trajet, car des erreurs de l'ordre d'une période chip peuvent se traduire par l'impossibilité de récupérer le symbole étalé.

En effet, en utilisant des séquences d'étalement différentes, il est possible d'émettre simultanément et dans la même bande de fréquences plusieurs flux d'information pouvant appartenir à des utilisateurs distincts. La séparation des flux d'information se faisant dans le domaine des codes, l'intercorrélation entre deux codes quelconques doit être la plus faible possible, à savoir proche de zéro.

La littérature met à disposition une grande variété de familles de codes d'étalement ayant de bonnes propriétés d'intercorrélation et d'autocorrélation. Dans le cas de communications synchrones, c'est-à-dire lorsque l'ensemble des séquences d'étalement sont émises en même temps, les performances optimales peuvent être obtenues par l'utilisation de codes orthogonaux, tels que les codes de type OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor), les codes de Walsh-Hadamard, ou encore les séquences complémentaires de Golay. Pour des communications asynchrones, on a recours à l'utilisation de séquences non orthogonales présentant un bon compromis entre de bonnes propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. On peut notamment citer les codes de Gold, Kasami [8].

1.3.2.2 Détecteurs

Le récepteur optimal doit exploiter les trajets multiples au lieu de les supprimer, en combinant de façon cohérente leurs contributions au signal émis. Les récepteurs qui existent sont regroupés de la façon suivante :

- 1) Détection mono-utilisateur
 - Récepteur Rake

- 2) Détection multi-utilisateurs
 - Maximum de vraisemblance (MV ou ML : Maximum Likelihood)
 - Récepteurs linéaires (ZF : Forçage à zéro et MMSE : minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne)
 - Récepteurs non-linéaires (Détecteur à retour de décision : DFE, Successive Interference Cancellation : SIC en français annulateur d'interférence et enfin Parallel Interference Cancellation : PIC en français annulateur d'interférence).

Clairement, les techniques de détection multi-utilisateurs sont plus complexes à mettre en œuvre que les techniques de détection individuelle.

Les détecteurs proposés dans la littérature sont décrits dans le cas d'une transmission synchrone, et sont présentés comme généralisables au cas asynchrone, qui peut s'écrire simplement comme une extension du cas synchrone.

1.3.3 Avantages et limites de la CDMA

1.3.3.1 Avantages de la CDMA

- Le principal avantage de la CDMA est qu'il présente une protection excellente contre le bruit, les interférences et le piratage, ce qui l'a rendu particulièrement attrayant pour les applications militaires et les systèmes de localisation par satellites tels que GPS (Global Positioning System) où l'immunité à l'interférence et la sécurité sont des préoccupations majeures.

- De plus cette technique offre une flexibilité plus importante que les deux autres

techniques (FDMA et TDMA). En effet, en situation d'utilisation intensive, un usager supplémentaire ne serait pas nécessairement bloqué. Mais bien sûr, son acceptation affectera la qualité de transmission des autres usagers.

- Du point de vue des réseaux cellulaires, la puissance des interférences peut être réduite en diminuant le taux de transmission de l'information vocale durant les périodes de silence. Cette particularité n'est pas exploitée avec les autres techniques.
- Pour la CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne plus d'avantage à exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence et les intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.
- La DS-CDMA présente une grande résistance aux trajets multiples. Le système est d'autant plus robuste que les codes présentent de bonnes propriétés d'autocorrélation (autocorrélation proche du Dirac). Dans ce cas, les interférences entre les différents trajets seront réduites. De plus, les trajets multiples peuvent être combinés à la réception par utilisation d'un récepteur Rake (râteau) qui permet de combiner la contribution de chaque trajet et de combattre le phénomène d'évanouissement.
- L'approche est très robuste vis à vis des brouilleurs à bande étroite. Cela vient du fait que seulement une partie du signal souffre de l'action de ce bruit, tandis qu'un signal de bande étroite peut être complètement perdu si les spectres coïncident.
- Finalement, les partisans de la CDMA affirment qu'il est possible d'obtenir une capacité supérieure avec ce procédé qu'avec la technique TDMA.

1.3.3.2 Limites de la CDMA

- la CDMA est limitée par les MAI. Il a été récemment reconnu que cette interférence n'était pas une limitation intrinsèque au système CDMA : elle est plutôt due à la nature du récepteur mono-utilisateur qui ignore la présence de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette simple observation a donné naissance à une grande activité de recherche qu'on évoque sous le nom de Détection Multi-Utilisateurs. Plusieurs schémas de réception CDMA, de complexités et de performances diverses, ont été proposés.
- L'efficacité spectrale de la DS-CDMA est faible : le débit utile par utilisateur est faible par rapport à la largeur de bande occupée.
- Le DS-CDMA est sensible à l'effet proche-lointain. Les signaux venant des utilisateurs les plus proches de la station de base et donc reçus avec un niveau de puissance plus élevé interfèrent avec les signaux plus faibles des utilisateurs lointains. Un mécanisme de contrôle de puissance doit être mis en œuvre pour ajuster les niveaux de puissance des utilisateurs en fonction de la distance qui les séparent de la station de base.
- Enfin la synchronisation temporelle des codes est difficile à assurer du fait de la courte durée d'un chip du code.

1.3.4 Applications de la CDMA

Après le développement des systèmes numériques, la technique CDMA a trouvé des applications dans :

- Les systèmes de communication par satellite.
- La deuxième génération (2G) de systèmes cellulaires IS-95 utilisé dans les pays d'Amérique du nord.
- La troisième génération (3G), avec le CDMA2000 et WCDMA.
- Le système de localisation GPS.

1.4 Technique MC-CDMA

1.4.1 Introduction

Selon la référence [9], dans la partie II, au chapitre 8, plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour associer l'OFDM comme technique de modulation et la CDMA comme technique d'accès, permettant d'obtenir de très bonnes performances dans le cas de transmissions sur des canaux sélectifs en fréquence. En effet, cette association permet de tirer profit de la robustesse et de l'efficacité spectrale de la modulation OFDM tout en bénéficiant de la souplesse offerte par l'accès multiple à répartition par code. Différentes combinaisons ont été proposées. Elles se différencient par la façon dont sont imbriquées les opérations d'OFDM et de CDMA.

Généralement il y a trois types de combinaisons, la combinaison CDMA-OFDM qui donne la technique MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access), la combinaison DS-CDMA-OFDM donnant la technique MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequences Code Division Multiple Access), et la technique MT-CDMA (Multi Tone Code Division Multiple Access) qui utilise un étalement du spectre dans le domaine temporelle après le bloc IFFT. Une vue d'ensemble de ces techniques a été présentée par Prasad et Hara [27-28], et par Hanzo et al. [9].

Nous présenterons, dans ce qui suit, les définitions de base des deux techniques les plus prometteuses d'après la littérature: la MC-CDMA et la MC-DS-CDMA.

1.4.2 Fonctionnement de la MC-CDMA

Depuis son apparition en 1993, la MC-CDMA a fait l'objet de nombreuses analyses techniques [9-10]. Au lieu d'appliquer la technique d'étalement du spectre dans le domaine temporel, nous l'appliquons dans le domaine fréquentiel, en modulant les différents chips du code d'étalement avec les sous-porteuses OFDM.

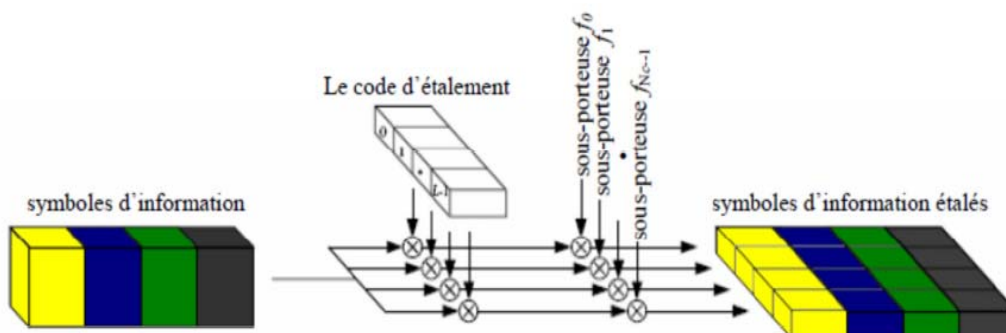


Fig. 1.20 Génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur

Le code d'étalement est appliqué directement en parallèle au même bit d'entrée. Donc le signal à transmettre pour le $i^{\text{ème}}$ symbole de données de l'utilisateur numéro j , est sous la forme :

$$s_i^j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} b_i^j c_k^j e^{2\pi(f_0 + kf_d)t} p(t - iT) \quad (1.17)$$

Où :

- N : le nombre de sous-porteuses
- b_i^j : le $i^{\text{ème}}$ symbole du message pour l'utilisateur j
- c_k^j : représente le $k^{\text{ème}}$ chip, $k = 0, 1, \dots, N - 1$ du code d'étalement pour l'utilisateur j
- f_0 : la fréquence de la porteuse principale
- f_d : l'espace entre les sous-porteuses
- $p(t)$: l'impulsion rectangulaire décalée dans le temps :

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Dans le cas où $f_d = 1/T$, le signal transmis peut être généré par l'utilisation de l'IFFT, comme dans le cas des systèmes OFDM. La structure globale du transmetteur peut être implantée par la concaténation de l'étalement DS-SS et la modulation OFDM comme le montre la figure 1.21.

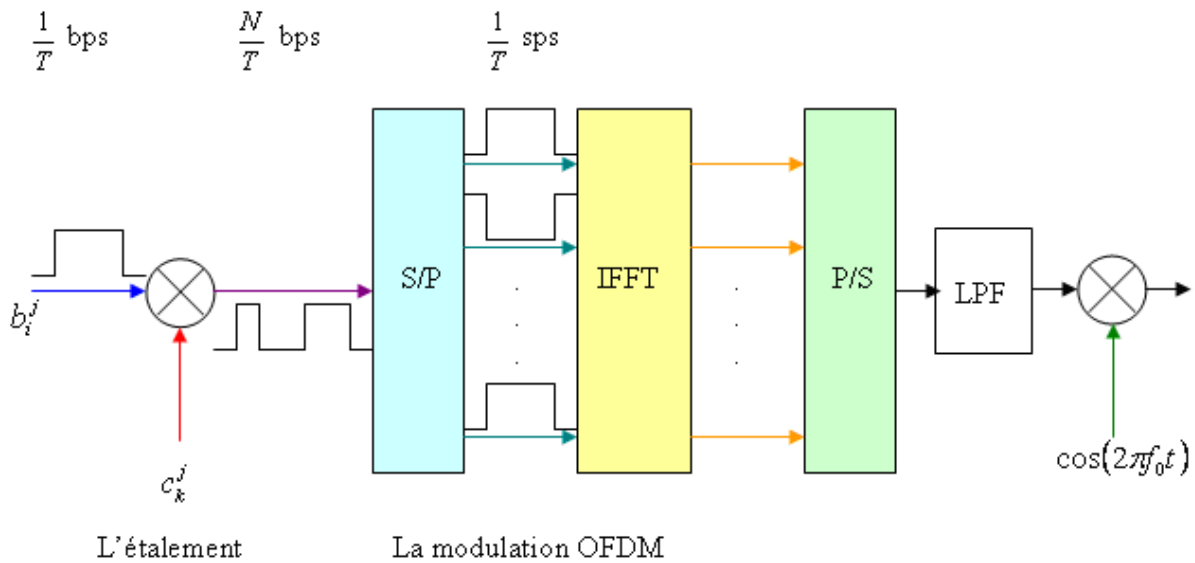


Fig. 1.21 Schéma du Transmetteur MC-CDMA

Dans la figure 1.21, on génère N copies du même symbole d'entrée b_i de l'utilisateur j , chaque copie $b_{i,k}$ est multiplié par un chip du code d'étalement c_k avec $k = 0, 1, \dots, N - 1$, et l'IFFT est appliqué pour les N chips en parallèle.

Il est nécessaire d'avoir autant de sous porteuses que de copies du symbole (N sous porteuses). Les valeurs à la sortie du block « IFFT » sont en parallèle et échantillonnées dans le temps. Après la conversion parallèle/série, le filtrage passe-bas (LPF) est nécessaire pour avoir une forme continue du signal. Le signal ainsi obtenu est modulé par la fréquence

principale f_c et transmis vers le récepteur. Le spectre fréquentiel du signal émis est un spectre OFDM avec un espace entre les sous porteuses $f_d = \frac{N}{T}$.

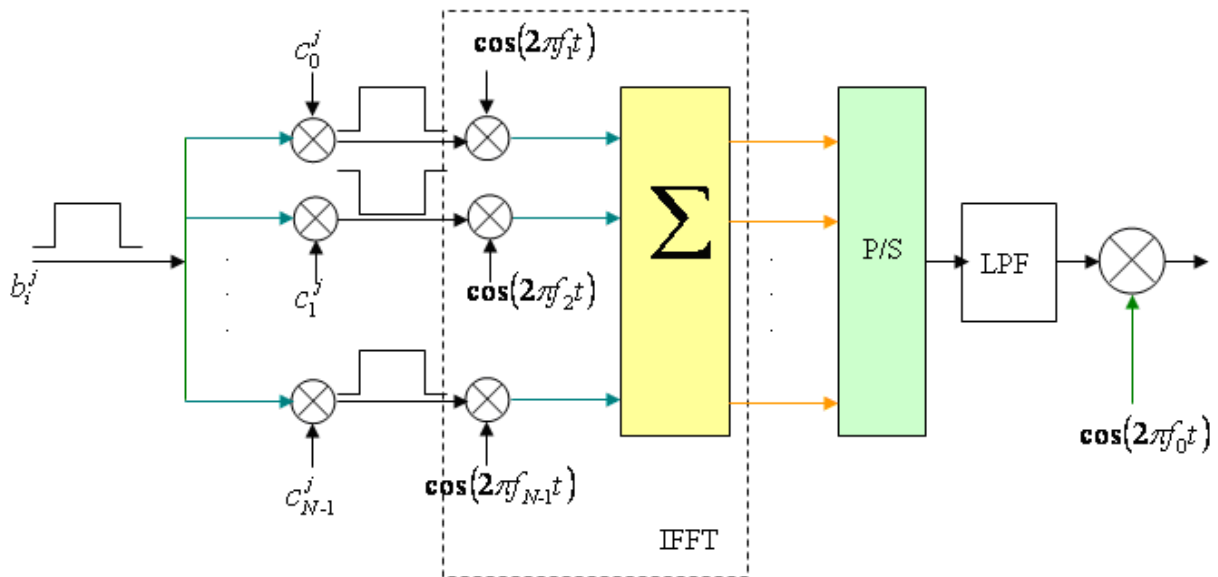


Fig. 1.22 Un autre schéma du transmetteur MC-CDMA

Au niveau du récepteur montré dans la figure 1.23 pour chaque porteuse, le signal correspondant au chip c_k est récupéré à l'aide du block «FFT» après un échantillonnage à la fréquence N/T . Ensuite le chip récupéré est corrélé avec le code local de l'utilisateur j dans le but de récupérer l'information originale b_i .

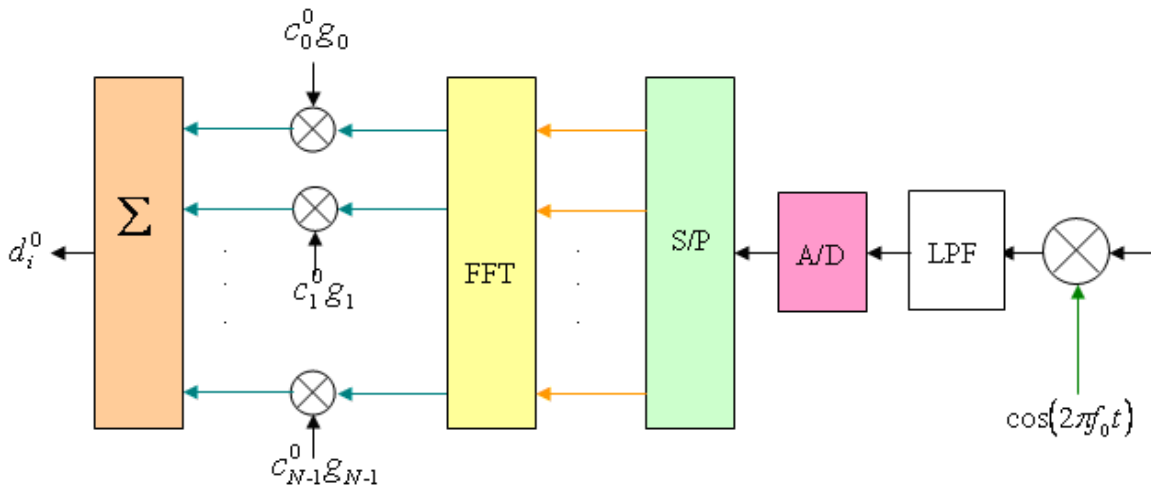


Fig. 1.23 Schéma du récepteur MC-CDMA

Le signal du $i^{\text{ème}}$ symbole reçu au niveau du récepteur pour la sous porteuse numéros k est sous la forme :

$$r_{k,i} = \sum_{j=0}^{J-1} H_k b_i^j c_k^j + n_{k,i} \quad (1.18)$$

- J : le nombre des utilisateurs
- H_k : la réponse fréquentiel du canal pour la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse
- $n_{k,i}$: les échantillons du bruit

Pour l'utilisateur numéro '0', le récepteur MC-CDMA multiplie le signal $r_{k,i}$ de l'équation (1.18) par les chips de la séquence d'étalement, c_k^0 , ainsi que par le gain g_k qui est calculé à travers une estimation du canal de transmission de la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse, pour chaque symbole de sous porteuse reçu, $k = 0,1,\dots,N-1$, et la somme de tous ces produits donne, d_i^0 , illustré par :

$$d_i^0 = \sum_{k=0}^{N-1} c_k^0 g_k r_{k,i} \quad (1.19)$$

Généralement, la longueur du code d'étalement est choisie égale au nombre de sous porteuses, mais des variantes sont possibles pour mieux adapter le signal au canal.

L'avantage de cette technique d'accès multiple est d'introduire de la diversité fréquentielle puisqu'une fraction de chaque symbole est transmise sur chacune des N sous porteuses.

1.4.3 Fonctionnement de la MC-DS-CDMA

Pour cette technique on transmet plusieurs signaux DS-CDMA en parallèle avec la structure OFDM [9], la figure 1.24 montre le principe de fonctionnement d'un émetteur MC-DS-CDMA. Dans une première étape, les M bits successifs de l'utilisateur j , $b_i^j, i = 0,1,\dots,M-1$ sont convertis série/parallèle. Ensuite chaque bit b_i^j est étalé par la séquence du code d'étalement du $j^{\text{ème}}$ utilisateur dans le domaine temporel. Les autres opérations sont identiques au cas d'un émetteur MC-CDMA.

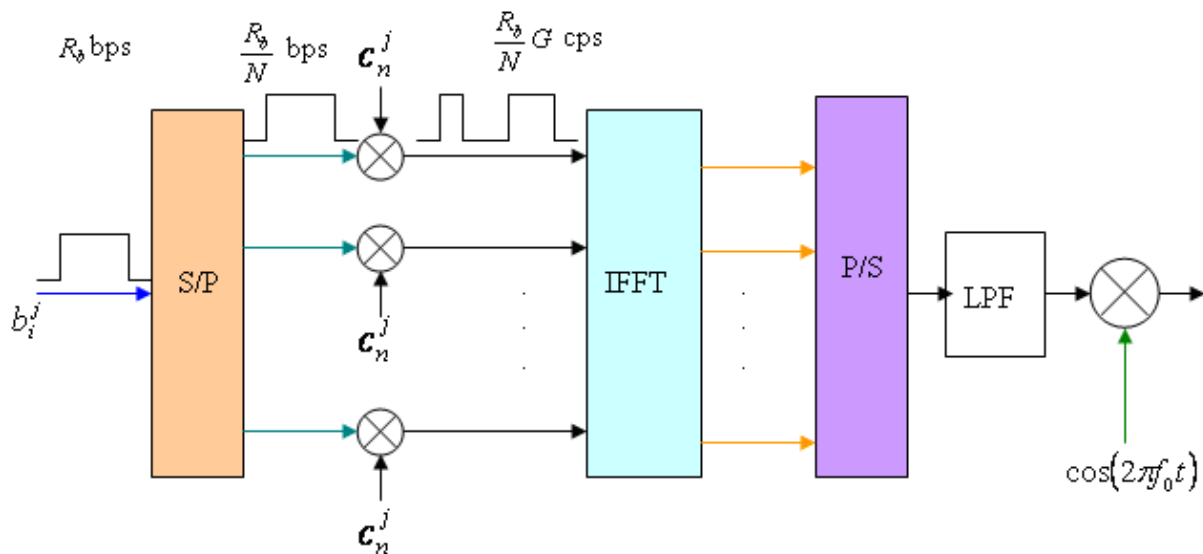


Fig. 1.24 Schéma du récepteur MC-DS-CDMA

Dans ce cas, les bits b_i^j arrivant avec un débit égal R_b . Ce débit est réduit à R_b / N à la fin de

la conversion S/P avec N est le nombre de sous porteuses. Ensuite, on obtient un débit $R_b G / N$ à cause de l'étalement, où G est le facteur d'étalement. Le spectre de fréquence à la sortie de l'émetteur est un spectre OFDM, où l'espace entre deux fréquences adjacentes est :

$$f_d = \frac{R_b}{N} G \quad (1.20)$$

Le récepteur MC-DS-CDMA comprend un démodulateur OFDM et un corrélateur sur chaque porteuse. Une fraction de chaque symbole est donc transmise sur une seule des sous-porteuses. Du fait de l'allongement du temps symbole sur chaque sous-porteuse, la durée d'un chip est moins courte qu'en DS-CDMA, ce qui facilite la synchronisation des codes.

1.4.4 Avantages et limites de la MC-CDMA

1.4.4.1 Avantages de la MC-CDMA

- Un avantage majeur de la MC-CDMA consiste en son gain de diversité fréquentiel [29].
- Mise en œuvre plus facile pour les services hauts débit par rapport à la DS-CDMA.
- Résistante aux évanouissements.

1.4.4.2 Limites de la MC-CDMA

- PAPR élevé.
- Sensible à la fréquence porteuse décalée (difficile à déployer pour les véhicules à grande vitesse).
- Sensible au bruit de phase.

1.4.5 Applications de la MC-CDMA

La technique MC-CDMA est prometteuse pour:

- Les futures générations des systèmes de communication radio mobile [29-30].
- Le canal PLC (power line communication).
- La radio cognitive.
- L'environnement sans fil d'intérieur (indoor Wireless Environment) [31].

1.5 Canal de propagation

L'environnement dans lequel émet un système de communication représente son canal de propagation. La connaissance du comportement du canal est donc une étape essentielle dans la conception et la réalisation de n'importe quel type de système de communications. Nous présentons dans cette partie les problèmes généralement rencontrés dans les canaux de transmission sans fil.

1.5.1 Phénomènes de propagation

Quels que soit le réseau de communication sans fil dans lequel l'utilisateur se trouve, les signaux émis sont sujets à différents phénomènes (réflexion, diffraction, diffusion, ...etc.), de pertes de puissance et à des évanouissements, qui viennent modifier leurs formes, c'est à dire leur amplitude et leur phase. Ce comportement aléatoire limite les performances des technologies de transmission sans fil en termes de portée de communication et de qualité de transmission [2], [31-33]. Les principaux mécanismes qui caractérisent les interactions de l'onde électromagnétique avec son environnement sont:

- **La réflexion** ("reflection"): elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde (λ), comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs. Une partie de l'énergie de l'onde est réfléchiée et l'autre partie est absorbée par l'obstacle suivant le phénomène de réfraction.
- **La diffraction** ("diffraction"): elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("shadowing").
- **La diffusion** ("scattering"): elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de sa longueur d'onde ou plus petite, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.
- **La réfraction**: elle se produit lorsque le signal traverse un mur, ou une surface et se trouve dans un milieu ayant un indice de réfraction différent du premier milieu de propagation. Ce phénomène induit une déviation de la direction de propagation.
- **Le guidage d'ondes**: il se traduit lorsque le signal traverse un tunnel, un couloir. Le signal se propage dans la direction du guide.

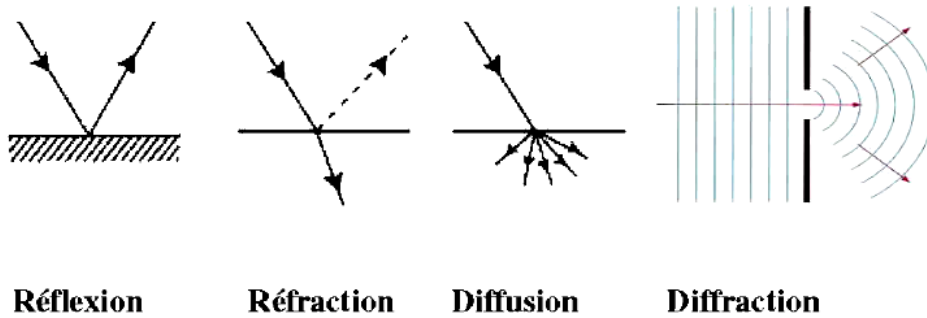


Fig. 1.25 Présentation des phénomènes de propagation

Nous constatons ainsi que la propagation d'un signal radio rencontre ces différents phénomènes dont l'intensité varie en fonction des environnements. L'ensemble de ces phénomènes rend la prédiction de comportement très complexe. L'une des caractéristiques dans un canal sans fil est l'évanouissement, connu sous le nom «fading». C'est la variation de l'amplitude et de la phase du signal avec le temps et la fréquence. Il peut être causé par les trajets multiples (multi-path fading), ou l'ombrage des obstacles (shadowing). Les phénomènes d'évanouissement peuvent être classés en deux types:

- À grande échelle ;
- À petite échelle.

1.5.2 Fading à grande échelle

On parle de fading à grande échelle lorsque le mobile se déplace sur une grande distance. Il est causé par les pertes de propagation du signal en fonction de la distance et l'ombrage des objets tels que des immeubles et la végétation.

1.5.2.1 Pertes de propagation

Les pertes de propagations sont définies comme le rapport entre la puissance du signal reçue et celle transmise, ce qui décrit l'atténuation de la puissance moyenne en fonction de la distance. Il est important de la connaître afin d'établir un bilan de liaison approprié pour une bonne couverture radio.

1.5.2.2 L'ombrage

L'ombrage signifie la puissance moyenne du signal reçu sur une grande surface (environ une dizaine de longueurs d'onde) due à l'évolution dynamique des trajets de propagation par laquelle les nouveaux trajets apparaissent et les anciens disparaissent. À cause de la variation de l'environnement immédiat, la puissance reçue est différente de la puissance moyenne pour une distance donnée qui affecte de façon globale les pertes de propagations.

1.5.3 Fading à petite échelle

Le fading à petite échelle concerne la variation rapide du niveau du signal. La variation rapide est due aux interférences constructives et destructives des multi-trajets lorsque le mobile se déplace sur une courte distance. Le fading à petite échelle consiste en deux mécanismes indépendants. L'étalement temporel du signal et la variation temporelle du comportement du canal de propagation. La variation temporelle du canal cause un décalage de Doppler. Pour le mesurer, on regarde l'élargissement spectral du signal causé par le mouvement relatif du récepteur par rapport à l'émetteur. Le décalage de Doppler f_d est une fonction de la vitesse du récepteur. Il a un impact sur la description du canal, en fait grâce à lui on peut dire si le canal est à évanouissement lent (Slow Fading) ou à évanouissement rapide (Fast Fading). Dans un canal à fading rapide, le temps de cohérence, T_c du canal est plus petit que la durée du symbole du signal transmis $T_s \sim T_c$ tandis que dans un canal à fading lent, la réponse impulsionnelle du canal change à un débit plus lent que le signal en bande de base transmis $s(t)$. La période symbole du signal est plus petite que le temps de cohérence du canal $T_s \ll T_c$.

1.5.3.1 Pertes multi-trajets

a) Le fading plat (Flat fading)

Si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal ($B_s \ll B_c$), les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification. Lors d'évanouissements, toute la bande du signal est alors fortement atténuée, ce qui conduit à une diminution du rapport signal à bruit. Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits "évanouissements plats" et le canal est alors non-sélectif en fréquence.

b) Sélectivité fréquentielle

Si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal ($B_s > B_c$), les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal. L'étalement des retards étant supérieur à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences entre symboles. Le canal de propagation est alors sélectif en fréquence.

1.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons décrit et caractérisé le signal OFDM. Les systèmes multi-porteuses permettent de surmonter efficacement les dégradations introduites par le canal comme la sélectivité en fréquence. Grâce aux progrès dans la fabrication des circuits numériques, la réalisation du système OFDM devient possible. Bien que cette dernière ait été choisie comme la couche physique standard pour une diversité de systèmes importants, la théorie, les algorithmes, et techniques de sa mise en œuvre reste les sujets d'intérêt actuel.

Le système DS-CDMA présente une grande résistance aux trajets multiples. Le système est d'autant plus robuste que les codes présentent de bonnes propriétés d'autocorrélation. Dans ce cas, les interférences entre les différents trajets seront réduites. De plus, les trajets multiples peuvent être combinés à la réception par utilisation d'un récepteur Rake qui permet de combiner la contribution de chaque trajet et de combattre le phénomène d'évanouissement.

Par ailleurs, la technique MC-CDMA offre un excellent rapport performance complexité. C'est pourquoi cette technique MC-CDMA est aujourd'hui une des candidats pressentis pour la voie descendante des réseaux de télécommunications mobiles.

1.7 Références du chapitre 1

- [1] S. Tertois, *Réduction des effets des non linéarités dans une modulation multi-porteuses à l'aide de réseaux de neurones*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Décembre 2003.
- [2] H. Hijazi, *Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM*. Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Novembre 2008.
- [3] D. Guel, *Etude de nouvelles techniques de réduction du « facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multi-porteuses*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Décembre 2009.
- [4] S. M. J. Bilfagih, *Transmission multiple porteuses utilisant un codage détecteur/correcteur d'erreur de type LDPC sur canaux MIMO : Détection multi-utilisateurs, Turbo égalisation, Diversité Temps, Espace, Fréquence*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Mars 2005.
- [5] A. Skrzypczak, *Contribution à l'étude des modulations multi-porteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées*. Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Novembre 2007.
- [6] C. Lengoumbi, *Accès multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires post 3G : allocation de ressources et ordonnancement*. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, Mars 2008.
- [7] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multicarrier Digital Communication theory and application of OFDM*. Kluwer Academic Publishers, New York & Boston, 2002.
- [8] E. Gueguen, *Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multi-bandes OFDM*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Janvier 2009.
- [9] L. Hanzo et al., *OFDM and MC-CDMA for broadband Multi-user communications, WLANs and broadcasting*. John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [10] C.R. Nassar et al., *Multicarrier technologies for Wireless communication*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [11] H. H. Chen, *The next generation CDMA technologies*. John Wiley & Sons, Ltd 2007.
- [12] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications*. John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [13] Y.G. LI and S. Gordan, *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Springer science + business media, Inc 2006.
- [14] A. Latif, *Hybrid QAM - FSK (HQFM) OFDM transceiver with low PAPR*. Thèse de Doctorat, Ghulam Ishaq Khan Institute of Engineering Sciences & Technology, January, 2009.
- [15] M. Crussiere, *Etude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2005.
- [16] H. A. Tai, *Application des techniques multi-porteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite*. Thèse de Doctorat, Institut National

- Polytechnique de Toulouse, Mars 2009.
- [17] V. Dégardin, *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2002.
- [18] V. Mannoni, *Optimisation des codes LDPC pour les communications multi-porteuses*. Thèse de Doctorat, Université de Reims champagne Ardenne, Juin 2004.
- [19] J. D. Gibson, *The Communication Handbook*. Second edition, CRC Press LLC, 2002.
- [20] S. D. Ilcen, *Global Mobile satellite communication for maritime, Land and Aeronautical Applications*. Springer, 2005.
- [21] D. Torrieri, *Principles of Spread-spectrum Communication Systems*. Springer Science + Business Media, Inc, 2005.
- [22] M. O. Kolawole, *Satellite Communication Engineering*. Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [23] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa, *TDD-CDMA for Wireless Communications*. Artech House, Inc, 2003.
- [24] K. S. Zigangirov, *Theory of code division multiple access communication*. John Willey & Sons, Inc., 2004.
- [25] C. Panazio, *Etude fréquentielle de l'étalement de spectre et impact sur la conception d'un récepteur de radiocommunications universel*. Thèse de Doctorat, Conservatoire National des Arts et Métiers, Mai 2005.
- [26] M. Lourdiane, *CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques*. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Janvier 2005.
- [27] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," in *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 1, pp. 22-25, Sep. 1996.
- [28] S. Hara and R. Prasad, "An overview of multicarrier CDMA Communications," *IEEE Magazine*, vol. 35, pp.126-133, Dec. 1997.
- [29] Y. Nasser, *Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio mobile*. Thèse de Doctorat, université de Grenoble, Octobre 2006.
- [30] A. C. McCormick and E. A. Al-Susa, "Multicarrier CDMA for future generation mobile communication," *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 52-60, Apr. 2002.
- [31] P. Mary, *Etude analytique des performances des systèmes radio mobiles en présence d'évanouissements et d'effet de masque*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, Février 2008.
- [32] A. Belhouji, *Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*. Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Octobre 2009.
- [33] O. Florens, *Augmentation du débit des liaisons radio fréquences*, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, Janvier 2005.

Chapitre 2

Chapitre 2: Détection multi-utilisateurs MuDs pour les systèmes DS-CDMA

2.1	Introduction	45
2.2	Détecteurs mono-utilisateurs	46
	2.2.1. Détecteur Conventionnel	46
2.3	Détecteurs multi-utilisateurs	49
	2.3.1. Détecteur Optimal	50
	2.3.2. Détecteurs Sous-optimaux	51
	2.3.2.1 Détecteur Décorrélateur	51
	2.3.2.2 Détecteur MMSE	52
	2.3.2.3 Détecteur SIC	53
	2.3.2.4 Détecteur PIC	54
	2.3.2.5 Détecteur Hybride	54
	2.3.2.6 Détecteur Adaptatif	55
2.4	Comparaison des MuDs	55
	2.4.1. Performances	55
	2.4.2. Complexité	56
2.5	Etude comparative des MuDs.....	56
	2.5.1 Canal AWGN	56
	2.5.2 Canal de Rayleigh	57
	2.5.3 Débit binaire	57
	2.5.4 Efficacité spectral	57
	2.5.5 Rapport signal sur bruit	58
	2.5.6 Taux d'erreur binaire	58
	2.5.7 Rapport signal sur bruit par bit	58
	2.5.8 Capacité d'un canal de transmission	59
	2.5.9 Résultats de simulation	59
2.6	MuDs avec les méthodes avancées	63
2.7	Conclusions	63
2.8	Références du chapitre 2.....	64

2.1 Introduction

Dans les systèmes de transmission CDMA tous les usagers partagent les ressources en temps et en fréquences. Ils ne sont séparés qu'en utilisant des codes (signatures). Ces codes doivent être orthogonaux pour distinguer les usagers et permettre ainsi au filtre apparié (MF : Matched Filter) de reconstituer l'information de l'utilisateur désiré.

Toutefois, en pratique, le canal de transmission à trajets multiples et variant dans le temps impose un degré d'asynchronisme qui détruit l'orthogonalité fixée entre les usagers actifs. Il devient ainsi difficile de séparer les informations des usagers les uns des autres, on parle d'interférences d'accès multiples (MAI). Des interférences entre les symboles (ISI) émis par un même usager, apparaissent aussi, d'autant plus dans le cas de forts débits de transmission. De plus, la position plus ou moins proche des usagers par rapport à la source d'émission pose le problème proche-lointain qui détériore également la transmission.

Pour faire face à ces interférences le détecteur joue un rôle décisif. Les détecteurs dits conventionnels, le RAKE ou les filtres MF, ignorent totalement dans leurs principes la présence des MAI, les considérant comme du bruit. Ainsi ils ne représentent pas une solution viable à la problématique de la CDMA. Une nouvelle classe de détecteur a donc dû être mise au point : les détecteurs multi-utilisateurs (MuD).

Ce chapitre se veut donc une introduction à la détection multi-utilisateurs, et en particulier les notions qui serviront à la bonne compréhension des chapitres suivants. Il est organisé de la façon suivante : la deuxième partie présente de façon succincte le fonctionnement du détecteur conventionnel mono-utilisateur. La troisième partie présente les détecteurs multi-utilisateurs. Nous nous intéressons d'abord au détecteur optimal. Nous présentons ensuite les méthodes classiques de détection multi-utilisateurs dans le cas d'un système synchrone tel que le Décorrélateur, le MMSE, le SIC, le PIC, l'Hybride et l'Adaptatif. Dans une quatrième partie, nous présentons une comparaison de différents détecteurs multi-utilisateurs, dans la cinquième partie, nous abordons des simulations de comparaison de quelques détecteurs utilisés dans le cas d'une transmission CDMA. Finalement dans la dernière partie, la détection multi-utilisateurs basée sur les techniques avancées est présentée.

Les techniques MuD sont exposées ici dans le contexte des transmissions DS-CDMA avec modulation BPSK sur canal AWGN. On notera que ces techniques sont généralement transposables à n'importe quel type d'accès.

2.2 Détecteurs mono-utilisateurs

Dans un système DS-CDMA, les trajets multiples peuvent être considérés comme un avantage. En effet, si chaque trajet est porteur de la même information, on peut en combiner plusieurs afin d'obtenir un signal unique dont la puissance serait renforcée. Cette idée est le principe fondateur du détecteur conventionnel.

2.2.1. Détecteur Conventionnel

Le détecteur conventionnel fonctionne comme si chaque utilisateur était seul sur le canal, il lie le signal reçu avec une réplique du code d'étalement. Le détecteur conventionnel fait abstraction des interférences provenant des autres utilisateurs, qui sont considérés comme un bruit supplémentaire, d'où la dégradation de la qualité du signal détecté.

En considérant un système DS-CDMA avec K utilisateurs, la modulation en phase (BPSK) avec des séquences de codes $c_k(t)$ prenant des valeurs de l'ensemble $\{+1, -1\}$ pour l'étalement spectral. Le signal émis est représenté sur la figure 2.1.

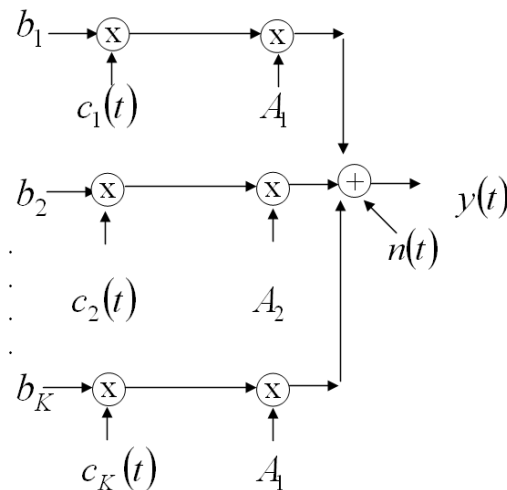


Fig. 2.1 Model du signal DS-CDMA [51]

Le signal reçu quand le canal est modélisé comme étant un bruit blanc Gaussien (AWGN) est:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k c_k(t) + n(t), \quad t \in [0, T] \quad (2.1)$$

Avec :

T : Période de symbole

$\|c_k(t)\|^2 = \int_0^T c_k^2(t) dt = 1$: Signature (code) du $K^{\text{ème}}$ utilisateur normalisée.

A_k : Amplitude du $K^{\text{ème}}$ utilisateur

$b_k = \{+1, -1\}$: Bit émis par le $K^{\text{ème}}$ utilisateur

$n(t)$: Bruit blanc Gaussien de moyenne nulle et variance σ^2

Dans le cas synchrone, la sortie du filtre adapté pour le $K^{\text{ème}}$ utilisateur est :

$$y_k = \langle y, c_k \rangle = \int_0^T y(t) c_k(t) dt = A_k b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j b_j \rho_{kj} + n_k \quad (2.2)$$

En remarque bien que y_k est composé de trois termes. Le premier est l'information désirée, le deuxième terme est dû à l'intercorrélation avec les signaux des autres utilisateurs appelés MAI et le dernier représente le bruit.

L'intercorrélation entre une paire de signature joue un rôle important dans les performances d'un détecteur DS-CDMA, on définit l'intercorrélation telle que :

$$\rho_{kj} = \langle c_k, c_j \rangle = \int_0^T c_k(t) c_j(t) dt, \quad |\rho_{kj}| \leq 1 : \text{Intercorrélation entre les signatures}$$

$$n_k = \int_0^T n(t) c_k(t) dt : \text{Bruit blanc Gaussien}$$

Sous forme matricielle :

$$\underline{y} = \mathbf{R} \underline{A} \underline{b} + \underline{n} \quad (2.3)$$

Avec $\underline{y} = [y_1, \dots, y_K]^T$, $\underline{b} = [b_1, \dots, b_K]^T$, $\mathbf{A} = \text{dia}(A_1, \dots, A_K)$, $\mathbf{R} = (\rho_{ij})_{i,j}$ et $\underline{n} = \mathbf{N}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{R})$

L'existence des MAI $_k = \sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{kj}$ entraîne une dégradation importante sur la capacité et les performances d'un système DS-CDMA, ce terme augmente avec le nombre des interférents.

Si les signatures sont orthogonales alors $\rho_{kj} = 0$ pour $j \neq k$, donc la sortie du filtre adapté pour le $K^{\text{ème}}$ utilisateur devienne : $y_k = A_k b_k + n_k$ et la probabilité d'erreur sur la variable de décision y_k est dans ce cas :

$$\text{BER}_k(\sigma) = P_k(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sigma}\right) \text{ et } \hat{b}_k = \text{sgn}(\langle y, s_k \rangle) = \text{sgn}(y_k) \quad (2.4)$$

Où la fonction Q est donnée par : $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$

Mais dans la vraie vie les signatures ne sont pas orthogonales $\rho_{kj} \neq 0$ pour $j \neq k$. A titre d'exemple dans le cas d'un système à deux utilisateurs la probabilité d'erreur du 1^{er} utilisateur est :

$$\text{BER}_1(\sigma) = P_1(\sigma) = \frac{1}{2} Q\left(\frac{A_1 - A_2 |\rho|}{\sigma}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{A_1 + A_2 |\rho|}{\sigma}\right) \quad (2.5)$$

Il a été démontré que si la relation $A_2/A_1 > 1/|\rho|$ est vérifiée, le détecteur conventionnel donne

des performances médiocres à cause de l'effet proche-lointain.

Pour atteindre des performances acceptables, les intercorrélations entre les signaux doivent être faibles. En résumé, la stratégie la plus simple pour démoduler un signal DS-CDMA c'est d'utiliser des filtres adaptés (Fig. 2.2).

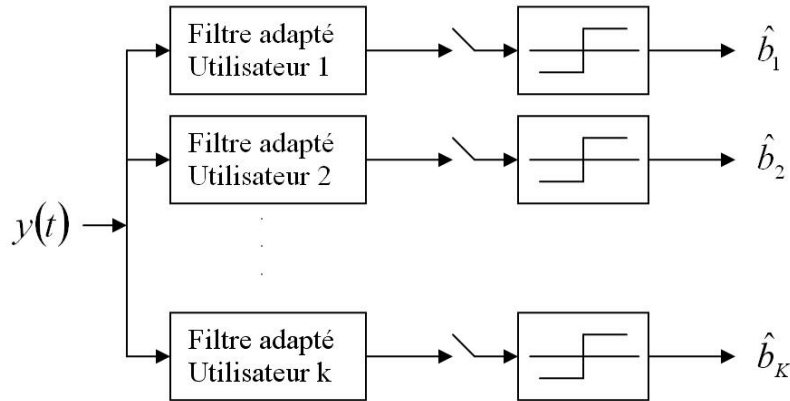


Fig. 2.2 Détecteur conventionnel

Le Rake est le détecteur dit conventionnel. Il a été très utilisé pour la 2G et la 3G des systèmes cellulaires grâce à sa faible complexité de calcul. Il peut être utilisé au niveau de la station de base et des stations mobiles.

Le détecteur Rake est composé d'un banc de corrélateurs dits fingers et d'un combineur. Il nécessite aussi la connaissance des paramètres du canal fournis par un estimateur de canal.

Dans chaque finger, on trouve un corrélateur et un générateur de code. Le corrélateur effectue la fonction de corrélation entre le signal reçu et le code généré localement. L'estimateur de canal détecte le retard temporel de chacun des trajets sur une fenêtre de temps de longueur finie, puis donne cette information aux corrélateurs.

Chaque finger doit être synchronisé avec le retard de chaque trajet et le nombre de fingers est égal au nombre de trajets que l'on veut traiter. Enfin, le rôle du combineur est tout simplement d'additionner les différentes copies des symboles d'information disponibles à la sortie de chaque finger et permettre ainsi de minimiser les dégradations suscitées par les ISI - ce qui se traduit par une amélioration globale des performances du détecteur. Le combineur le plus répandu est celui à rapport maximal (MRC: Maximum Ratio Combiner). Pour combiner les trajets, il faut qu'ils soient suffisamment séparés dans le temps, forme de diversité temporelle, pour pouvoir les dissocier. La séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un chip pour assurer la décorrélation entre ceux-ci.

Il a été récemment reconnu que cette interférence MAI n'était pas une limitation intrinsèque au système DS-CDMA, mais elle est plutôt due à la nature du détecteur mono-utilisateur qui ignore la présence de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Cette simple observation a donné naissance à une grande activité de recherche qu'on évoque sous le nom de Détection Multi-utilisateurs.

2.3 Détecteurs multi-utilisateurs

Comme en témoigne la littérature très dense, la conception de détecteurs multi-utilisateurs fait l'objet d'une multitude de travaux. Cela peut s'exprimer par le défi et l'importance que représente la bonne conception d'un MuD. En effet, coté performance, ce type de détecteur doit pouvoir retrouver l'information de tous les usagers actifs à partir d'un signal reçu, la somme de toutes les informations transmises, distorsionnés par, notamment, les MAI et les ISI. Le MuD doit être capable d'effectuer cette tâche aussi bien :

- en présence d'évanouissement,
- pour différents débits de transmissions,
- pour le plus grand nombre possible d'utilisateurs en simultanément,
- pour fonctionnement en temps réel.

L'objectif de la détection multi-utilisateurs est simple, c'est d'estimer l'interférence générée par les autres utilisateurs pour l'éliminer. En utilisant les informations multi-utilisateurs pour mieux détecter chaque utilisateur. Plusieurs schémas de détecteurs, de performances et de complexités diverses, ont été proposés [51-53]. On distingue les détecteurs suivants : optimal et sous-optimal. A leur tour les détecteurs sous optimaux se divisent en deux types: détecteurs linéaires et détecteurs non linéaires comme le montre la figure 2.3.

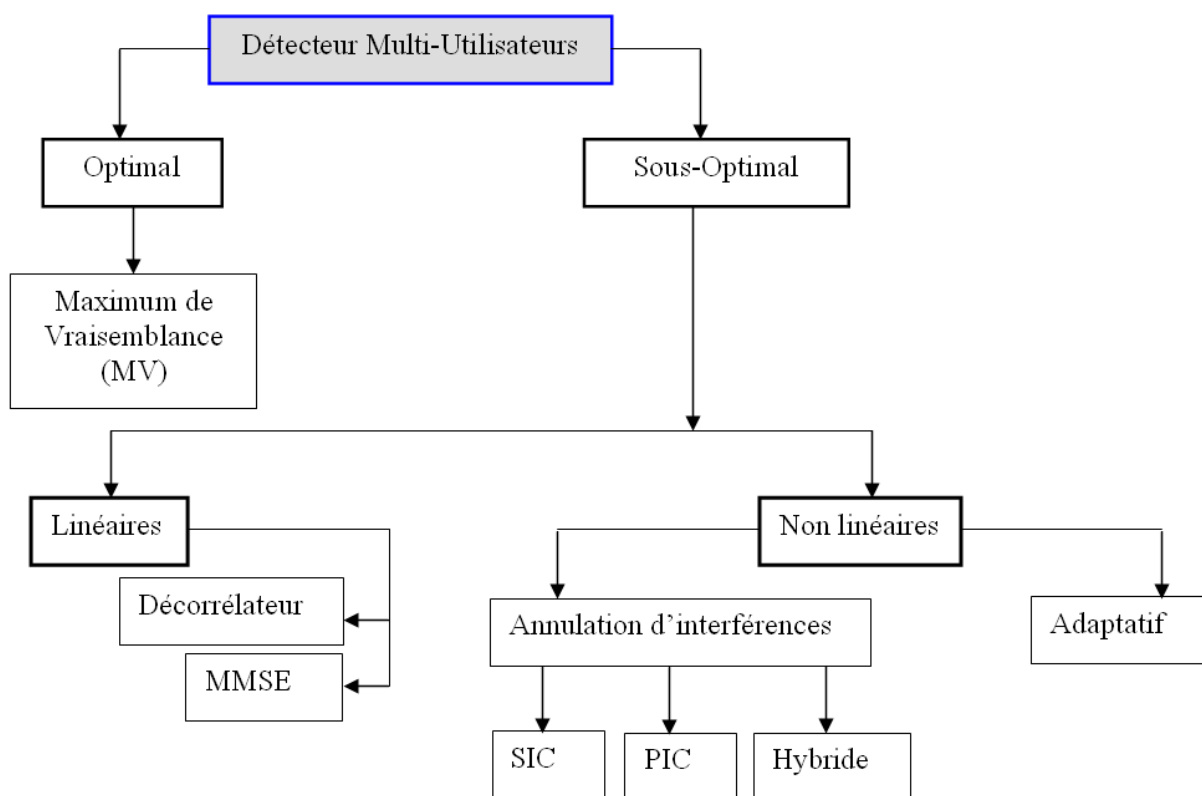


Fig. 2.3 Différents détecteurs multi-utilisateurs

2.3.1. Détecteur Optimal

Les bases du détecteur multi-utilisateurs optimal (OMuD) sont posées et analysées par Sergio Verdù [54] dans un contexte CDMA au début des années 80.

Ce détecteur est composé d'un banc de corrélateurs suivi d'un algorithme de Viterbi qui, d'après le principe de maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood), est capable de déterminer l'information transmise par chacun des K utilisateurs.

La complexité de cet algorithme est d'ordre de 2^K , ce qui rend son implantation impossible dans des applications temps réel.

En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté détecteur, le détecteur ML donne les symboles estimés \hat{b} grâce à la formule:

$$\text{Détection individuelle : } \hat{b}_k \text{ minimise } L_k(\mathbf{b}) = \sum_{\mathbf{b}, b_k = b} \exp(\Omega(\mathbf{b})/2\sigma^2) \quad (2.6)$$

$$\text{Détection conjointe : } \hat{\mathbf{b}}_k \text{ maximise } \Omega(\mathbf{b}) \quad \text{avec} \quad \Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A} \mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{b} \quad (2.7)$$

Le principal avantage de cette détection est qu'elle est optimale mais elle a des inconvénients car elle est très complexe et nécessite beaucoup d'information a priori.

Compte tenu de ces limitations pratiques liées à la grande complexité de l'algorithme du maximum de vraisemblance, spécialement pour les constellations de grande taille, de nombreux algorithmes sous-optimaux ont vu le jour. Il est cependant possible d'approcher les performances du ML en gardant une complexité raisonnable. Nous allons évoquer les principales et leurs carences aux vues des exigences à remplir par un MuD.

2.3.2. Détecteurs Sous-optimaux

Les détecteurs sous-optimaux se divisent en deux parties les détecteurs linéaires et non linéaires. Parmi les détecteurs linéaires : le Décorrélateur et le MMSE.

2.3.2.1 Détecteur Décorrélateur

Le détecteur Décorrélateur, dont la structure est illustrée sur la figure 2.4, réalise la décorrélation des contributions des utilisateurs aux différentes composantes du vecteur d'observation. Le vecteur résultant de la sortie des filtres adaptés peut être écrit sous la forme : $\underline{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b} + \underline{n}$

On peut remarquer que le détecteur conventionnel pourrait faire des erreurs même en l'absence du bruit, ce qui implique qu'on peut trouver : $\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) = \text{sgn}((\mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b})_k) \neq b_k$

On suppose que la matrice d'intercorrélations \mathbf{R} est inversible, si on multiplie le vecteur sortant des filtres par \mathbf{R}^{-1} alors : $\hat{b}_k = \text{sgn}((\mathbf{R}^{-1}\underline{y})_k) = \text{sgn}(\mathbf{A}\underline{b})_k = b_k$

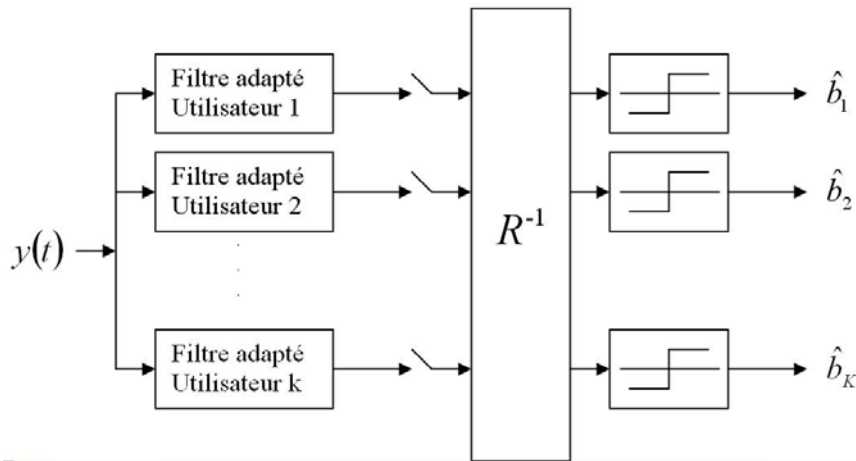


Fig. 2.4 Détecteurs Décorrélateur

Si on introduit le terme du bruit, on obtient :

$$\hat{b}_k = \text{sgn}((\mathbf{R}^{-1}\underline{y})_k) = \text{sgn}(\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{A}\underline{b} + \underline{n})_k) = \text{sgn}(\mathbf{A}\underline{b} + \mathbf{R}^{-1}\underline{n})_k \quad (2.8)$$

Dans ce cas, on remarque que la seule source d'interférence est le bruit, pas d'interférences causées par les autres utilisateurs. La probabilité d'erreur dans ce cas est :

$$\text{BER}_k(\sigma) = P_1(\sigma) = Q\left(\frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2 R_{kk}^{-1}}}\right) \quad (2.9)$$

On remarque que la probabilité est indépendante des amplitudes des autres utilisateurs, ce qui montre que le Décorrélateur est insensible à l'effet de l'éblouissement. Le Décorrélateur [53]-[55] utilise l'inversion de matrice \mathbf{R} de cross-corrélation des codes assignés aux usagers afin d'améliorer les performances des méthodes conventionnelles. Cette matrice inverse aide à réduire les MAI mais augmente le bruit [55].

2.3.2.2 Détecteur MMSE

Le MMSE-MuD est une extension du Décorrélateur basée sur la méthode de Wiener [56] qui minimise l'erreur quadratique moyenne (MMSE : Minimum Mean Square Error) impliquant également l'inversion de matrice. Ce détecteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal.

Le détecteur MMSE est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Il consiste à choisir une forme d'onde c_k pour l'utilisateur K qui minimise $E\left\{\left(b_k - \langle c_k, y \rangle\right)^2\right\}$

Le bit estimé s'écrit alors : $\hat{b}_k = \text{sgn}(\langle c_k, y \rangle)$

Ce qui revient à déterminer le vecteur m_k qui minimise $E\left\{\left(b_k - m_k^T y\right)^2\right\}$.

On définit ainsi K problèmes d'optimisation indépendants.

Soit \mathbf{M} la matrice formée par les vecteurs m_k . Le problème se résout alors par la minimisation de $E\left\{\|\underline{b} - \mathbf{M}\underline{y}\|^2\right\}$.

La matrice \mathbf{M} qui réalise le MMSE est $\mathbf{M} = \mathbf{A}^{-1}[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1}$. Ainsi, le détecteur MMSE donne pour décision $\hat{b}_k = \text{sgn}\left(\left([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \underline{y}\right)_k\right)$. Le détecteur MMSE a la structure présentée par la figure 2.5.

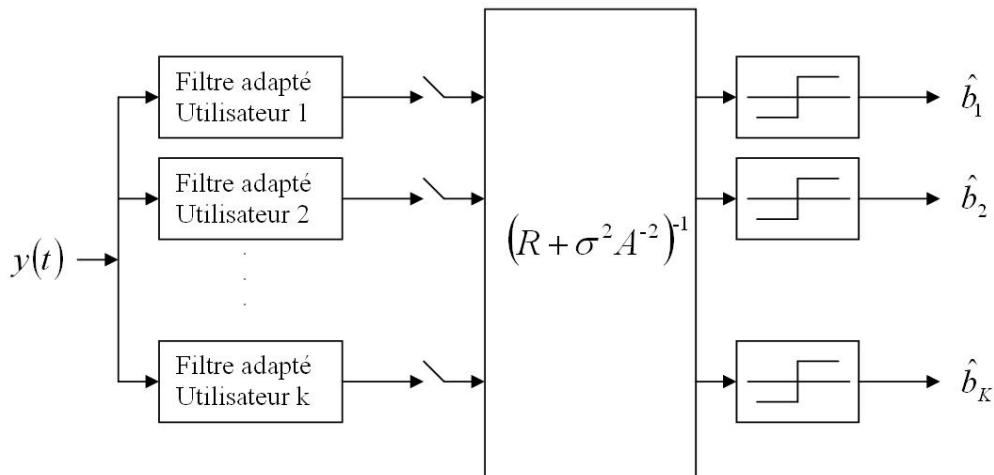


Fig. 2.5 Détecteurs MMSE

La mise en œuvre du détecteur MMSE impose la connaissance des amplitudes des signaux des utilisateurs et de la puissance du bruit. Connaissant parfaitement le canal et la variance du bruit, cette méthode peut annuler les distorsions de manière optimales.

Sans tenir compte de ces conditions non réalistes, tout comme le Décorrélateur, l'inversion de matrice à calculer à chaque changement de canal en fait une méthode de complexité très élevée [57].

Les méthodes d'annulation d'interférence (IC : Interference Cancellation), [54-55] [58], appliquées au MuD apparaissent dans [55], comme la classe de méthodes la plus prometteuse pour faire face à la problématique du DS-CDMA. Les MuD IC possèdent une complexité acceptable [57] mais restent encore très gourmands en ressources matérielles.

Ces méthodes IC visent, à partir des estimés des symboles transmis par les usagers, à générer les interférences et reconstruire les contributions de chaque usager par soustraction de ces interférences du signal reçu ; contributions à partir desquelles seront estimés de nouveaux symboles transmis et ainsi de suite pendant un certain nombre d'itérations jusqu'à décision final.

Il existe deux structures principales de IC : (i) PIC qui effectue l'annulation des interférences de chaque usager en parallèle souvent à travers plusieurs étages, MPIC [59-61]; (ii) SIC qui annule les interférences successivement de l'utilisateur le moins corrompu au plus détérioré [59-60] [62]. Une de ces deux variantes sera plus performante que l'autre. A priori, le SIC est moins complexe que le PIC, mais le PIC reste plus flexible et permet à des processeurs plus lents en parallèle de faire les opérations requises.

2.3.2.3 Détecteur SIC

Par principe, dans cette technique (SIC : Successive Interference Cancellation), les utilisateurs sont analysés d'abord en fonction de leurs niveaux de puissance. Le signal d'information de l'utilisateur avec la puissance la plus élevée est ensuite estimé et retranché du signal des autres utilisateurs $A_1 > A_2 > \dots > A_K$. Cette procédure est répétée pour tous les utilisateurs.

Un détecteur de type SIC permet de détecter des signaux à faible puissance pouvant être affectés par l'effet proche-lointain. Il faut néanmoins remarquer que ce type de détecteur est sous-optimal, dans le sens où seul le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence causée par les autres utilisateurs.

De plus, lorsque l'estimation de l'interférence des autres utilisateurs n'est pas très précise, cela peut représenter une source d'erreur qui pourrait se propager tout le long de la boucle d'annulation d'interférence. Quand cela arrive, au lieu d'améliorer les performances du détecteur, au contraire, elle peut, fortement les dégrader.

Enfin, lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé, l'algorithme doit être suffisamment rapide pour éviter des retards qui peuvent contraindre les performances globales du récepteur [52].

$$\hat{\mathbf{b}}_k = \text{sgn} \left(\mathbf{y}_k - \sum_{j=k+1}^K \mathbf{A}_j \hat{\mathbf{b}}_j \rho_{jk} \right) \quad (2.10)$$

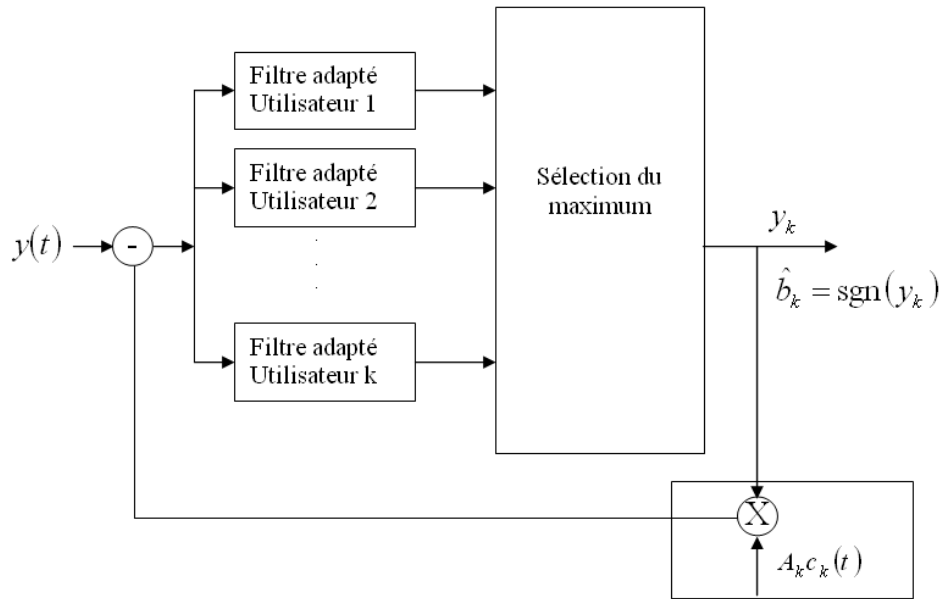


Fig. 2.6 Détecteurs SIC

2.3.2.4 Détecteur PIC

A la différence du détecteur SIC, dans un détecteur PIC, l'interférence des K utilisateurs est retranchée complètement pour chaque utilisateur. Le temps de détection dans un détecteur PIC est également optimisé : cette tâche est effectuée en parallèle. Le processus d'estimation/soustraction peut se répéter en plusieurs étapes en fonction de la précision souhaitée. Un détecteur PIC est plus complexe à mettre en œuvre qu'un détecteur SIC [52].

$$\hat{\mathbf{b}}_k^{(m+1)} = \text{sgn} \left(\mathbf{y}_k - \sum_{j \neq k}^K \mathbf{A}_j \hat{\mathbf{b}}_j^{(m)} \rho_{jk} \right) \quad (2.10)$$

Avant chaque étape de génération des interférences des IC, une décision douce « soft » ou dur « hard » sur les symboles estimés peut être opérée ; une décision soft, plus complexe à mettre en place, permet de garder un niveau de doute sur l'estimée favorisant l'attente de performances [57]. Les méthodes IC restent particulièrement sensibles à la propagation de bruits et au contrôle des puissances liées au phénomène proche-lointain; de multiples travaux ont été présentés pour améliorer la méthode sur ces sujets [60-61].

2.3.2.5 Détecteur Hybride

Les techniques hybrides combinent les idées du PIC et du SIC. Traditionnellement, on effectue un groupement des signaux d'information des différents utilisateurs. Puis pour chaque groupe, une première détection en parallèle est effectuée et suivie d'une annulation d'interférence successive.

2.3.2.6 Détecteur Adaptatif

Les algorithmes adaptatifs se basent sur un système numérique dont les coefficients se modifient eux-mêmes en fonction des signaux extérieurs. Ces algorithmes permettent de s'adapter aux conditions changeantes des systèmes sans fil.

2.4 Comparaison des MuDs

Comme le démontre les quelques classifications de MuDs, il existe différentes méthodes pour séparer les signaux les uns des autres en minimisant l'effet négatif de l'interférence MAI. Bien entendu, ces détecteurs n'obtiennent pas des performances équivalentes et ne présentent pas les mêmes degrés de complexité.

Afin de justifier le choix d'un détecteur particulier pour n'importe quelle application, il faut évaluer les besoins en terme de performance et les limites en terme de complexité. Par conséquent, une étude comparative des MuDs a été réalisée dans [57].

2.4.1. Performances

Comme mentionné dans la section 2.2, le détecteur mono-utilisateurs n'est donc pas conçu pour éliminer l'interférence d'accès multiple. Comme son traitement consiste seulement à séparer les signaux usager les uns des autres, ces performances se dégradent très rapidement plus le nombre d'usagers est élevé. Aussi, son traitement dépend de la qualité de l'estimer du canal émis par l'estimateur de canal, lequel ne peut reproduire exactement le canal.

L'un des inconvénients du détecteur multi-utilisateurs optimal est le niveau élevé de la complexité arithmétique. Cette dernière croît d'une façon exponentielle avec le nombre d'utilisateurs. De ce fait, il est difficile de le mettre en œuvre dans la pratique.

Les inconvénients majeurs associés aux techniques de détection linéaire telle que MMSE sont l'inversion des matrices et la nécessité d'une bonne estimation du niveau de bruit.

En ce qui concerne les méthodes d'annulation des interférences, le PIC demeure le candidat de choix en comparaison avec le SIC. En effet, le PIC s'annonce comme le plus prometteur pour une mise en œuvre dans la pratique. Pour améliorer ces performances, une implantation du PIC à plusieurs étages est possible. En effet, d'un étage au suivant, l'estimation des MAI et ISI s'améliorent permettant ainsi une meilleure qualité du signal lors de la soustraction de ces mêmes interférences. Dans ce cas, nous parlerons du MPIC (Multistage Parallel Interference Cancellation). Le MPIC démontre des performances supérieures, dans un environnement à trajets multiples, par rapport à d'autres détecteurs.

Le principe du SIC est d'ordonner les utilisateurs en fonction de leurs puissance, puis d'estimer l'interférence de l'utilisateur ayant la plus forte puissance et de la retrancher du signal des autres utilisateurs. Cette technique n'est pas optimale puisque seulement le dernier utilisateur profite de la réduction totale de l'interférence causée par les autres utilisateurs. Sa complexité accroit proportionnellement au nombre d'utilisateurs.

2.4.2. Complexité

Afin de comparer la complexité des différents algorithmes utilisés pour la détection dans une transmission DS-CDMA, une forme commune peut être faite à travers: la notation O [63] qui signifie l'ordre de grandeur de l'un de ces trois:

- la complexité arithmétique;
- le nombre d'instructions exécutées;
- le temps moyen de calcul.

2.5 Etude comparative des MuDs

Une étude comparative est effectuée entre le détecteur conventionnel, Décorrélateur et MMSE. La comparaison s'appuie sur des simulations permettant d'évaluer les performances de ces trois détecteurs en terme de taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate). Nous avons considéré un système DS-CDMA synchrone dans toutes les simulations.

Nous savons que les performances de n'importe quel système de transmission sont gouvernées par son environnement. Ainsi une transmission sans fil à la différence de celle filaire statique et prévisible, a un comportement imprévisible, variant et dynamique. Ce qui rend l'analyse d'un système de communication de ce type difficile. Nous avons révélé dans le chapitre précédent les différents phénomènes qui caractérisent le milieu de propagation dans les transmissions sans fil. Nous allons définir maintenant, les canaux utilisés dans nos simulation à savoir le canal AWGN et le canal d'évanouissement de Rayleigh (multi-trajets).

2.5.1 Canal AWGN

Le modèle du canal AWGN est composé d'un bruit blanc Gaussien ajouté dans le médium à l'onde modulée. Un bruit blanc Gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N_0 sur toute la bande de fréquences. Du fait de sa largeur de bande théoriquement infinie, il est difficile d'exprimer le bruit blanc, c'est pourquoi l'on suppose que le bruit sommé au signal d'entrée du récepteur a été filtré par un filtre idéal, de largeur de bande très grande devant la bande utile [47]. Le bruit blanc peut être rendu Gaussien par une distribution gaussienne. Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.11)$$

Avec :

$p(x)$: est la densité spectrale d'un bruit blanc gaussien.

μ : est la valeur moyenne de la variable aléatoire x .

σ^2 : représente la variance $\left(\sigma^2 = \frac{N_0}{2}\right)$

2.5.2 Canal de Rayleigh

La modélisation du canal multi-trajets permet de prendre en compte l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation dans le milieu indoor (réflexions multiples) et d'observer l'influence des autres utilisateurs qui travaillent dans la même bande. L'équation (2.12) permet de modéliser un canal comprenant k utilisateurs et m multi-trajets.

$$\mathbf{r}(\mathbf{t}) = \sum_k \sum_m \alpha_m \mathbf{s}_k(\mathbf{t} - \tau_m) \quad (2.12)$$

Où $\mathbf{r}(\mathbf{t})$ est le signal en sortie du canal, α_m et τ_m respectivement l'atténuation et le retard du trajet m et $\mathbf{s}_k(\mathbf{t})$ est le signal émis par l'utilisateur k . Pour définir les deux paramètres retard et atténuations, deux solutions sont envisageables, basées soit sur une méthode statistique, soit sur des mesures in situ mais propre à la topologie de l'environnement. Le modèle de canal le plus répandu est celui à évanouissement où l'on considère la somme des trajets au niveau du récepteur à un instant t :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{R}(\cos\omega_0 t + \theta_l(t) + \Phi) \quad (2.13)$$

où $\theta_l(t)$ représente la modulation, et \mathbf{R} et Φ sont des variables aléatoires. \mathbf{R} représente l'effet de la somme de tous les trajets sur l'onde reçue et Φ représente la phase des différents chemins qui sont considérés uniformément distribués sur $(0;2\pi)$. Dans un canal à évanouissement, la variable \mathbf{R} peut suivre deux lois : soit une loi de Rayleigh dans le cas d'un affaiblissement de Rayleigh, soit une loi de Rice lorsqu'on considère le cas d'un affaiblissement de Rice. Le canal de Rice est utilisé lorsqu'un trajet est prédominant par rapport aux autres trajets (par exemple dans le cas d'un émetteur et un récepteur en visibilité directe). On considère un canal de Rayleigh lorsque tous les chemins sont indépendants et d'atténuations comparables [47].

2.5.3 Débit binaire

Nous appellerons débit binaire \mathbf{D} (bit/s) ou vitesse de canal le nombre d'informations élémentaires (ou bits) que ce canal transporte par unité de temps.

$$\mathbf{D} = \frac{1}{\mathbf{T}_b} = \mathbf{F}_b \quad (2.14)$$

\mathbf{T}_b : représente la durée du bit d'information, exprimée en seconde.

2.5.4 Efficacité spectral

L'efficacité spectrale (bits/s/Hz) d'un signal numérique est le nombre de bits par seconde de données qui peuvent être supportés pour chaque hertz de la bande de fréquence utilisée.

$$\eta = \frac{\mathbf{D}}{\mathbf{B}} \quad (2.15)$$

\mathbf{B} : représente la bande occupée par le signal émis (Hz).

L'efficacité spectrale de la modulation BPSK est $\eta = 1$ et pour la modulation M-aire est :

$$\eta = \frac{D}{B} \times \log_2(M) \quad (2.16)$$

M : représente le nombre d'états de la modulation

2.5.5 Rapport signal sur bruit

Pour caractériser l'effet du bruit sur un signal, on utilise le rapport signal sur bruit (SNR: Signal-to-Noise Ratio) :

$$\text{SNR}(dB) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) \quad (2.17)$$

S : représente la puissance du signal émis en (W).

N : représente la puissance du bruit en (W).

Celui-ci va donc permettre d'apprécier la qualité de transmission d'un signal. En effet, plus le rapport signal à bruit est faible, plus le signal est dégradé par le bruit et plus il sera difficile de supprimer l'influence du bruit sur le signal. Il est nécessaire de garantir un rapport signal à bruit important pour s'assurer que le signal reçu reste une « copie fidèle » du signal transmis.

2.5.6 Taux d'erreur binaire

La qualité d'un signal numérique ne se mesure pas à la distorsion du signal, mais à la capacité d'un récepteur d'interpréter correctement l'état binaire transmis. La principale contrainte est le BER et qui se définit de la manière suivante :

$$\text{BER} = \frac{\text{Nb_d'éléments_binaire_faux}}{\text{Nb_d'éléments_binaire_émis}} \quad (2.18)$$

2.5.7 Rapport signal sur bruit par bit

$$\frac{S}{N} = \frac{E_s}{N_0} \times \frac{F_s}{B} = N_b \times \frac{F_s}{B} \times \frac{E_b}{N_0} \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \times \frac{B}{F_b} \quad (2.19)$$

Avec :

E_s : L'énergie par symbole émis.

N_0 : La densité spectrale de bruit.

F_s : Le taux symbole.

N_b : Le nombre de bits par symbole.

E_b : L'énergie par bit émis.

Le rapport E_b/N_0 dépend non seulement des puissances du signal et du bruit, mais aussi des propriétés du signal telles que le débit binaire et la modulation employée. Le rapport E_b/N_0 est donc un paramètre plus intéressant pour comparer des systèmes de communication différents. Pour la modulation BPSK $N_b = 1$ et ($T_s = T_b \times N_b = T_b \times \log_2(M)$).

Dans le cas d'un canal AWGN, pour une modulation BPSK, la relation théorique entre BER et E_b/N_0 est la suivant :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right] \quad (2.20)$$

erfc : La fonction d'erreur de Gauss complémentaire.

2.5.8 Capacité d'un canal de transmission

Shannon a évalué la capacité d'un canal de propagation gaussien en fonction du rapport signal sur bruit et de sa largeur de bande. La capacité (exprimée en bits/s) peut se définir par le débit d'information maximal que peut supporter le canal tout en assurant une transmission sans erreur. La capacité maximale est donnée par :

$$C = B \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.21)$$

C : La capacité maximale du canal en bit/s.

2.5.9 Résultats de simulation

La figure 2.7 représente les performances des différents détecteurs pour quatre utilisateurs (K=4) qui émettent à la même puissance et avec un code d'étalement de type PN de longueur égale à N=10.

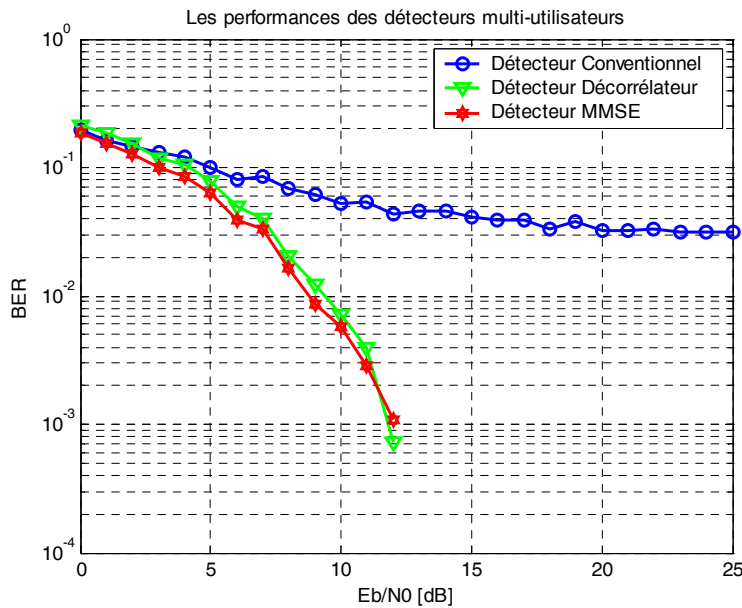


Fig. 2.7 Détecteurs multi-utilisateurs (N=10 et K=4)

A partir de cette capture d'écran, on constate que le détecteur Décorrélateur donne presque les mêmes performances que le détecteur MMSE, alors que le détecteur conventionnel donne des performances moins bonnes comparé aux deux autres détecteurs.

En gardant le même code d'étalement PN avec la même longueur N=10 tout en augmentant le nombre des utilisateurs à dix (K=10), c'est-à-dire à pleine charge, on remarque que les performances obtenues sont différentes du cas précédent. Selon la figure 2.8 Le détecteur MMSE donne les meilleures performances.

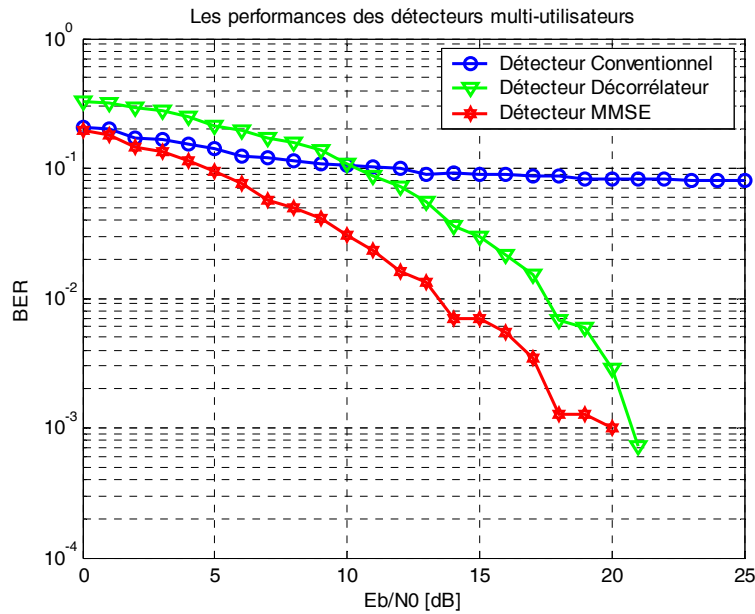


Fig. 2.8 Détecteurs multi-utilisateurs (N=10 et K=10)

En modifiant cette fois-ci le code d'étalement et en prenant en compte le code de Gold avec une longueur égale à $N=31$ et en simulant le nombre des utilisateurs une fois à $K=16$ (Fig. 2.9) et $K=20$ (Fig. 2.10), nous avons remarqué que le détecteur MMSE donne toujours les meilleures performances par rapport aux autres détecteurs. Nous avons choisi le code de Gold car il offre une bonne résistance aux trajets multiples.

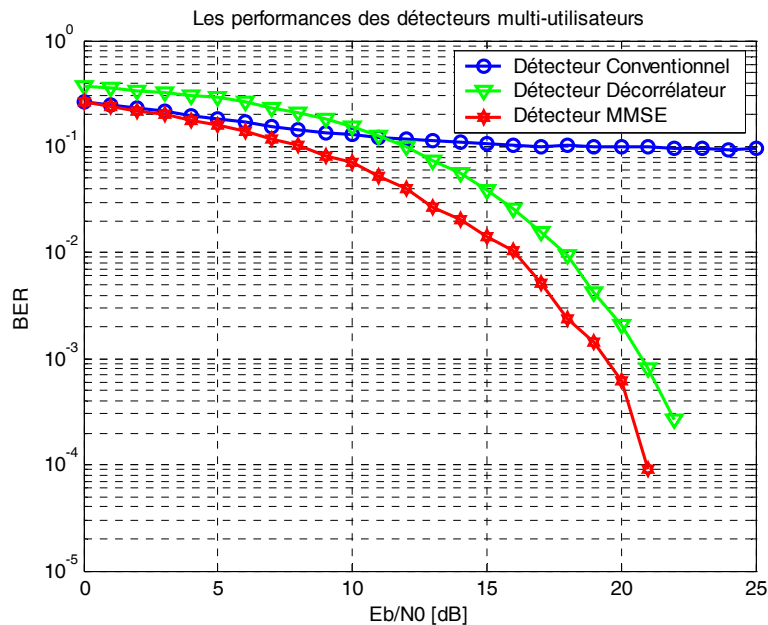


Fig. 2.9 Détecteurs multi-utilisateurs (N=31 et K=16)

En plus, nous avons constaté également que les performances en terme de BER des détecteurs Décorrélateur et MMSE sont meilleurs avec le code de Gold que le code PN.

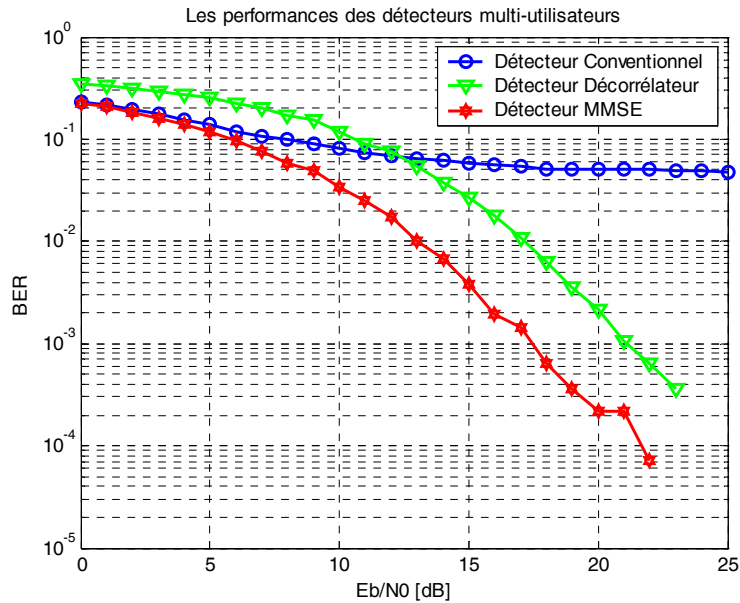


Fig. 2.10 Détecteurs multi-utilisateurs ($N = 31$ et $K = 20$)

La performance du système DS-CDMA exprimé en terme de BER se dégrade quand le nombre d'utilisateurs augmente avec les trois détecteurs. La figure 2.11 illustre la capacité du système dans le cas d'utilisation du code PN de longueur $N=10$ et $E_b/N_0=8\text{dB}$.

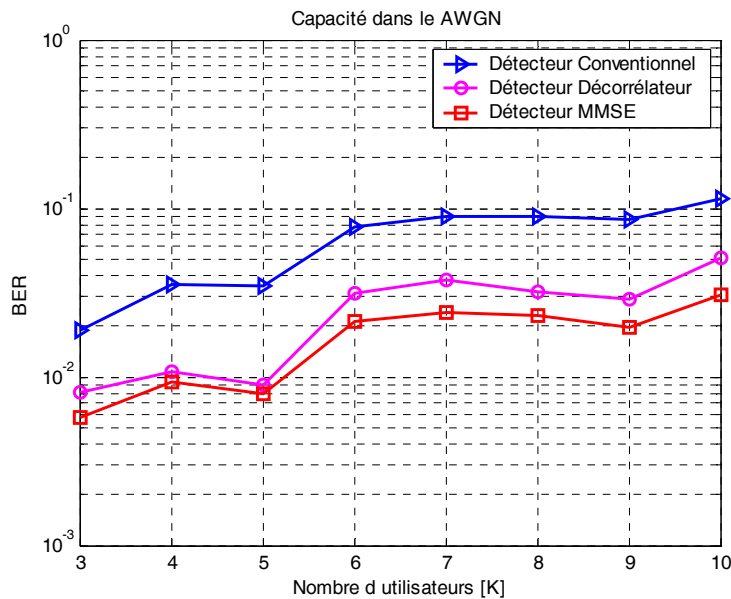


Fig. 2.11 Capacité des détecteurs multi-utilisateurs ($N = 10$ et $E_b/N_0 = 8\text{dB}$)

On remarque que la capacité se dégrade quand le nombre d'utilisateurs augmente

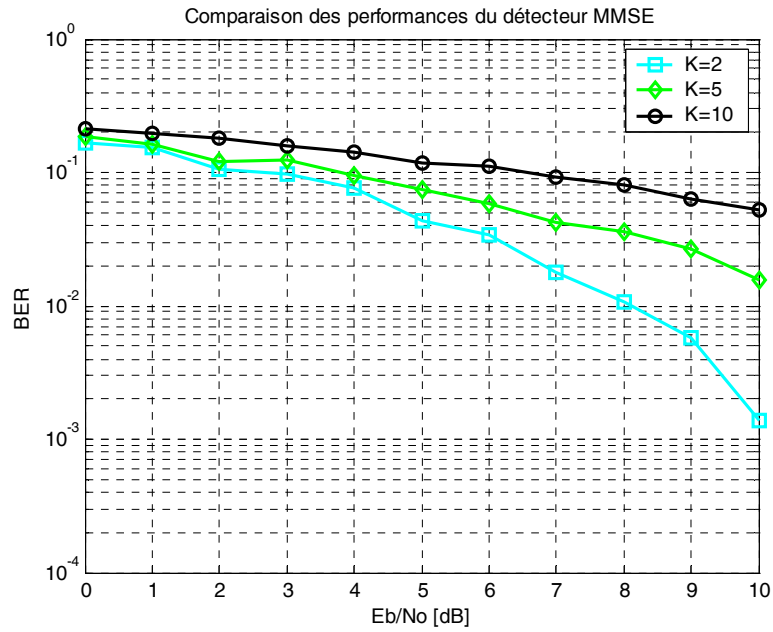


Fig. 2.12 Comparaison des performances du détecteur MMSE (N =10)

Les résultats de simulations obtenus montrent que la détection basée sur le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne offre les meilleures performances en détection multi-utilisateurs par rapport aux deux autres détecteurs simulés.

2.6 MuDs avec les méthodes avancées

Prenant le cas du système DS-CDMA, la complexité du détecteur optimal de Verdu augmente exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs, de sorte que ce détecteur devient difficilement réalisable [54]. Pour contourner ce problème NP-complets d'optimisation combinatoire, les chercheurs ont introduit des méthodes approchées appelées méta-heuristiques. Avant tout ces méthodes avancées sont apparues comme un outil efficace d'optimisation dans divers problèmes d'ingénierie [64-67].

2.7 Conclusions

Nous avons décrit dans ce chapitre le fonctionnement du détecteur conventionnel mono-utilisateurs, puis le principe de différents détecteurs multi-utilisateurs. Des simulations ont été effectuées pour comparer trois détecteurs (le conventionnel, le Décorrélateur et le MMSE) dans le cas des systèmes DS-CDMA synchrone.

Etant donné que le problème de la détection multi-utilisateurs est considéré comme un problème d'optimisation combinatoire très complexe, sa résolution nécessite le recours à des méthodes de détection avancées. Pour cela plusieurs méta-heuristiques ont été utilisées pour les systèmes CDMA. Elles ont permis de surmonter les limitations des détecteurs classiques car sont relativement simples à mettre en œuvre et leur complexité en termes d'évaluation de décision est très inférieur par rapport au détecteur du maximum de vraisemblance (ML). Le chapitre suivant est donc consacré à la description de quelques méthodes méta-heuristiques.

2.8 Références du chapitre 2

- [47] C. Guilleminot, *Etude et intégration numérique d'un système multi-capteurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AMS*, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2005.
- [51] A. Duel-Hallen et al., "Multiuser Detection for CDMA Systems," *IEEE Personal Communication*, vol.2, Iss. 2, pp. 46–58, April 1995.
- [52] M. Youssef, *Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA*. Thèse de Doctorat, Université de Paul Verlaine, Metz, Juin 2009.
- [53] S. Moshavi, "Multiuser Detection for DS-CDMA Communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, Iss. 10, pp. 124–136, Octobre 1996.
- [54] S. Verdu, "*Multiuser Detector*," Cambridge University, Press 1998.
- [55] J.G. Andrews, "Interference Cancellation for Cellular Systems: A Contemporary Overview," *IEEE Wireless Comm.*, pp. 19-29, Avril 2005.
- [56] S. Haykin, *Adaptive filter*. 3rd Edition, Prentice hall, 1996.
- [57] A. O. Dahmane, *Méthode de Détection à Usages Multiples pour des systèmes de Communication DS-CDMA*. Thèse de doctorat, université du Québec à Trois-Rivières, Octobre 2004.
- [58] S. H. Han and J. H. Lee, "Multi-User Detection for Improving VoIP Capacity and Coverage in WCDMA Uplink," in *Proc IEEE Vehicular Technology Conference*, 5 pages, Avril 2005.
- [59] M. Buehrer et al., "A Simulation Comparison of Multiuser Receiver for Cellular CDMA," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, No. 4, pp. 1065-1085, July 2000.
- [60] M. Buehrer et B. D. Woerner, "Analysis of adaptive multistage interference cancellation for CDMA using an improved Gaussian approximation," *IEEE Transactions On Communications*, vol. 44, No. 10, pp. 1308-1321, October 1996.
- [61] G. Xue et al., "Adaptive Multistage parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE J. Selected Areas Commun.*, vol. 17, No. 10, pp. 1815-1827, October 1999.
- [62] A.L.C. Hui and K.B. Letaief, "Successive Interference Cancellation for Multiuser Asynchronous DS-CDMA Detectors in Multipath Fading Links," *IEEE Trans. On Comm.* vol. 46, No. 3, pp. 384-391, 1998.
- [63] F. Ciriaco et al., "DS/CDMA Multiuser Detection with Evolutionary Algorithms", *Journal of Universal Computer Science*, vol. 12, no. 4, pp. 450-480, 2006.
- [64] A. F. Attia et al., "Genetic Algorithm-Based Fuzzy Controller for Improving the Dynamic Performance of Self-Excited Induction Generator," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 37, Iss. 3, pp. 665-682, April 2012.
- [65] M. J. Maghsoudi et al., "Data Clustering for the DNA Computing Readout Method Implemented on LightCycler and Based on Particle Swarm Optimization," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 37, Iss. 3, pp. 697-707, April 2012.

- [66] S. Seyed et al., “Estimating Penman–Monteith Reference Evapotranspiration Using Artificial Neural Networks and Genetic Algorithm: A Case Study,” *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 37, Iss. 4, pp. 935-944, June 2012.
- [67] J. Khorasani, “A New Heuristic Approach for Unit Commitment Problem Using Particle Swarm Optimization,” *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 37, Iss. 4, pp. 1033-1042, June 2012.

Chapitre 3

Chapitre 3: Etat de l'art sur les méthodes méta-heuristiques

3.1	Introduction	68
3.2	Optimisation combinatoire	69
3.3	Heuristiques et Méta-heuristiques	70
3.4	Classification des méta-heuristiques.....	72
	3.4.1. Approche constructive.....	72
	3.4.2. Approche recherche locale	72
	3.4.3. Approche évolutive	73
3.5	Présentation des principales méta-heuristiques	74
	3.5.1. Principe général du recuit simulé	74
	3.5.1.1 Avantages	75
	3.5.1.2 Inconvénients	75
	3.5.2. Principe général de la recherche tabou	76
	3.5.2.1 Avantages	77
	3.5.2.2 Inconvénients	77
	3.5.3. Principe général de l'algorithme génétique	77
	3.5.3.1 Avantages	79
	3.5.3.2 Inconvénients	79
	3.5.4. Principe général des algorithmes de colonies de fourmis	79
	3.5.4.1 Avantages	81
	3.5.4.2 Inconvénients	82
	3.5.5. Principe général des algorithmes d'optimisation d'accouplement des abeilles .	82
	3.5.5.1 Structure d'une colonie d'abeille.....	82
	3.5.5.2 Fonctionnement du HBMO	83
3.6	Hybridation des méthodes méta-heuristiques.....	86
	3.6.1. Classification hiérarchique	86
	3.6.2. Classification générale.....	87
3.7	Utilisation des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateurs.....	87
3.8	Conclusions	89
3.9	Références du chapitre 3.....	90

3.1 Introduction

Les méta-heuristiques sont apparues dans les années 1980, formant un ensemble de méthodes utilisées en recherche opérationnelle pour résoudre des problèmes d'optimisation combinatoire réputés difficiles. Les applications concrètes sont nombreuses, que ce soit dans le domaine de la production industrielle, de la 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 méta-heuristiques sont toutes structurées par un petit nombre de concepts, dont la compréhension aide au paramétrage de leurs algorithmes de base.

Dans ce chapitre, après avoir donné quelques définitions préalables sur l'optimisation combinatoire, les heuristiques et les méta-heuristiques. Nous allons présenter les principales propriétés des méta-heuristiques, suivie d'une classification de ces dernières. Par la suite, nous passerons en revue les algorithmes méta-heuristiques les plus usuelles (telles que les algorithmes: génétique, d'accouplement des abeilles, colonie de fourmis, le recuit simulé, recherche tabu) en analysant leurs modes de fonctionnement et leurs hybridations, tout en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients respectifs. Enfin, nous nous pencherons sur la question de l'utilisation de ces méthodes dans la détection multi-utilisateurs pour les systèmes de communication à base des techniques d'accès avancées.

3.2 Optimisation combinatoire

En mathématique, 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 [68].

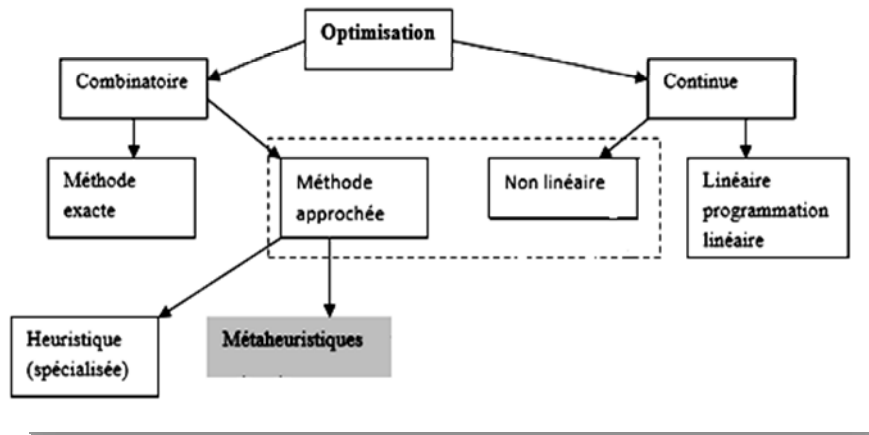


Fig. 3.1 Approches utilisées pour la résolution des problèmes d'optimisation [68]

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 [68-69].

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 $\in X$ 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 objectif 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 :

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

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 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 [68-70].

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

3.3 Heuristiques et Méta-heuristiques

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 [71].

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 méta-heuristique, 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 [72].

Une méta-heuristique 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 [73-75].

Dans [76], l'auteur résume les propriétés attachées à la notion de méta-heuristique :

- Les méta-heuristiques sont des stratégies qui « guident » le processus de recherche.
- L'objectif est d'explorer efficacement l'espace de recherche afin de trouver une solution proche de l'optimal.
- Les techniques mises en œuvre dans les méta-heuristiques vont de la simple recherche locale à des procédures complexes d'apprentissage.
- Les méta-heuristiques sont des algorithmes de résolution incertains et souvent non déterministes.
- Elles peuvent intégrer des mécanismes évitant d'être piégé dans une zone de l'espace de recherche.
- Les méta-heuristiques sont décrites suivant un niveau d'abstraction indépendant du problème spécifique à traiter.
- Les méta-heuristiques peuvent encapsuler les informations spécifiques au problème sous la forme de sous-heuristiques contrôlées à un niveau supérieur.
- Les méta-heuristiques les plus modernes introduisent des mécanismes pour adapter et guider la recherche dynamiquement. On parle d'approches adaptatives et auto-adaptatives.

Grâce à ces méta-heuristiques adaptables, on peut proposer aujourd'hui des solutions approchées pour des problèmes d'optimisation classiques à de très nombreuses applications qu'il était impossible de traiter auparavant.

Les diverses méta-heuristiques sont présentées sous des formes variées. Néanmoins, nous pensons que des principes communs et essentiels aux méta-heuristiques sont exprimés par les concepts classiques d'intensification et de diversification, d'une part, et par les notions de stratégie de recherche, d'autre part.

L'intensification est la concentration de la recherche dans les zones prometteuses tandis que la diversification vise à explorer de nouvelles zones de l'espace de recherche [76].

3.4 Classification des méta-heuristiques

Les méta-heuristiques n'étant pas, a priori, spécifiques à la résolution de tel ou tel type de problème, leur classification reste assez arbitraire [76-79]. On peut cependant distinguer 3 grandes classes selon l'approche de recherche utilisée :

3.4.1. 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.

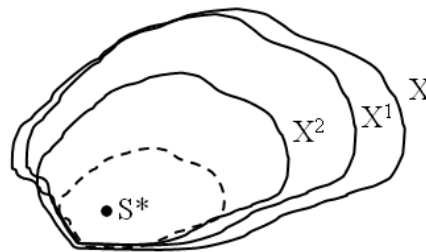


Fig. 3.2 Exploration de l'espace de recherche par l'approche constructive

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 $S^* \in X$ [70] [72] [75].

3.4.2. 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 3.3. Les passages successifs d'une solution à une solution voisine définissent un chemin au travers de l'espace des solutions admissibles [70] [72-73] [75].

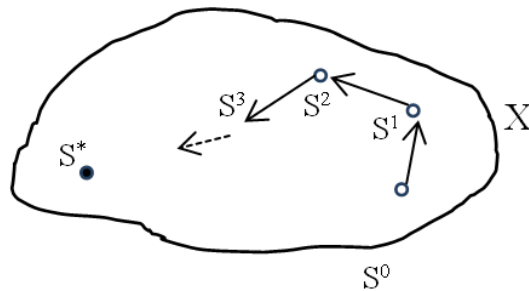


Fig. 3.3 Exploration de l'espace de recherche par l'approche recherche locale

3.4.3. 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 prédéfinies. Les modifications subies par chacune d'entre 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 [70] [72-73] [75].

Le mécanisme de recherche qui est à la base d'une approche évolutive est représenté dans la figure 3.4. 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 .

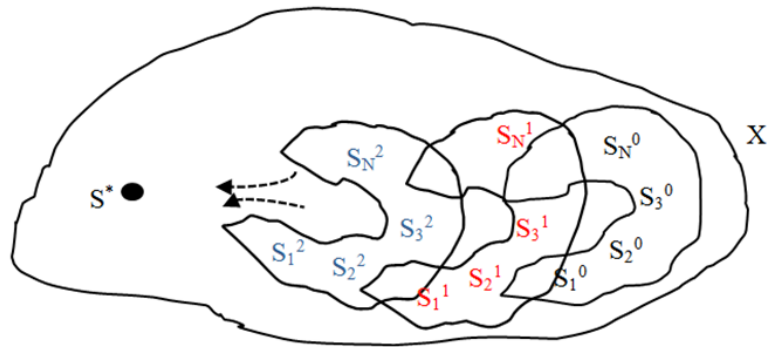


Fig. 3.4 Exploration de l'espace de recherche par l'approche évolutive

3.5 Présentation des principales méta-heuristiques

Dans cette section, nous passons en revue quelques principales méta-heuristiques, en commençant par celles qui exploitent séquentiellement un seul voisinage (approche recherche locale ou « trajectoire »), avant d'étudier celles qui exploitent plusieurs solutions à la fois (approche « population ») comme illustré sur la figure ci-dessous.

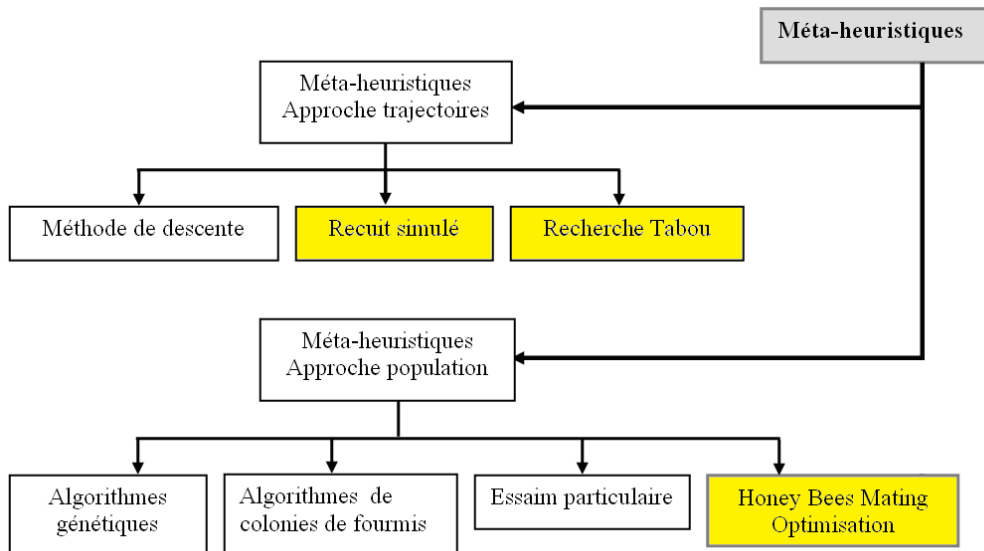


Fig. 3.5 Principales méta-heuristiques

3.5.1. Principe général du recuit simulé

Le recuit simulé (SA : Simulated Annealing) est apparu en 1982, avec la publication dans la revue science d'un article de Kirpatrick [80]. Le recuit simulé fut obtenu par analogie avec le phénomène thermodynamique de recuit des métaux. Initialement, le métal est porté à très haute température, puis il est refroidi progressivement [81-82]. La méthode du recuit simulé à l'originalité de pouvoir s'appliquer à une grande variété de domaines.

Le principe de fonctionnement s'inspire d'un processus d'amélioration de la qualité d'un métal solide par recherche d'un état d'énergie minimum correspondant à une structure stable

de ce métal. L'état optimal correspondrait à une structure moléculaire régulière parfaite. En partant d'une température élevée où le métal serait liquide, on refroidit le métal progressivement en tentant de trouver le meilleur équilibre thermodynamique. Chaque niveau de température est maintenu jusqu'à obtention d'un équilibre. Dans ces phases de température constante, on peut passer par des états intermédiaires du métal non satisfaisants, mais conduisant à la longue à des états meilleurs.

L'analogie avec une méthode d'optimisation est trouvée en associant une solution à un état du métal, son équilibre thermodynamique est la valeur de la fonction objectif de cette solution. Passer d'un état du métal à un autre correspond à passer d'une solution à une solution voisine. Pour passer à cette solution voisine, il faut respecter l'une des deux conditions :

- soit le mouvement améliore la qualité de la solution précédente, c'est à dire que la minimisation de la variation de coût est négative $\Delta C < 0$.
- soit le mouvement détériore la qualité de la solution précédente et la probabilité p d'accepter un tel mouvement est inférieure à une valeur dépendant de la température courante t $p < \exp(-\Delta C / t)$

Le schéma de refroidissement de la température est une des parties les plus difficiles à régler dans ce cas. Ces schémas sont cruciaux pour l'obtention d'une implémentation efficace. Sans être exhaustif, nous rencontrons habituellement trois grandes classes de schémas : la réduction par paliers, la réduction continue (où la température est réduite à chaque itération) et la réduction non monotone (où des augmentations de température sont possibles) [81].

La popularité du recuit simulé a été incontestable pendant des années. D'abord cette méthode est facile à implémenter et elle a permis de résoudre de nombreux problèmes NP-difficiles. Parmi les bibliographies et articles de synthèse intéressants, nous pouvons citer Koulamas et al. [83] et Collins et al. [84].

Le recuit simulé est une procédure de recherche selon laquelle la topologie courante, retenue momentanément comme meilleure solution, est continuellement comparée à d'autres topologies qui lui sont très proches. Ces topologies voisines sont obtenues à la suite de petites perturbations sur la topologie courante.

Lorsqu'une perturbation aboutit à une topologie meilleure que la solution courante, elle est sauvegardée comme solution courante. Le fait d'accepter de temps à autre une solution dégradée permet d'éviter de s'enfermer trop tôt dans un minimum local. D'autre part, la probabilité d'acceptation doit être suffisamment faible de telle sorte que l'algorithme puisse s'approcher le plus possible de l'optimum global [81-82]. L'algorithme se termine lorsque le critère d'arrêt est satisfait.

3.5.1.1 Avantages

Le recuit simulé présente l'avantage d'offrir des solutions de bonne qualité, tout en restant simple à programmer et à paramétrer. Il offre autant de souplesse d'emploi que l'algorithme de recherche local classique : on peut inclure facilement des contraintes dans le corps du programme.

3.5.1.2 Inconvénients

L'un des inconvénients du recuit simulé est qu'une fois l'algorithme piégé à basse

température dans un minimum local, il lui est impossible de s'en sortir tout seul.

Plusieurs solutions ont été proposées pour tenter de résoudre ce problème, par exemple en acceptant une brusque remontée de la température, de temps en temps, pour relancer la recherche sur d'autres régions plus éloignées. Il est également possible d'empêcher la température de descendre trop bas : on lui donne une valeur minimale au-delà de laquelle on ne change plus de palier de température. Le paramétrage de la température peut être rebutant et très empirique.

3.5.2. Principe général de la recherche tabou

La méthode de recherche tabou (TS : Tabu Search) est une technique adaptative efficace introduite dans les années 70 en optimisation combinatoire pour résoudre les problèmes difficiles. Elle est considérée comme une approche méta-heuristique, qui peut être utilisée pour résoudre différents types de problèmes [85-87].

Présentons dans un premier temps l'algorithme de descente simple : il part d'une solution initiale S qu'il essaie d'améliorer de manière itérative. Pour cela, il génère à chaque étape un sous ensemble V du voisinage $N(S)$ de la solution courante. Ensuite, il choisit dans cet ensemble V la meilleure solution, c'est-à-dire celle qui minimise la fonction objectif sur V . Cette dernière solution devient la solution courante et l'algorithme continue jusqu'au moment où aucun élément de V ne permet d'avoir une meilleure valeur de la fonction objectif [88].

La méthode de recherche tabou est une amélioration de l'algorithme général de descente. Elle essaie principalement d'éviter le piège des minima locaux. Pour cela, il est nécessaire d'accepter de temps en temps des solutions qui n'améliorent pas la fonction « objectif », en espérant ainsi parvenir plus tard à de meilleures solutions.

Cependant, le fait de vouloir accepter des solutions non forcément meilleures introduit un risque de cycle, c'est-à-dire un retour vers des solutions déjà explorées. D'où l'idée de conserver une liste tabou T (tabu list) des solutions déjà visitées. Ainsi, lors de la génération de l'ensemble des solutions voisines candidates, on enlève toutes les solutions appartenant à la liste tabou. Notons tout de même que, d'une part, le stockage de toutes les solutions déjà visitées peut nécessiter beaucoup de mémoire et que, d'autre part, il peut s'avérer utile de revenir à une solution déjà visitée pour continuer la recherche dans une autre solution. Un compromis a été adopté en ne gardant dans la liste tabou que les dernières solutions. L'algorithme s'arrête quand aucune amélioration n'est intervenue depuis un certain nombre d'itérations ou si toutes les solutions voisines candidates sont tabous.

La démarche adoptée consiste globalement à modifier itérativement une solution initiale en espérant aboutir à une solution finale respectant les contraintes du problème [89-90]. La figure suivante présente l'algorithme général de la recherche tabou.

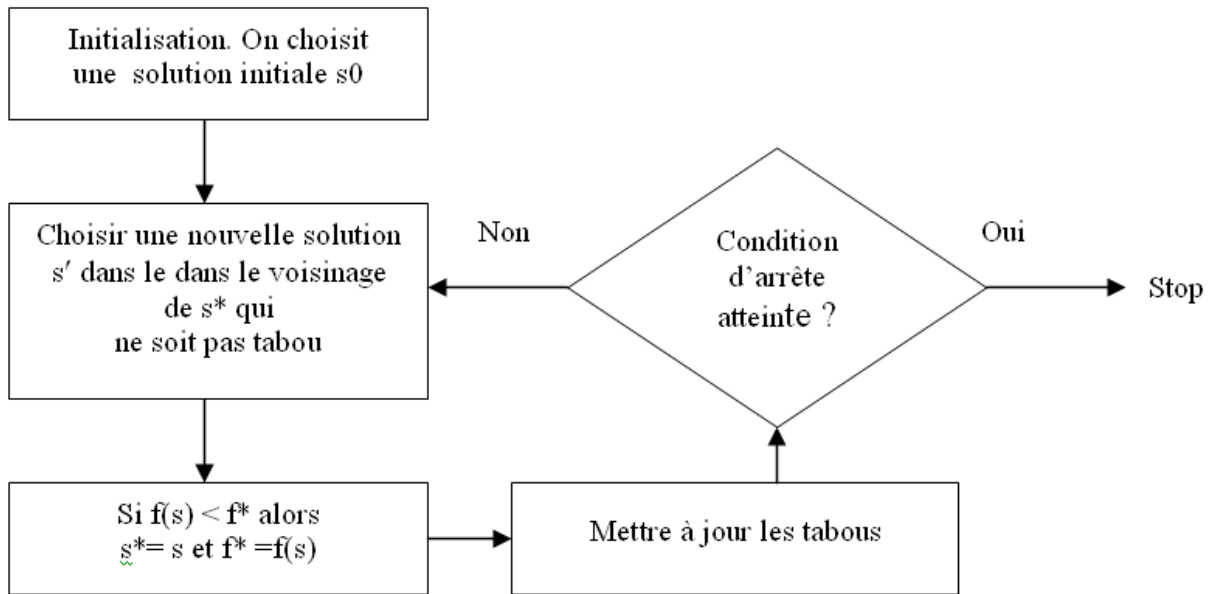


Fig. 3.6 Algorithme de la recherche tabou

3.5.2.1 Avantages

La méthode Tabou est une méthode de recherche locale, et la structure de son algorithme de base est finalement assez proche de celle du recuit simulé, donc on passera facilement de l'un à l'autre, avec l'avantage, par rapport au recuit simulé, d'avoir un paramétrage simplifié : dans un première temps, le paramétrage consistera d'abord à trouver une valeur indicative d'itérations pendant lesquelles les mouvements sont interdits. Il faudra également décider d'une stratégie de mémorisation sur la qualité des solutions et sur leurs récentes.

3.5.2.2 Inconvénients

En revanche, la méthode Tabou exige une gestion de la mémoire de plus en plus lourde à mesure que l'on voudra raffiner le procédé en mettant en place des stratégies de mémorisation complexe.

3.5.3. Principe général de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique (GA : Genetic Algorithm) est un algorithme d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : croisement, mutation, sélection, ...etc.

L'algorithme génétique a déjà une histoire relativement ancienne puisque les premiers travaux de John Holland sur les systèmes adaptatifs remontent à 1962 [91].

L'algorithme génétique recherche l'extremum ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, nous devons disposer des cinq éléments suivants [91-93]: Un principe de codage de l'élément de population, un mécanisme de génération de la population initiale, une fonction à optimiser, des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et des paramètres de dimensionnement.

Les mécanismes de base usuels sur lesquels repose la méthode des algorithmes génétiques

sont principalement la représentation des chromosomes et les opérateurs génétiques. Un bon choix des paramètres de ces chromosomes assure la convergence vers une bonne solution.

Dans un GA, les chromosomes ont souvent une représentation binaire. Ce choix le rend intuitivement applicable à tous les problèmes dont les solutions sont transposables en binaire [94]. Les chromosomes sont alors représentés par une chaîne de bits. Cette représentation est indépendante du problème posé et rend l'algorithme génétique d'autant plus robuste. Les opérateurs génétiques de base sont au nombre de trois: la sélection, le croisement et la mutation.

La sélection est le processus selon lequel des chaînes de la population sont choisies pour une nouvelle génération d'après leur valeur par la fonction objectif. Plus la valeur de la fonction objectif est élevée, plus cette chaîne a de chances d'être sélectionnée.

Notons qu'une des techniques les plus utilisées pour réaliser la sélection est celle de la roulette de casino: nous calculons d'abord la valeur d'aptitude de chaque chromosome, puis on calcule l'aptitude totale en faisant la somme des valeurs d'aptitude de chaque individu de la population; enfin, on calcule le pourcentage de chaque chromosome par rapport à l'aptitude totale.

Le croisement est le processus selon lequel les bits de deux chaînes sélectionnées au hasard sont interchangeés: dans le langage génétique, on dira que ces chaînes sont croisées. Chaque paire de longueur t subit le croisement comme suit: une position entière k est choisie uniformément entre 1 et $(t-1)$. Deux nouvelles chaînes sont créées en échangeant tous les gènes entre les positions $(k+1)$ et t de chaque paire considérée. Les nouvelles chaînes peuvent donc être totalement différentes de leurs parents. Le croisement décrit se produit en un lieu, mais on peut aussi retrouver des croisements avec plusieurs lieux dans certains AG.

La mutation est le processus selon lequel la valeur d'un gène choisi au hasard dans un chromosome est régénérée. Ce processus ne survient qu'occasionnellement dans un algorithme génétique. En modifiant aléatoirement la valeur d'un bit dans une chaîne, la mutation est utile pour ramener du matériel génétique qui aurait été oublié par les opérateurs de sélection et de croisement. De façon générale, un GA fonctionne de la façon suivante:

Étape 1: On génère une population initiale de taille n chromosomes, puis on choisit au hasard les gènes qui composent chaque chromosome: c'est la première génération de chromosomes.

Étape 2: On évalue chaque chromosome par la fonction objectif, ce qui permet de déduire sa valeur d'aptitude.

Étape 3: Le cycle de génération des populations commence alors, chaque nouvelle population remplaçant la précédente. Le nombre x de générations est déterminé au départ. Dans chaque génération, on choisit n chromosomes auxquels on va appliquer les différents opérateurs génétiques. Après chaque génération, les n nouveaux chromosomes créés remplacent la génération précédente.

Après la **x ième** génération, les chromosomes auront évolué de telle façon que cette dernière génération contienne des chromosomes meilleurs que ceux des générations précédentes.

3.5.3.1 Avantages

D'abord, les algorithmes génétiques sont coûteux en temps de calcul, puisqu'ils manipulent plusieurs solutions simultanément. C'est le calcul de la fonction de performance qui est le plus pénalisant, et on optimise généralement l'algorithme de façon à éviter d'évaluer trop souvent cette fonction.

Le grand avantage des algorithmes génétiques est qu'ils parviennent à trouver de bonnes solutions sur des problèmes très complexes, et trop éloignés des problèmes combinatoires classiques pour qu'on puisse tirer profit de certaines propriétés connues. Ils doivent simplement déterminer entre deux solutions quelle est la meilleure, afin d'opérer leurs sélections. On les emploie dans les domaines où un grand nombre de paramètres entrent en jeu, et où l'on a besoin d'obtenir de bonnes solutions en quelques itérations seulement (dans les systèmes de régulation de transport en temps réel par exemple).

3.5.3.2 Inconvénients

L'ajustement d'un algorithme génétique est délicat. L'un des problèmes les plus caractéristiques est celui de la dérive génétique, qui fait qu'un bon individu se met, en l'espace de quelques générations, à envahir toute la population. On parle dans ce cas de convergence prématurée, qui revient à lancer à une recherche locale autour d'un minimum qui n'est pas forcément l'optimum attendu. Les méthodes de sélection proportionnelle peuvent en particulier favoriser ce genre de dérive.

Un autre problème surgit lorsque les différents individus se mettent à avoir des performances similaires : les bons éléments ne sont alors plus sélectionnés, et l'algorithme ne progresse plus.

3.5.4. Principe général des algorithmes de colonies de fourmis

Les sociétés d'insectes ont une capacité à résoudre des problèmes d'une manière très flexible (la colonie s'adapte aux brusques changements d'environnement) et robuste (la colonie continue de fonctionner lorsque certains individus échouent à accomplir leur tâche). Les problèmes quotidiens résolus par une colonie sont nombreux et de nature très variée : recherche de nourriture, construction du nid, division du travail et allocation des tâches entre les individus, etc. La plupart de ces problèmes se retrouvent dans le domaine des sciences de l'ingénieur.



Fig. 3.7 Exemple de comportement collectif des fourmis

Les informaticiens et les ingénieurs ont pu transformer des modèles du comportement collectif des insectes sociaux en méthodes utiles pour l'optimisation et le contrôle. Un nouveau domaine de recherche a vu le jour qui a pour objet la résolution de problèmes sociaux des insectes en techniques artificielles de résolution de problèmes : c'est l'intelligence en essaim. Parmi les techniques de l'intelligence en essaim, certaines sont arrivées à maturité. Les algorithmes de contrôle et d'optimisation inspirés de modèles de recherche collective de nourriture chez les fourmis en particulier, ont connu un succès inattendu et portent le nom « d'optimisation par colonie de fourmis » et de « routage par colonie de fourmis ».

Les colonies de fourmis sont des systèmes distribués qui, malgré la simplicité de leurs individus, présentent une véritable organisation sociale structurée. Comme résultat de cette organisation, les colonies de fourmis peuvent accomplir des tâches complexes qui, dans certain cas, dépassent la capacité individuelle d'une simple fourmi.

Plusieurs aspects du comportement des colonies de fourmi ont inspiré des types différents d'algorithmes de fourmi. Les exemples sont le fourrage, le partage des travaux, la reproduction des espèces, et le transport coopératif. Dans tous ces exemples, les fourmis coordonnent leurs activités à travers une forme de communication indirecte par des modifications de l'environnement appelée 'stigmergie' (stigmergy en anglais) [95]. Par exemple, la fourmi dépose un produit chimique sur la terre qui augmente la probabilité que d'autres fourmis suivront le même chemin.

Les biologistes ont vu que la majorité des comportements des niveaux de colonies observés dans les insectes sociaux peuvent être expliqués par des modèles plutôt simples formés que de communication stigmergique. Ce comportement collectif, basé sur une sorte de mémoire partagée entre tous les individus de la colonie, peut être adapté et utilisé pour la résolution de problèmes d'optimisation combinatoire ou de satisfaction de contraintes. Ces problèmes sont alors encodés comme des problèmes de recherche d'un chemin optimal dans un graphe. L'idée derrière des algorithmes de fourmi est alors d'employer une forme de stigmergie artificiel pour coordonner des sociétés d'agents artificiels.

Les recherches sur le comportement des fourmis ont révélé que la majeure partie de la communication entre les individus, ou entre les individus et l'environnement, est basée sur l'utilisation de substances chimiques produites par les fourmis. Ces substances s'appellent les phéromones. C'est différent, par exemple, de ce qui se produit chez l'homme et d'autres espèces plus grandes, dont les sens les plus importants sont visuels ou acoustiques. Particulièrement important pour la vie sociale de certaines espèces de fourmi est la phéromone de traînée (trail pheromone).

La phéromone de traînée est un type spécifique de phéromone que quelques espèces de fourmi, telles que *Lasius niger* ou les fourmis de l'Argentine *humilis* d'*Iridomyrmex*, l'utilise pour marquer des chemins sur la terre. Par la sensation de la phéromone de traînée, les fourmis peuvent suivre le chemin à la nourriture découverte par les autres fourmis.

Cette nouvelle méta-heuristique imite le comportement de fourmis cherchant de la nourriture. A chaque fois qu'une fourmi se déplace, elle laisse sur la trace de son passage une odeur (la phéromone). Comme la fourmi est rarement une exploratrice isolée, avec plusieurs de ses congénères, elle explore une région en quête de nourriture. Face à un obstacle, le groupe des fourmis explore les deux côtés de l'obstacle et se retrouvent, puis elles reviennent au nid avec de la nourriture. Les autres fourmis qui veulent obtenir de la nourriture, elles aussi vont

emprunter le même chemin. Si celui-ci se sépare face à l'obstacle, les fourmis vont alors emprunter préférentiellement le chemin sur lequel la phéromone sera la plus forte. Mais la phéromone est une odeur qui s'évapore. Si peu de fourmis empruntent une trace, il est possible que ce chemin ne soit plus valable au bout d'un moment, il en est de même si des fourmis exploratrices empruntent un chemin plus long (pour le contournement de l'obstacle par exemple). Par contre, si le chemin est fortement emprunté, chaque nouvelle fourmi qui passe redépose un peu de phéromone et renforce ainsi la trace, donnant alors à ce chemin une plus grande probabilité d'être emprunté. Même si le principe est simple, des difficultés peuvent apparaître comme, la quantité de phéromone à déposer, le coefficient d'évaporation, la définition du choix biaisé... etc. [95-97].

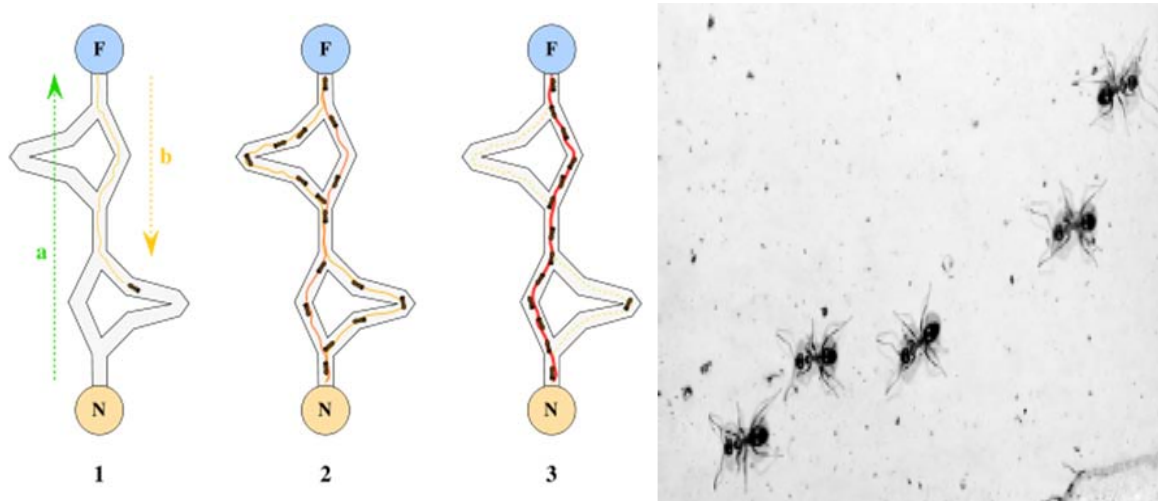


Fig. 3.8 Détermination du plus court chemin par une colonie de fourmis

Le principe général est résumé par l'algorithme suivant :

1. Initialiser la nourriture aux positions des individus de l'échantillon d'apprentissage
2. Tant qu'il reste de la nourriture :
 - a. Pour chaque fourmi faire :
 - i. Absorber une partie de la nourriture et calculer la quantité de phéromone déposée par la fourmi.
 - b. Pour chaque position :
 - i. Calculer l'évaporation des phéromones
 - ii. Calculer la diffusion des phéromones sur les positions adjacentes

3.5.4.1 Avantages

Bien que conçu au départ pour le problème du voyageur de commerce, l'algorithme de colonies de fourmi offre finalement beaucoup de souplesse, et il a été possible de l'adapter à tous les grands problèmes combinatoires classiques. Par ailleurs, l'algorithme de colonies de fourmi se parallélise de façon très naturelle, en affectant par exemple un processus différent pour traiter la marche de chaque fourmi, et un autre pour mettre à jour les pistes de phéromones.

Il est également possible d'hybrider l'algorithme, en tenant compte du résultat de certaines

recherches locales menées indépendamment de la marche des fourmis.

L'algorithme, de par son dynamisme intrinsèque, s'adapte aussi très bien aux espaces de solutions qui varient dynamiquement dans le temps.

Les algorithmes de colonies de fourmi ont été appliqués avec succès sur les problèmes d'affectation quadratique, de routage et de planification, et ils ont été la source d'inspiration de nouvelles méta-heuristiques, comme celles des essaims particuliers.

3.5.4.2 Inconvénients

L'inconvénient majeur des algorithmes de colonies de fourmis est complexité temporelle et algorithmique comparé à d'autres méta-heuristiques.

3.5.5. Principe général des algorithmes d'optimisation d'accouplement des abeilles

3.5.5.1 Structure d'une colonie d'abeille

Les abeilles sont des insectes qui vivent dans un arbre ou dans une ruche aussi appelée un nid d'abeilles. Généralement le comportement des abeilles est l'interaction de leurs (i) potentialité génétique, (ii) environnements écologiques et physiologiques, et (iii) conditions sociales de la colonie, ainsi que diverses interactions entre ces trois paramètres.

Comme illustré sur la figure 3.8, les communautés d'abeilles se composent de trois types d'individus anatomiquement différents : (1) les faux bourdons (Drones) ; (2) la reine (Queen) et (3) les ouvrières (Workers) ainsi que le couvain dans lequel nous trouverons les futures reines (Broods). Chaque couche sociale a un rôle à jouer dans la naissance d'une nouvelle génération d'abeilles et subvient aux besoins de la colonie.

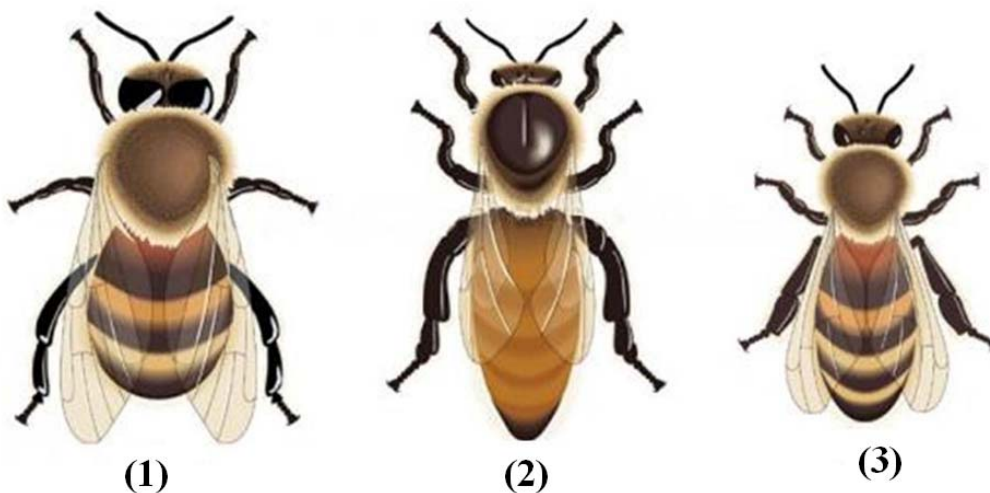


Fig. 3.9 Communautés d'une colonie d'abeilles

Faux-bourdons

La seule fonction du mâle des abeilles (faux-bourdon) est de s'accoupler avec les nouvelles reines. Après l'accouplement, qui a lieu en vol, le mâle meurt rapidement.

Reine

La reine, seule femelle fertile de la colonie, est la mère de tous les individus de la ruche, sa capacité à pondre est très importante et assure le maintien et l'accroissement de la colonie. Elle s'accouple généralement avec plusieurs faux-bourçons (mâles) sans qu'il y ait fécondation immédiate.

Ouvrières

Les ouvrières (femelles stériles) sont toujours beaucoup plus nombreuses que les mâles. Elles sont incapables de s'accoupler et donc de se reproduire. Elles sécrètent la cire, construisent les alvéoles (creux), récoltent le nectar, le pollen et l'eau, transforment le nectar (liquide sucré sécrété par les plantes et que viennent butiner les insectes) en miel, éclosent les œufs, nettoient la ruche et si nécessaire, la défendent contre les prédateurs. C'est les ouvrières qui décident d'élever une nouvelle reine quand leur reine actuelle a disparue accidentellement, ou qu'elle est partie ou qu'elle ne pond plus suffisamment d'œufs d'ouvrières. Pour cela les ouvrières choisissent plusieurs larves sorties de l'œuf depuis moins de 36 heures. En effet il faut que ces larves ne soient pas déjà passées au régime miel+pollen, et soient encore nourries à la gelée royale. Pour ces larves élues, le régime gelée-royale continuera jusqu'à l'operculation. La cellule qui abrite une élue est agrandie puis remodelée en cellule royale. L'operculation commence dans le courant du 5^{ème} jour de la larve, alors que la larve beigne dans une cellule remplie de gelée-royale. Sachant qu'il faut 12 jours pour une nymphe d'ouvrière, alors que la nymphe royale se développera en moins de 8 jours. La future reine sortira donc 16 jours après la ponte (21 pour une ouvrière, 24 pour un mâle). Par sécurité les ouvrières prennent soin d'élevées plusieurs reines. La première de ces reines à émerger de sa cellule va tuer ses sœurs royales, soit directement avec son dard avant qu'elles n'émergent de leurs cellules, soit au cours d'un combat.

Couvain

Le couvain est donc constitué des œufs, des larves et des nymphes. La reine pond ses œufs dans des alvéoles. Les larves qui sortent des œufs restent chacune dans leur alvéole et sont nourries par les ouvrières.

3.5.5.2 Fonctionnement du HBMO

L'optimisation par le HBMO (HBMO : Honey Bees Mating Optimization) est une famille très récente de méta-heuristiques dont le principe est basé sur le processus d'accouplement des abeilles. Lorsque la reine s'accouple avec les faux-bourçons dans les airs pendant un vol appelé vol nuptial, le sperme du faux-bourçon est ajouté à la spermathèque de la reine (réservoir de spermatozoïdes). La reine se servira toute sa vie de cette réserve pour féconder les œufs. Un ovule fécondé donnera naissance à une abeille femelle, soit reine, soit ouvrière, et un ovule non fécondé donnera naissance à un faux-bourçon. Une reine est essentiellement caractérisée par :

- un génotype,
- une spermathèque,
- une vitesse,
- et une énergie.

Le vol nuptial peut être considéré comme un ensemble de transitions dans un espace d'état

(l'environnement). La reine se déplace entre les différents états avec une certaine vitesse et s'accouple avec le faux-bourdon rencontré durant sa trajectoire selon une règle de la probabilité.

Au début du vol, la reine est initialisée avec une certaine énergie et retourne à son nid lorsque l'énergie atteint zéro ou lorsque sa spermathèque est pleine. Les faux-bourdon s'accouplent avec la reine par la fonction de probabilité suivante [98-108]:

$$Prob(Q, D) = e^{\frac{-\Delta(F)}{S(t)}} \quad (3.1)$$

Où $Prob(Q, D)$ représente la probabilité d'accouplement réussi.

Si l'accouplement est réussi, le sperme du faux-bourdon (génotype) D est ajouté à la spermathèque de la reine Q .

$\Delta(F)$ représente la différence absolue entre la fitness $F(D)$ du faux-bourdon qui présente une solution et la fitness de la reine $F(Q)$ qui présente la meilleure solution ($\Delta(F) = [F(Q) - F(D)]$).

Cependant, la vitesse de la reine est élevée au début de ses vols nuptiaux, donc la probabilité de l'accouplement est élevée. La vitesse et l'énergie de la reine diminue progressivement selon les équations (3.2) et (3.3).

$$Speed(t+1) = \alpha \times Speed(t) \quad (3.2)$$

$$Energy(t+1) = Energy(t) - \gamma \quad (3.3)$$

où

- D : Drone
- Q : Queen
- $F(Q)$: Fitness de la reine (Queen)
- $F(D)$: Fitness du faux-bourdon (Drone)
- α : Facteur de réduction de la vitesse
- γ : Facteur de réduction de l'énergie après chaque transition ($\alpha, \gamma \in [0,1]$).

L'algorithme HBMO est représenté par les étapes principales suivantes (Fig. 3.10) :

- 1) Le génotype de la reine peut être considéré comme la meilleure solution du problème traité. L'algorithme commence avec le vol nuptial, où une reine (meilleure solution) sélectionne un faux-bourdon aléatoirement, à partir d'une liste des faux-bourdon, pour la création du couvain qui représente les nouvelles solutions et qui ne sont autres que les œufs de la reine.
- 2) Le processus de reproduction tend à améliorer le génotype de la reine au fil des générations et donc d'améliorer la solution initiale. La deuxième étape de cet algorithme est donc la création de nouveaux éléments dans le couvain (nouvelles solutions). Lors de la fécondation, les gènes du male (éléments de son génotype) sont croisés avec le génotype de la reine pour former un nouveau génotype.

- 3) L'utilisation des ouvrières, qui sont des méta-heuristiques (Qui dans notre hybridation sera fait par l'algorithme SA), et dont le rôle est l'amélioration des génotypes des éléments du couvain (futures reines), permettront d'obtenir de meilleures solutions.
- 4) Les nouveaux éléments améliorés du couvain sont alors triés selon leurs fitness, ils remplacent la reine de mauvaise qualité jusqu'à ce qu'il n'y ait aucun élément du couvain meilleur que la reine choisie.

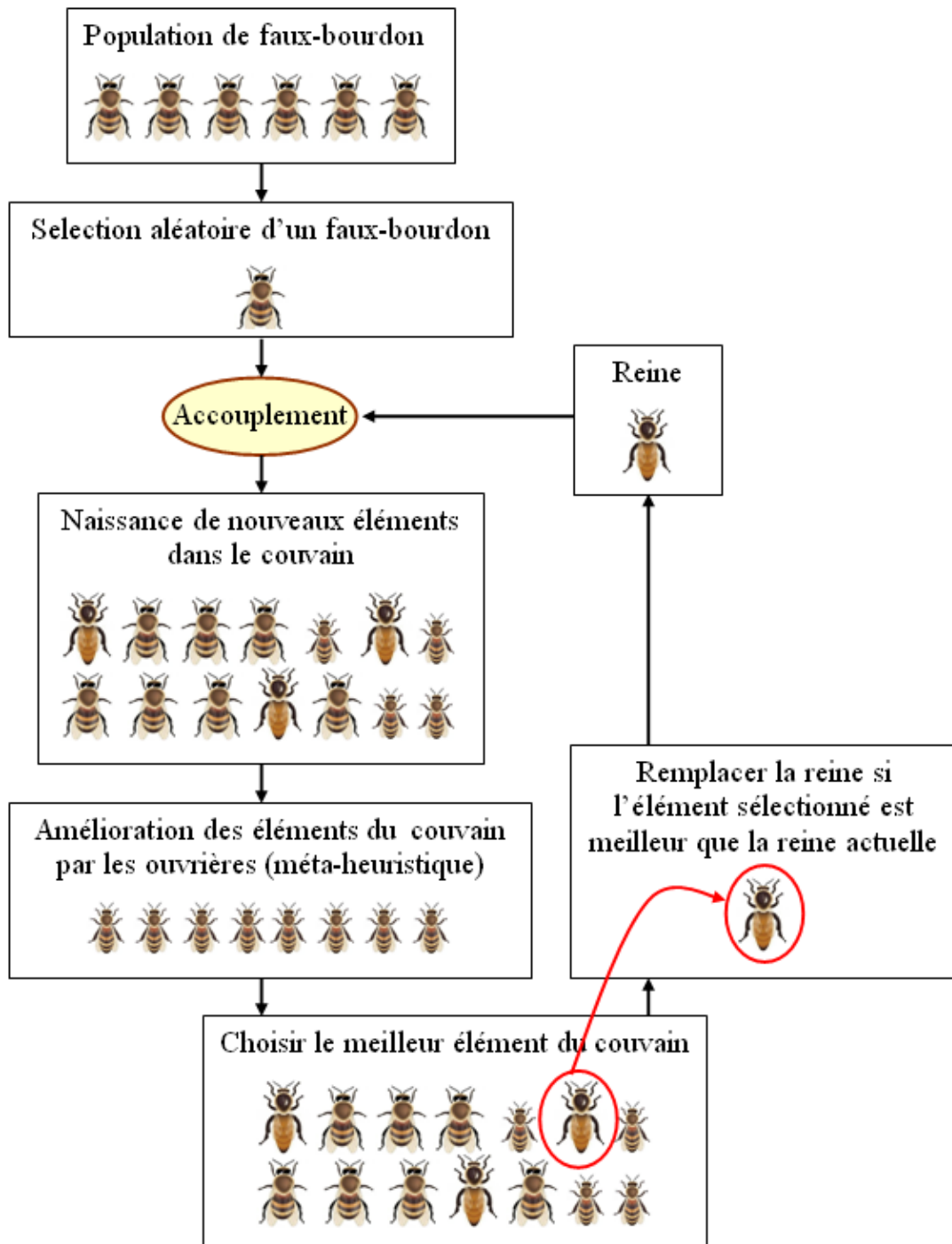


Fig. 3.10 Principes de fonctionnement de l'accouplement des abeilles

3.6 Hybridation des méthodes méta-heuristiques

La famille des méta-heuristiques regroupe un ensemble de méthodes performantes en optimisation difficile. Elles offrent des solutions approchées de bonne qualité pour des applications réelles de grande taille. Ces méthodes sont généralement classées en deux grandes catégories : les méthodes à la recherche locale qui se basent sur la stratégie d'intensification et les méthodes à la recherche globale qui se basent sur la diversification et pour avoir un résultat pertinent, il faut toujours essayer de réaliser un équilibre entre ces deux stratégies. Quelque soit la méthode utilisée, elle présente des avantages et des inconvénients. L'hybridation des méthodes peut permettre de trouver une amélioration car les avantages et les inconvénients de chaque méthode se compensent.

L'hybridation est une tendance observée dans de nombreux travaux réalisés sur les méta-heuristiques ces dix dernières années. Elle permet de tirer profit des avantages cumulés des différentes méta-heuristiques, à tel point que les méta-heuristiques que nous avons vues jusqu'à présent ne sont plus que des canevas, des points de départ, pour commencer à résoudre un problème d'optimisation.

On peut classer les différentes hybridations selon la taxonomie proposée par Talbi [109]. Cette taxonomie comporte deux aspects. Une classification hiérarchique permet d'abord d'identifier la structure de l'hybridation. Ensuite, une classification générale spécifie les détails des algorithmes impliqués dans l'hybridation.

3.6.1. Classification hiérarchique

La classification hiérarchique se subdivise en deux classes: l'hybridation de bas niveau et l'hybridation de haut niveau. On a une hybridation de bas niveau lorsqu'une fonction d'une méta-heuristique est remplacée par une autre méta-heuristique. On obtient une hybridation de haut niveau lorsque deux méta-heuristiques sont hybridées sans que leur fonctionnement interne ne soit en relation.

Chacune des deux classes d'hybridation précédentes se subdivise en deux autres classes: à relais et co-évolutionnaire. Lorsque les méta-heuristiques sont exécutées de façon séquentielle, l'une utilisant le résultat de la précédente comme entrée, on a une hybridation à relais. L'hybridation co-évolutionnaire se fait lorsque des agents coopèrent en parallèle pour explorer l'espace de solutions.

L'hybridation de bas niveau à relais représente les algorithmes dans lesquels une méta-heuristique est incorporée dans une autre méta-heuristique à solution unique.

L'hybridation de bas niveau co-évolutionnaire consiste à incorporer un algorithme de recherche locale axé sur l'exploitation à une méta-heuristique à population axée sur l'exploration. Ces deux types de méta-heuristiques ont des forces et faiblesses complémentaires: l'exploitation raffine une solution tandis que l'exploration fouille plus largement l'ensemble des solutions.

L'hybridation de haut niveau à relais se fait lorsque des méta-heuristiques complètes sont exécutées séquentiellement. Par exemple, on peut améliorer la solution d'un algorithme à

population en l'utilisant comme solution de départ d'un algorithme de recherche locale.

L'hybridation de haut niveau co-évolutionnaire implique un ensemble de méta-heuristiques complètes qui travaillent en parallèle et coopèrent pour trouver la solution optimale d'un problème.

3.6.2. Classification générale

La classification générale de la taxonomie de Talbi [109-110] comporte trois dichotomies: les approches hybrides homogènes versus hétérogènes, globales versus partielles et spécialistes versus générales.

Une hybridation est dite homogène lorsque les méta-heuristiques combinées sont identiques. À l'inverse, une hybridation hétérogène combine des méta-heuristiques différentes. Une hybridation globale fait en sorte que toutes les méta-heuristiques explorent l'espace de solutions. D'un autre côté, l'hybridation partielle décompose un problème en sous-problèmes ayant leur propre espace de solutions, et chaque sous-problème est donné à un algorithme. Les hybridations générales sont celles où tous les algorithmes résolvent le même problème d'optimisation. Les hybridations spécialistes sont celles où chaque algorithme résout un problème d'optimisation différent.

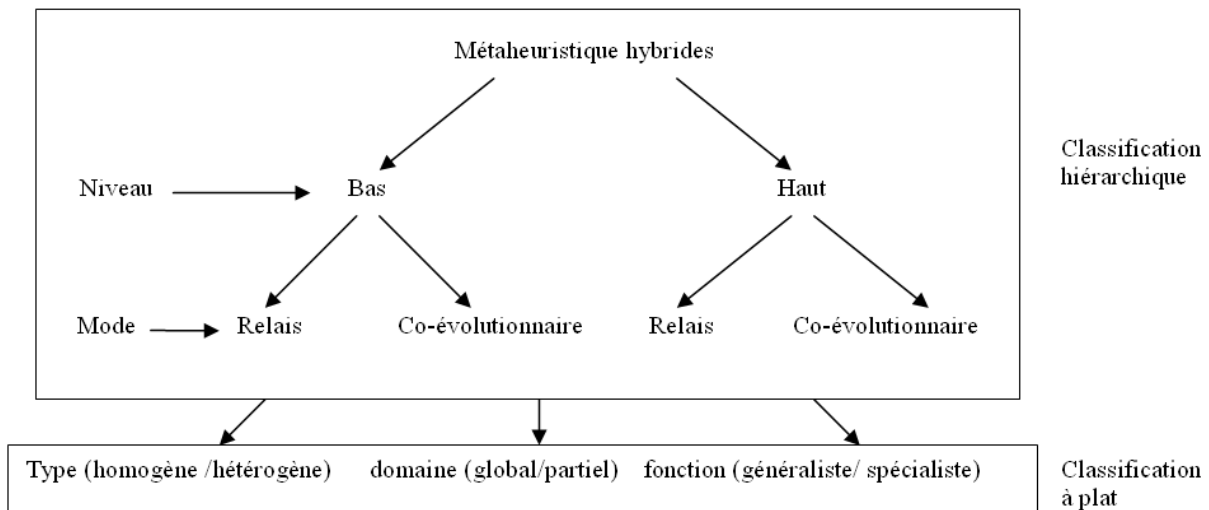


Fig. 3.11 Classification des méta-heuristiques hybrides

3.7 Utilisation des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateurs

Dans le domaine des communications sans fil, le problème de la détection multi-utilisateurs est considéré comme un problème d'optimisation combinatoire très complexe. Sa résolution nécessite le recours à des méthodes de détection avancées.

Il existe une vaste littérature sur l'utilisation des méta-heuristiques dans la détection multi-utilisateurs, surtout pour le système DS-CDMA. De nombreux articles mettent l'accent sur l'hybridation des méta-heuristiques. Elles ont permis de surmonter les limitations des détecteurs classiques car sont relativement simples à mettre en œuvre et leur complexité en termes d'évaluation de décision est très inférieure par rapport au détecteur du maximum de vraisemblance. Le tableau suivant présente les travaux réalisés dans ce contexte [111-129].

Table 3.1 Les méta-heuristiques utilisées dans la détection multi-utilisateurs

Méta-heuristiques	auteurs	Année	Système	Environnement	Ref.
Algorithme génétique	C. Ergun and K. Hacioglu	2000	DS-CDMA	Canal de Rayleigh	[112]
	K. Yen and L. Hanzo	2001	CDMA	Canal à évanouissements	[113]
	X. Wu et al.	2003	CDMA		[114]
	K. Yen, and L. Hanzo	2004	CDMA	Canal multi-trajets	[115]
	L. M. San José-Revuelta,	2005	CDMA		[116]
	Z. Li et al.	2005	MC-CDMA	Canal de Rayleigh	[117]
Stratégies évolutionnaires	H. Lim et al.	2003	DS-CDMA	Canal de Rayleigh	[118]
	T. Abrao et al.	2004	DS-CDMA	AWGN	[119]
Algorithmes des colonies de fourmis	S. Hijazi et al.	2005	MC-CDMA	Canal de Rayleigh à évanouissements lents.	[120]
	N. Zhao et al.	2012	CDMA	Canal de Rayleigh multi-trajets	[121]
Stratégies évolutionnaires	S. Wang et al.	2006	DS-CDMA	Canal de Rayleigh	[122]
Recherche par optimisation du système d'écologie	Xu Yao-hua and Hu Yan-jun	2006	CDMA	AWGN & Canal de Rayleigh	[123]
Optimisation par essaim de particules (PSO)	De Oliveira Ciriaco Abrao E. Jeszensky	2006	DS-CDMA	Canal à évanouissement plat	[124]
	H. H. El Morra et al.	2009	CDMA	AWGN	[125]
	Atefeh Haji and Jamali Arani	2014	CDMA	Canal de Rayleigh multi-trajets	[126]
Optimisation par essaim de particules hybride (HPSO)	LI Rui et al.	2014	CDMA	Canal de Rayleigh	[127]
Recherche tabou (TS)	P. H. Tan and L. K. Rasmussen	2002	CDMA		[128]
Algorithme de colonies de fourmis à réduction de population	Nan Zhao et al.	2012	CDMA	Canal de Rayleigh	[129]

3.8 Conclusions

Les méta-heuristiques constituent une classe de méthodes approchées adaptables à un grand nombre de problèmes d'optimisation combinatoire. La qualité des solutions trouvées par les méta-heuristiques dépend de leurs paramétrages (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.

L'hybridation des méta-heuristiques est devenue un enjeu important, à tel point que toutes les différentes méta-heuristiques que nous avons examinées, recuit simulé, tabou, algorithmes génétiques, sont maintenant perçues comme des points de départ au développement de nouveaux algorithmes d'optimisation.

Dans le contexte de cette thèse, nous allons présenter et développer deux nouvelles méta-heuristiques hybrides basées sur la combinaison du HBMO avec le recuit simulé en premier temps puis avec la recherche tabou dans un second temps pour la résolution du problème de détection multi-utilisateurs dans les systèmes DS-CDMA.

3.9 Références du chapitre 3

- [68] V. Th. Paschos, *Optimisation combinatoire 1: concepts fondamentaux*, Hermès Science, 2005.
- [69] I. Charon et al., *Méthodes d'optimisation combinatoire*, Edition Masson, 1996.
- [70] C. R. Reeves, Ed., *Modern heuristic techniques for combinatorial problems*. John Wiley & Sons Inc., 1993.
- [71] T. Nicholson, *Optimization Techniques in Industry*, Longmann Press, London, 1971.
- [72] I. H. Osman and G. Laporte, "Metaheuristics: A bibliography," *Annals of Operations Research*, vol. 63, pp. 513–623, 1996.
- [73] J. Dréo et al., "*Méta-heuristiques pour l'optimisation difficile*," Eyrolles, 2005.
- [74] C. Blum and A. Roli, "Metaheuristics in Combinatorial Optimization: Overview and Conceptual Comparison," *ACM Computing Survey*, Vol. 35, No. 3, Sept. 2003
- [75] M. Widmer, *Les méta-heuristiques: des outils performants pour les problèmes industriels*. 3^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation "Conception, Analyse et Gestion des Systèmes Industriels" MOSIM'01 – du 25 au 27 avril 2001 – Troyes, France.
- [76] D. Meignan, *Une approche organisationnelle et multi-agent pour la modélisation et l'implantation de métaheuristique application aux problèmes d'optimisation de réseaux de transports*. Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté et de l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Décembre 2008.
- [77] C. E. Bichot, *Elaboration d'une nouvelle métaheuristique pour le partitionnement de graphe : la méthode de fusion-fission. application au découpage de l'espace aérien*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Novembre 2007.
- [78] P. Petiot, *Amélioration des techniques d'optimisation combinatoire par retour d'expérience dans le cadre de la sélection de scénarios de Produit/Projets*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 25 Mai 2009.
- [79] J. K. Hao et al., "Métaheuristiques pour l'optimisation combinatoires et l'affectation sous contraintes," *revue d'Intelligence Artificielle*, vol :No. 1999.
- [80] S. Kirkpatrick et al., "Optimization by simulated annealing", *Science*, vol. 220, no.4598, pp. 671-680, June 1983.
- [81] F. L. Cimelière, *Optimization du traitement de l'ordre de fabrication dans l'industrie textile*, Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Ecole doctorale de mathématiques et informatique, Novembre 2004.
- [82] H. C. Bosi, *Évaluation de la sûreté de fonctionnement modèles combinatoires et markoviens*, Thèse de Doctorat, IRISA, décembre 1996.
- [83] C. Koulamas, S.R. Antony, R. Jaen. "A survey of simulated annealing applications to operations research problems". *Omega Int. J. Manage. Sci.*, Vol.22, pp. 41-56, 1994.
- [84] N.E. Collins et al., "Simulated annealing: An annotated bibliography," *American Journal of Mathematical and Management Sciences*, Vol.8, pp. 209-307, 1988.
- [85] F. Glover, "Tabu search part I", *ORSA Journal on Computing*, Vol. 1, pp.190–206,

- 1989.
- [86] F. Glover, "Tabu search part II", *ORSA Journal on Computing*, Vol. 2, pp. 4-32, 1990.
- [87] F. Glover, "A user's guide to tabu Search", *Annals of Operations Research*, Vol. 41, no. 3, pp. 3-28, 1993.
- [88] S. Pierre et al., "Approches heuristiques pour l'affectation de cellules aux commutateurs dans les réseaux mobile", *IEEE Canadian Review*, 2004.
- [89] S. Pierre and F. Houeto, "Assigning Cells to Switches in Cellular Mobile Networks Using Tabu Search", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Part B (Cybernetics)*, Vol. 32, no. 3, pp. 229-239, June 2002.
- [90] J. A. Vasconcelos et al., "Simulated annealing coupled with the tabu search method for continuum optimization in electromagnetics". *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 32, pp. 1206-1209, 1996.
- [91] J. H. Holland, *Adaptation in Naturel and artificial systems*, MIT Press, Cambridge, 1975.
- [92] R. Cerf., *Une théorie asymptotique des algorithmes génétiques*, Thèse de Doctorat, Université de Montpellier II, France, 1994
- [93] M. Salomon, *Etude de la parallésation de méthodes heuristiques d'optimisation combinatoire*, Thèse de Doctorat, Université de Louis Pasteur, Strasbourg 1, Décembre, 2001.
- [94] C. K. Bounsaythip, *Algorithmes heuristiques et évolutionnistes, application à la résolution du problème de formes irrégulières*, Thèse de doctorat, Université de Lille, Octobre, 1988.
- [95] A. Coloni et al., "Distributed Optimization by Ant Colonies". *Proceedings of ECAL'91 - European Conference on Artificial Life*. Elsevier Publishing, Paris, pp. 134-142, December, 1991.
- [96] M. Dorigo, et al., "Ant algorithms for discrete optimization". *Artificial Life*, Vol. 5, pp.137-172, 1999.
- [97] M. Dorigo, and t. Stützle, *Handbook of Metaheuristics, chapter The ant colony optimization metaheuristique: algorithms, applications, and advances*, Kluwer, 2003.
- [98] O. B. Haddad et al., "Honey-bees mating optimization (HBMO) algorithm: A New heuristic Approach for water resources optimization", *Water resources management*, vol. 20, no. 5, pp.661-680, 2006.
- [99] H. A. Abbass, "A monogenous MBO approach to satisfiability", *In Proc. International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation*, USA, 2001.
- [100] H.A. Abbass, Marriage in honeybees optimization (MBO): A haplometrosis polygynous swarming approach, *In Proc. congress on evolutionary computation*, pp.207-214, Seoul, Korea, May 2001,
- [101] A. Afshar, et al., Honeybee mating optimization (HBMO) algorithm for optimal reservoir operation", *J. Frankl. Inst.* Vol. 344, pp. 452 – 462, 2007.
- [102] T. Niknam, Application of Honey-Bee Mating Optimization on state estimation of power distribution system including distributed generators", *Journal of Zhejiang*

- Univ. Sci.*, vol. 9, pp. 1753-1764, 2008.
- [103] O. B. Haddad et al., "Honey-Bee Mating Optimization (HBMO) algorithm in deriving optimal operation rules for reservoirs", *Journal of hydroinformatics*, vol. 10, no.3, pp. 257-264, 2008.
- [104] R. Nasser et al., "Solving Examination timetabling problems," *Multidisciplinary international conference on scheduling: theory and applications*, Dublin, Ireland, august 2009.
- [105] Y. Marinakis and M. Marinaki, "A Hybrid Honey Bees Mating Optimization Algorithm for the Probabilistic Traveling Salesman Problem," *IEEE Congress on Evolutionary Computation*, pp. 1762-1769, 2009.
- [106] H. Shayeghi et al. "LFC design using HBMO technique in interconnected power system," *International journal on technical and physical problems of engineering*, vol. 2, Iss.5, no. 4, pp.41-48, 2010.
- [107] B. Yuan et al., "A hybrid honey-bees mating optimization algorithm for assembly sequence planning problem," *IEEE*, pp. 1135-1140, 2012.
- [108] S. J. Huang et al. "Application of Enhanced Honey-Bee Mating Optimization Algorithm to Fault Section Estimation in Power Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, No. 3, pp.1944-1951, July 2013.
- [109] Talbi, E.-G., A Taxonomy of Hybrid Metaheuristics. *Journal of Heuristics*, 2002. 8: pp. 541-564.
- [110] . Salcedo-Sanz, S., Y. Xu et X. Yao, Hybrid Meta-Heuristics Algorithms for Task Assignment in Heterogeneous Computing Systems. *Computers and Operations Research*, 2006. 33: pp. 820-835.
- [111] P. H. Tan and L. Rasmussen, "Multiuser detection in CDMA - a comparison of relaxations, exact, and heuristic search methods," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 1802–1809, Sept. 2004.
- [112] C. Ergun, and K. Hacioglu, "Multiuser Detection using a Genetic-algorithm in CDMA communication systems," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 48, pp.1374–1383, 2000.
- [113] K. Yen, and L. Hanzo, "Genetic Algorithm Assisted Joint Multiuser Symbol Detection and Fading Channel Estimation for Synchronous CDMA Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp.985–997, 2001.
- [114] X. Wu, et al., "Adaptive robust detection for CDMA using genetic algorithm," *IEE Proceedings Communications*, vol. 150, pp.437–444, 2003.
- [115] K. Yen, and L. Hanzo, "Genetic-algorithm-assisted multiuser detection in asynchronous CDMA communications," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 53, no.5, pp. 1413–1422, 2004.
- [116] L. M. San José-Revuelta, "Entropy-guided micro-genetic algorithm for multiuser detection in CDMA communications," *Signal Processing*, vol. 85, pp.1572–1587, 2005.
- [117] Z. Li, M.J. Juntti, and M. Latva-Aho, "Genetic Algorithm Based Frequency Domain Multiuser Detection for MC-CDMA Systems", Proc. of the 2005 IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC Spring) , Stockholm (S), May 30-Jun. 1 2005, vol.2, pp. 983-987.
- [118] H. S. Lim, et al., "Multiuser detection for DS-CDMA systems using evolutionary

- programming,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, pp.101–103, 2003.
- [119] T. Abrao, et al., “Evolutionary programming with cloning and adaptive cost function applied to multi-user DS-CDMA systems,” *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sydney, Australia, pp.160–164, 2004.
- [120] S. Hijazi et al., “Ant-colony based optimal MC- CDMA multiuser detector,” in *Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications, (WiMob'2005)*, IEEE International Conference on, vol. 1, Aug. 22–24, pp. 128–132, 2005
- [121] N. Zhao et al., Population Declining Ant Colony Optimization Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Communications, *Wireless Personal Communications*, Vol.62, pp783-792, 2012.
- [122] S. Wang et al., “(1+/ λ) evolution strategy method for asynchronous DS-CDMA multiuser detection,” *IEEE Communications Letters*, vol.10, no.6, pp. 423-425, June 2006.
- [123] Xu Yao-hua Hu Yan-jun Research of Ecologic System Optimization Algorithms for Multi-user Detection in CDMA Communication Systems, *Journal of Electronics & Information Technology* Nov.2006 Vol.28 No.11
- [124] D. O. Ciriaco and E. Abrao, Jeszensky Particle Swarm and Quantum Particle Swarm Optimization Applied to DS/CDMA Multiuser Detection in Flat Rayleigh Channels. *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 133 – 137, 2006 .
- [125] H. H. El Morra et al., “Optimum multiuser detection in CDMA using particle swarm algorithm,” *The Arabian journal for science and engineering*, vol. 34, number 1B, pp.197–202, 2009.
- [126] A. H. J. Arani, PSO-Algorithm-Assisted Multiuser Detection for Multiuser and Inter-symbol Interference Suppression in CDMA Communications, *Journal of Information Systems and Telecommunication*, Vol. 2, No. 1, January-March 2014.
- [127] LI Rui, CHEN Gui-hui, REN Cheng Application of Hybrid Particle Swarm Optimization in CDMA Multiuser Detection. *Telecommunication Engineering* Nov.2014 Vol.54 No.8
- [128] P. H. Tan and L. K. Rasmussen, “A reactive tabu search heuristic for multiuser detection in CDMA,” *IEEE International symposium on information theory*, Lausanne, Switzerland, p. 472, July 2002.
- [129] N. Zhao et al., Population Declining Ant Colony Optimization Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Communications, *Wireless Personal Communications*, Vol.62, No.4, pp783-792, 2012.

Chapitre 4

Chapitre 4 : Détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA par les algorithmes hybrides HBMO

4.1	Introduction	96
4.2	Formulation du problème.....	97
	4.2.1 Canal AWGN	97
	4.2.2 Canal de Rayleigh	99
4.3	Démarche adoptée	100
	4.3.1 Méthodologie	101
4.4	DS-CDMA MuD basé sur l’algorithme HBMO-SA	102
	4.4.1 Génération d’une population d’abeilles	103
	4.4.2 Classement de la population d’abeilles	103
	4.4.3 Accouplement de la reine avec les faux-bourdon.....	104
	4.4.4 Amélioration des éléments du couvain	104
4.5	DS-CDMA MuD basé sur l’algorithme HBMO-TS	107
	4.5.1 Génération d’une population d’abeilles	108
	4.5.2 Classement de la population d’abeilles	108
	4.5.3 Accouplement de la reine avec les faux-bourdon.....	108
	4.5.4 Amélioration des éléments du couvain	108
4.6	Simulations.....	110
	4.6.1 HBMO-SA dans le canal AWGN	110
	4.6.1.1 Influence du nombre d’utilisateurs sur la détection.....	110
	4.6.1.2 Influence du nombre d’itérations sur la détection	111
	4.6.1.3 Complexité de l’algorithme	112
	4.6.2 HBMO-SA dans le canal de Rayleigh.....	113
	4.6.3 Comparaison entre le HBMO-SA et le GA.....	114
	4.6.4 Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans le canal AWGN ...	118
	4.6.5 Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans Rayleigh.....	119
	4.6.6 Comparaison entre le HBMO, HBMO-SA et le HBMO-TS	120
	4.6.7 Comparaison entre le HBMO-SA, le HBMO-TS et le GA.....	120
	4.6.7.1 Temps de calcul moyen du HBMO-SA et HBMO-TS.....	121
4.7	Conclusions	122
4.8	Références du chapitre 4.....	123

4.1 Introduction

La tendance générale pour les systèmes de communication sans fil est l'adoption de la CDMA comme technique de base pour des systèmes à accès multiple partagés par plusieurs utilisateurs. La CDMA a plusieurs qualités attrayantes, par contre, elle est limitée par l'effet proche-lointain et les MAI. Dans le cas de la détection conventionnelle l'emploi du filtre adapté n'arrive pas à lutter contre ces deux problèmes. La dégradation des performances provoquée par les MAI peut être surmontée en utilisant la détection multi-utilisateurs MuD, déjà présenté dans le chapitre 2, où les informations sur les autres utilisateurs sont utilisées dans la détection. La théorie de la MuD a été développée dans les années 90, mais l'intérêt de ce domaine a augmenté avec le développement de systèmes modernes de communication sans fil. Le domaine est encore sous la recherche, car il n'a pas encore trouvé une solution optimale qui maximise les performances et réduit les coûts.

Dans ce chapitre, nous proposons deux nouveaux algorithmes MuD basés sur l'association des algorithmes méta-heuristiques, le HBMO (Honey Bees Mating Optimization) inspiré de l'accouplement biologique des abeilles et le SA (Simulated Annealing), nommé le HBMO-SA dans un premier temps. Puis le HBMO et le TS (Tabu Search), nommé le HBMO-TS dans un second temps. Ces nouveaux algorithmes ont pour objectif la détection des bits des différents utilisateurs en se basant sur le critère de maximum de vraisemblance (ML) comme règle de décision (fonction de fitness).

Ce chapitre est organisé comme suit: tout d'abord, nous commençons par énoncé la formulation du problème. Par la suite, nous décrirons en détail la détection multi-utilisateurs basée sur les deux algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS dans une transmission DS-CDMA. En fin, les résultats de nos simulations seront présentés, où nous évaluerons les performances de ces détecteurs, en terme de BER, en les comparants à d'autres détecteurs.

4.2 Formulation du problème

On considère un système DS-CDMA partagés par K utilisateurs synchrones simultanément comme illustré dans la figure 4.1. Le modèle présenté ici est un modèle à temps discret. Nous considérons une transmission par la modulation BPSK à travers deux types de canaux: le premier est un canal AWGN et le second est le canal de Rayleigh à évanouissement plat. Ce dernier correspond parfaitement à la réalité des communications sans fil puisque nous prenons en compte les effets d'évanouissement du signal dues aux trajets multiples.

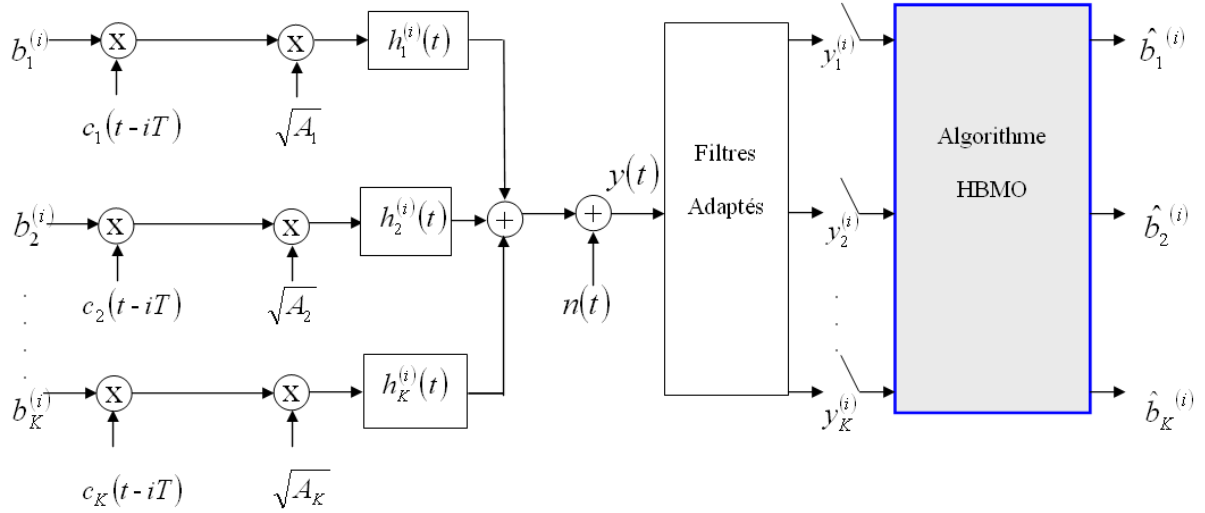


Fig. 4.1 Détecteurs multi-utilisateurs basée sur le HBMO

4.2.1 Canal AWGN

Le $k^{\text{ème}}$ utilisateur est associé à une signature unique de formes d'onde $c_k(n)$. Le signal reçu est:

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k \mathbf{b}_k \mathbf{c}_k(n) + \sigma \mathfrak{N}(n) \quad (4.1)$$

où,

- $\mathbf{b}_k \in \{+1, -1\}$ sont les données binaires transmises du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.
- A_k indique les amplitudes reçues du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.
- $\mathfrak{N}(n)$ est la séquence du bruit blanc gaussien.
- σ est l'écart-type du bruit présent dans le canal.

Les signatures des codes sont normalisées, les coefficients de corrélation entre les utilisateurs sont alors :

$$\rho_{ij} = \langle c_i, c_j \rangle = \sum_{l=1}^N c_i(l) c_j(l) \quad (4.2)$$

Avec N : la longueur de la signature (la séquence d'étalement).

Dans le cas d'un système à accès multiple, le détecteur se compose d'un ensemble de filtre adapté (MF), chaque filtre est adapté à une signature d'un utilisateur, comme le montre la

figure 4.1. La sortie du $j^{\text{ème}}$ corrélateur est donnée par:

$$y_j = \sum_{n=1}^N y(n)c_j(n) \quad (4.3)$$

Après développement, l'équation ci-dessus devient:

$$y_j = \sum_{k=1}^K A_k b_k \left(\sum_{n=1}^N c_k(n)c_j(n) \right) + \sigma \sum_{n=1}^N \mathfrak{N}(n)c_j(n) \quad (4.4)$$

$$y_j = \sum_{k=1}^K A_k b_k \rho_{jk} + n_j \quad (4.5)$$

L'expression ci-dessus peut être écrite sous une forme matricielle:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{r}_j \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (4.6)$$

où,

- $\mathbf{r}_j = [\rho_{j1}, \rho_{j2}, \dots, \rho_{jK}]^T$ est le vecteur de corrélation croisée du $j^{\text{ème}}$ utilisateur avec les autres utilisateurs,
- $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, \dots, A_K)$ est la matrice des amplitudes de signal reçu,
- $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_K]^T$ est le vecteur de bits reçus.

En utilisant la notation matricielle, l'équation ci-dessus peut être représentée comme suit:

$$\mathbf{y} = \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (4.7)$$

Où \mathbf{R} est la matrice de corrélation symétrique normalisée avec des éléments unitaires diagonaux, \mathbf{A} est une matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont les amplitudes des signaux des différents utilisateurs; $\mathbf{b} \in \{-1, 1\}^K$ désigne le vecteur de bits transmis, et \mathbf{n} est le bruit échantillonné à la sortie des filtres adaptés.

Le détecteur qui minimise la probabilité d'erreur est le détecteur du maximum de vraisemblance. Le critère ML est basé sur la sélection du bit d'entrée, qui minimise la distance euclidienne entre le symbole transmis (correspondant au bit d'entrée) et le symbole reçu dans le cas de détection multi-utilisateurs, la distance euclidienne entre un vecteur de symbole émis correspondant à l'entrée du vecteur binaire \mathbf{b} et le vecteur de symbole reçu est donnée par :

$$d(\mathbf{b}) = \sum_{n=1}^N \left[y(n) - \sum_{k=1}^K A_k b_k c_k(n) \right]^2 \quad (4.8)$$

$$d(\mathbf{b}) = \sum_{n=1}^N y(n)^2 - 2 \sum_{k=1}^K A_k b_k \sum_{n=1}^N y(n) c_k(n) + \sum_{n=1}^N \left(\sum_{k=1}^K A_k b_k c_k(n) \right)^2 \quad (4.9)$$

Le premier terme de l'expression est indépendant de \mathbf{b} donc il peut être retiré du processus de minimisation (on définit une fonction de probabilité $\Omega(\mathbf{b})$ qui diffère de $d(\mathbf{b})$ par une constante). En utilisant les définitions y_j de l'équation (4.3) et en utilisant les définitions de \mathbf{A}

et \mathbf{b} , l'expression ci-dessus peut être simplifiée comme:

$$\Omega(\mathbf{b}) = -2\mathbf{N}\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{N}\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} \quad (4.10)$$

Encore une fois, en supprimant le facteur commun \mathbf{N} et en utilisant le fait que maximiser le négatif d'une fonction est le même que minimiser la fonction, le problème de la détection multi-utilisateurs optimale peut être indiqué comme suit:

$$\text{Minimize, } \Omega(\mathbf{b}) = \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} \quad \mathbf{b} \in \{+1, -1\}^K \quad (4.11)$$

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b} \in \{+1, -1\}^K} \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} \right\} \quad (4.12)$$

$$F(\mathbf{b}) = \mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} \quad (4.13)$$

4.2.2 Canal de Rayleigh

Le signal de chaque utilisateur est propagé sur un canal de Rayleigh. La réponse impulsionnelle complexe du canal de transmission pour le $k^{ème}$ utilisateur peut s'écrire:

$$h_k(t) = \alpha_k(t) e^{j\phi_k(t)} \delta(t), \quad \forall k = 1, \dots, K \quad (4.14)$$

où l'amplitude $\alpha_k(t)$ est une variable aléatoire à distribution de Rayleigh et la phase $\phi_k(t)$ est répartie uniformément entre $[0, 2\pi]$. La règle de décision optimale pour les systèmes CDMA avec K utilisateurs modulé en BPSK peut être dérivée de [54], et qui est exprimée en notation vectorielle comme suit:

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\Re[\mathbf{b}^H \mathbf{C}^* \mathbf{Z}] - \mathbf{b}^H \mathbf{C}^* \mathbf{R}\mathbf{C}\mathbf{b} \quad (4.15)$$

Où:

- $\mathbf{C} = \text{diag}[\alpha_1 e^{j\phi_1}, \alpha_2 e^{j\phi_2}, \dots, \alpha_K e^{j\phi_K}]$
- $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$
- \mathbf{Z} = vecteur de sortie des filtres adaptés

Plus précisément, $(\cdot)^H$ c'est le complexe transposée conjuguée de la matrice (\cdot) , et $(\cdot)^*$ est le conjugué complexe de la matrice (\cdot) . Pour la modulation BPSK, le terme \mathbf{b}^H de l'équation (4.15) est substitué par \mathbf{b}^T , ce qui est la transposée de la matrice \mathbf{b} , étant donné que seule la composante réelle est considérée dans le cadre de la modulation BPSK. La règle de décision, de la détection optimale (pour le système CDMA multi-utilisateurs) basée sur le critère du maximum de vraisemblance, est de choisir la combinaison de symbole spécifique \mathbf{b} , ce qui maximise la corrélation métrique de l'équation (4.15), ce qui donne:

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \left\{ \max_{\mathbf{b}} [\Omega(\mathbf{b})] \right\} \quad (4.16)$$

La détection multi-utilisateurs optimale est un problème NP-complet d'optimisation

combinatoire, les algorithmes d'optimisation classiques sont inefficaces pour le résoudre [54]. Une alternative très intéressante pour gérer la complexité de ce problème est l'utilisation des techniques méta-heuristiques.

Une variété de détecteurs alternatifs sous-optimaux, basées sur des méta-heuristiques, a été proposée dans la littérature [111-129] (voir chapitre 3, section 3.7).

D'un point de vue général, l'originalité de ce travail réside dans la proposition de deux nouveaux algorithmes méta-heuristiques hybrides HBMO-SA et HBMO-TS de détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA.

Dans le HBMO, les ouvrières jouent un rôle pour l'amélioration des génotypes du couvain, permettent d'obtenir de meilleures solutions au problème traité. Dans notre cas, l'algorithme HBMO est hybridé dans un premier temps avec le recuit simulé (SA) qui représente une ouvrière, afin d'avoir une meilleure intensification de la recherche de la solution produite par le HBMO, et afin d'éviter les minima locaux et d'approcher rapidement de la meilleure solution. Puis dans une autre variante avec la recherche tabou (TS) qui représente une ouvrière aussi. Une étude comparative des deux algorithmes (HBMO-SA et HBMO-TS) est effectuée également.

4.3 Démarche adoptée

La démarche adoptée pour réaliser ce travail est la suivante (Fig. 4.2):

- 1) La première étape est la recherche bibliographique. Elle permet de cerner précisément la problématique de la détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA dans les communications sans fil. De cette recherche bibliographique, nous tirons les volumes et les articles de référence permettant l'aboutissement de notre travail.
- 2) Dans la seconde étape, une proposition d'un nouvel algorithme basé sur l'hybridation de deux méta-heuristiques HBMO et SA pour les récepteurs DS-CDMA sera discutée.
- 3) L'étape suivante consiste à simuler ce détecteur dans le canal AWGN et Rayleigh. Différents scénarios de simulation seront considérés tels que la modification des paramètres de l'algorithme et la variation du nombre d'utilisateurs qui partagent les ressources du canal de communication.
- 4) Une étude comparative de ce détecteur avec d'autres MuDs sera effectuée, sous les mêmes conditions et dans un environnement le plus proche possible de la réalité.
- 5) Puis, une proposition d'un deuxième algorithme basé sur l'hybridation des deux algorithmes HBMO et TS pour les récepteurs DS-CDMA sera discutée également.
- 6) Dans la dernière étape, une étude comparative des deux algorithmes sera réalisée.

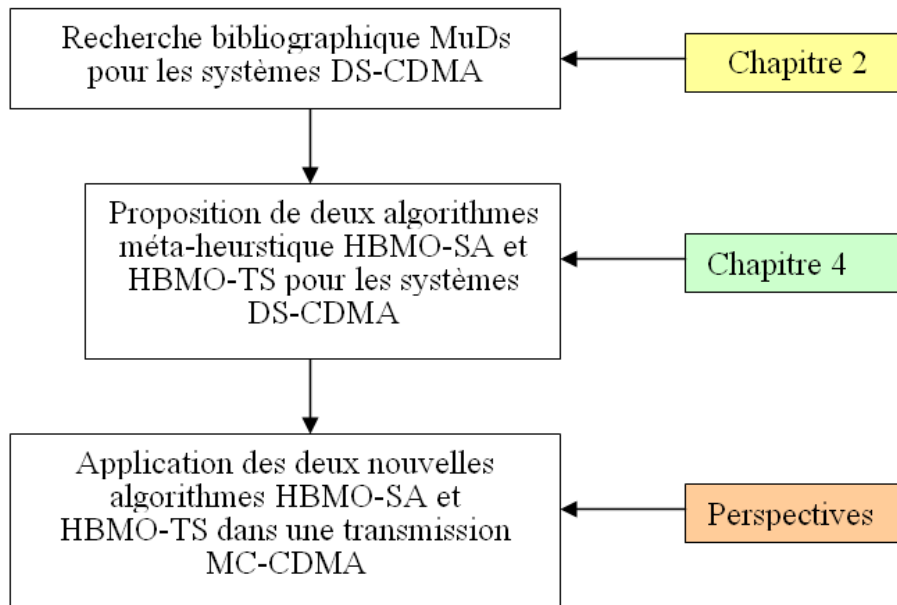


Fig. 4.2 Schéma synoptique de la démarche adoptée

4.3.1 Méthodologie

- Définir le modèle mathématique de la MuD pour une transmission DS-CDMA.
- Compréhension du fonctionnement des algorithmes HBMO et SA.
- Elaboration du modèle mathématique du HBMO-SA qui servira de base pour la réalisation des simulations.
- Concevoir l'algorithme de détection multi-utilisateurs basée sur HBMO-SA.
- Identification des paramètres impactant les simulations.
- Simulation des données transmises à travers deux canaux (AWGN et Rayleigh).
- Evaluation des performances en terme de BER.
- Analyse des résultats de simulations.
- Compréhension du fonctionnement de l'algorithme TS.
- Elaboration du modèle mathématique du HBMO-TS qui servira de base pour la réalisation des simulations.
- Concevoir l'algorithme de détection multi-utilisateurs basée sur HBMO-TS.
- Identification des paramètres impactant les simulations.
- Simulation des données transmises à travers deux canaux (AWGN et Rayleigh).
- Evaluation des performances en terme de BER.
- Comparaison entre HBMO-SA, HBMO-TS et GA.

4.4 DS-CDMA MuD basé sur l’algorithme HBMO-SA

La figure 4. 3 illustre l’algorithme HBMO-SA proposé.

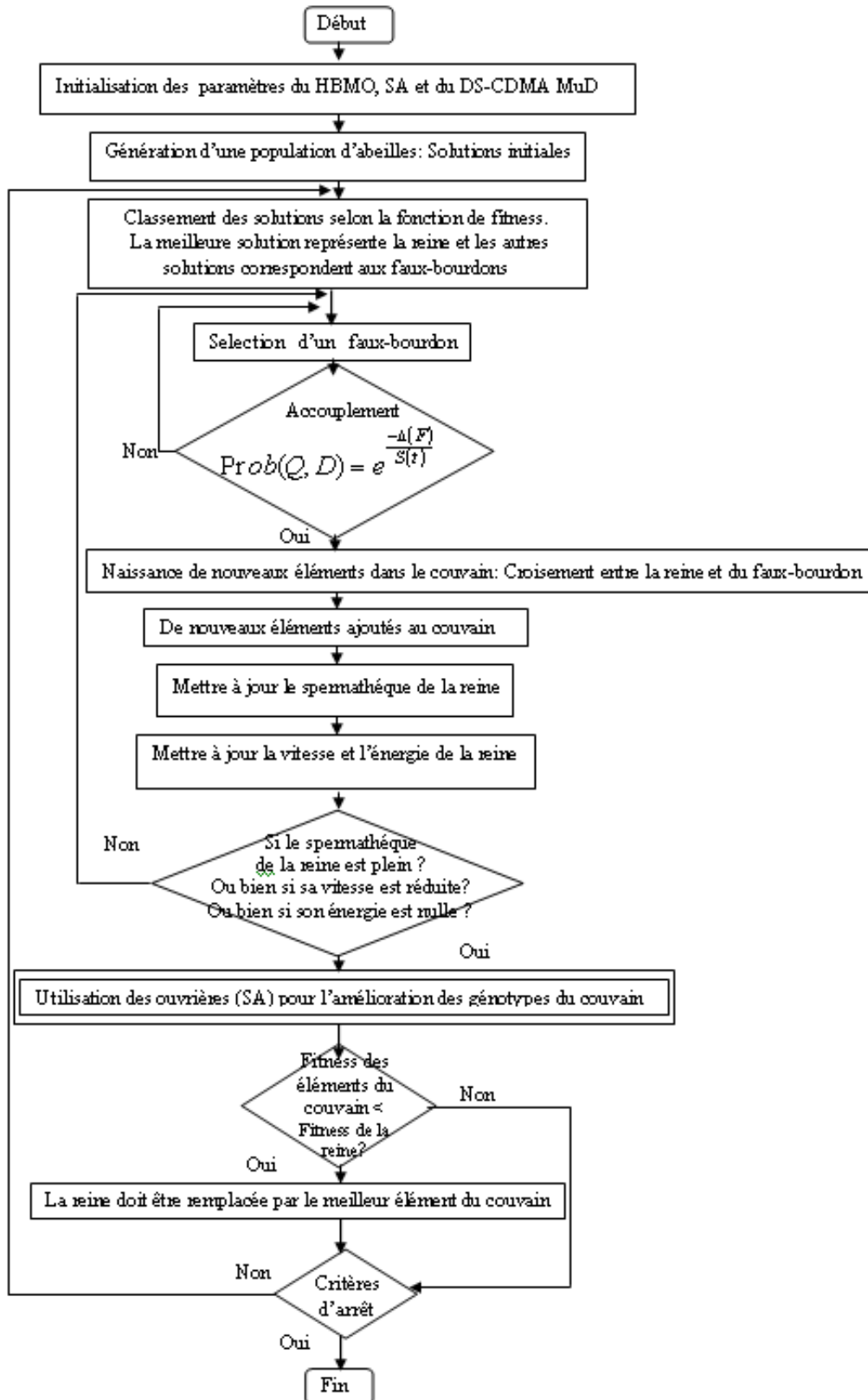


Fig. 4.3 Organigramme du processus HBMO-SA pour la détection MuD dans DS-CDMA

Au début de l'algorithme, les données d'entrée sont définies, y compris les paramètres HBMO tel que : la taille de la population initiale p , la taille de la population des faux-bourçons B , la taille de la spermathèque η , la vitesse initiale et final de la reine $Speed_{initial}$, $Speed_{final}$, l'énergie initiale et final de la reine aussi $Energy_{initial}$, $Energy_{final}$, le facteur de réduction de la vitesse α , également le facteur de réduction de l'énergie γ et le nombre d'itération itr de l'algorithme HBMO-SA. En plus, les paramètres de l'algorithme SA : la température initiale $T_{initial}$, la température finale T_{final} , le facteur de réduction de la température β et le nombre d'itération itr_1 à une température fixe. Aussi bien que les paramètres du détecteur MuD pour les systèmes DS-CDMA : le nombre des utilisateurs K et la longueur du code d'étalement N .

4.4.1 Génération d'une population d'abeilles

L'algorithme HBMO-SA commence par la génération d'une population d'abeille. Notre algorithme fonctionne avec une seule reine sur chaque cycle de fonctionnement de l'algorithme, pour représenter la vie réelle des abeilles dans une ruche. Et les éléments du couvain sont égaux au nombre correspondant à la taille de la spermathèque de la reine. La reine représente la meilleure solution issue du couvain. Les ouvrières représentent la méta-heuristique employée (SA) pour la recherche locale (amélioration) dans le couvain, dans notre cas seule une ouvrière est considéré.

Le premier vecteur initial est la sortie du MF.

$$s_1 = \hat{b}_{MF} = sign(y) \quad (4.17)$$

Les autres vecteurs initiaux de la population d'abeilles sont déterminées par :

$$s_i = S_i \sim U\{-1,+1\}^K, i = 2, \dots, p \quad (4.18)$$

où S_i est un vecteur aléatoire et s_i est la sortie du vecteur aléatoire,

$$s_i = [s_{i,1} \quad \dots \quad s_{i,K}]^T \quad (4.19)$$

$U\{-1,+1\}^K$: désigne un vecteur binaire uniformément répartie de dimension K .

4.4.2 Classement de la population d'abeilles

Pour chaque élément (individu) de la population $s_i, i = 1, \dots, p$, la valeur de la fitness est calculée dans le canal AWGN par :

$$F(s_i) = s_i^T A R A s_i - 2s_i^T A y \quad (4.20)$$

Par la suite, un classement des éléments (individus) de la population en fonction de leurs fitness est nécessaire. L'individu qui a la valeur minimale de la fitness représente la meilleure solution et doit être choisi comme étant la reine initiale. Le reste des solutions représente les faux-bourdon.

4.4.3 Accouplement de la reine avec les faux-bourdon

Un ensemble de vols nuptiaux sont alors entrepris sachant que la vitesse et l'énergie de la reine sont initialisées aléatoirement à des valeurs comprises entre $[0, 1]$ pour s'assurer qu'elle volera pendant un certain nombre de fois. Les transitions effectuées par la reine sont en fonction de cette vitesse et énergie. Au début d'un vol nuptial, la reine vole avec sa vitesse maximale. A chaque itération d'un vol, la reine s'accouple avec un faux-bourdon rencontré (choisi aléatoirement parmi la population de faux-bourdon) durant sa trajectoire selon la règle de probabilité calculée par l'équation (3.1). Si l'accouplement est réussi, le sperme du faux-bourdon (génotype) est ajouté à la spermathèque de la reine. Cette opération est répétée jusqu'à ce que la vitesse de la reine atteigne sa valeur minimale ou l'énergie de la reine est nulle ou bien jusqu'au remplissage de sa spermathèque. En utilisant le croisement entre le sperme du faux-bourdon (génotype) et les génotypes de la reine, un nouvel élément (une autre solution) est généré dans le couvain. Les ouvrières sont ensuite utilisées pour améliorer cet élément.

4.4.4 Amélioration des éléments du couvain

Dans cette étape, l'algorithme SA est appliqué pour chaque individu de la population des œufs générés (nouvel élément dans le couvain) dans le but de les améliorer. Le principe général du recuit simulé est de parcourir de manière itérative l'espace des solutions. Partant d'une solution donnée à savoir l'état initial, elle sera modifiée afin d'en obtenir une seconde qui sera soit acceptée et servira de base pour calculer la prochaine itération, soit refusée suivant certains critères. Si cette nouvelle solution améliore la fonction fitness, elle aura permis de diminuer l'énergie du système; si celle-ci la dégrade, l'énergie du système augmentera (recuit). Le même procédé est répété itérativement jusqu'à ce qu'une condition d'arrêt soit vérifiée. Dans notre cas ce processus se résume comme suit:

- 1) Initialisation de la meilleure solution de l'algorithme SA par l'élément sélectionné du couvain.
- 2) Génération d'une solution voisine (nouvelle solution) à partir de la solution courante. La génération est effectuée par une fonction de transformation aléatoire de la solution courante. Dans notre cas, elle repose sur une seule mutation entre les éléments du vecteur de la solution courante d'une manière aléatoire. Si la fitness de la nouvelle solution est inférieure à la fitness de la solution courante, la solution courante devient la nouvelle solution. Sinon cette solution courante deviendra la nouvelle solution si la probabilité de Boltzmann $e^{-\frac{|\Delta Fitness|}{T}}$ est inférieure à une certaine valeur « r » sinon, la solution courante ne change pas.
- 3) La fitness de cette nouvelle solution est comparée également à la fitness de l'élément amélioré du couvain, si la fitness de cette nouvelle solution est inférieure à la fitness de l'élément amélioré, ce dernier deviendra la nouvelle solution.
- 4) Ce processus est répété pour un nombre d'itérations fixé à l'avance.
- 5) Après avoir mis à jour la température, nous testons le critère d'arrêt algorithme $T < T_{final}$.

La description de ce processus est montrée dans la figure 4.4.

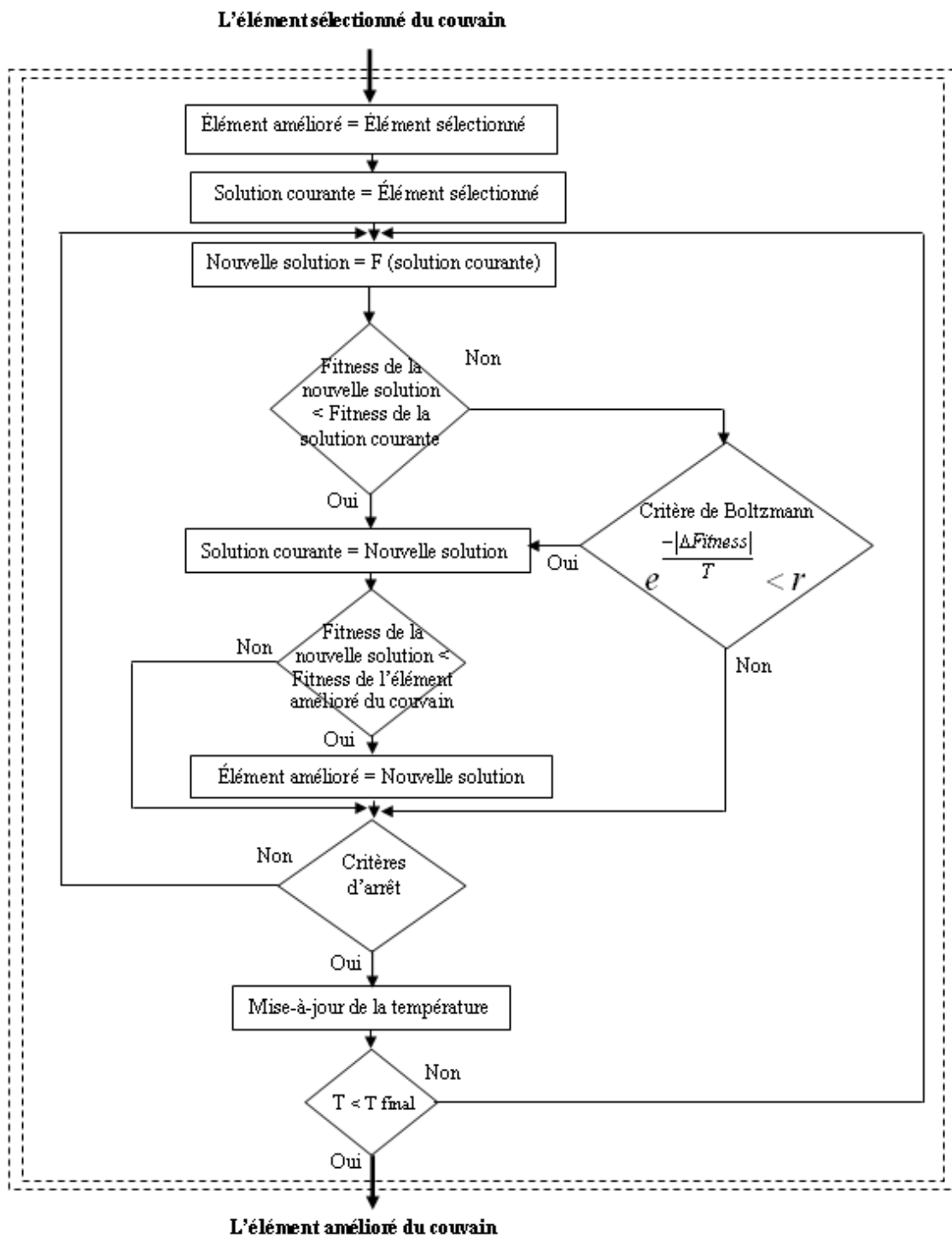


Fig. 4.4 Organigramme du processus SA

La fitness de l'élément amélioré du couvain est comparée à la fitness de la reine, dans le cas ou sa fitness est inférieur, la reine est remplacée par le meilleur élément du couvain amélioré.

Le processus HBMO-SA sera répété jusqu'à l'atteinte du critère d'arrêt.

La popularité du recuit simulé a été incontestable pendant des années. D'abord cette méthode est facile à implémenter. Le SA présente l'avantage d'offrir des solutions de bonne qualité, tout en restant simple à programmer, mais le réglage de ces paramètres est délicat. En particulier, comment faut-il faire pour baisser la température (trop vite, on risque de se bloquer dans un minimum local et trop lentement, le temps de calcul augmentera). En plus, une fois l'algorithme SA est piégé, à basse température, dans un minimum local, il lui est impossible de s'en sortir tout seul.

Etant donné que l'algorithme TS est un l'algorithme de recherche locale, et sa structure de base est assez proche de celle du recuit simulé, avec l'avantage, par rapport au SA, d'avoir un paramétrage simplifié. Nous avons, donc décidé de le testé aussi en hybridation avec le HBMO.

4.5 DS-CDMA MuD basé sur l'algorithme HBMO-TS

La figure 4.5 illustre l'algorithme HBMO-TS proposé.

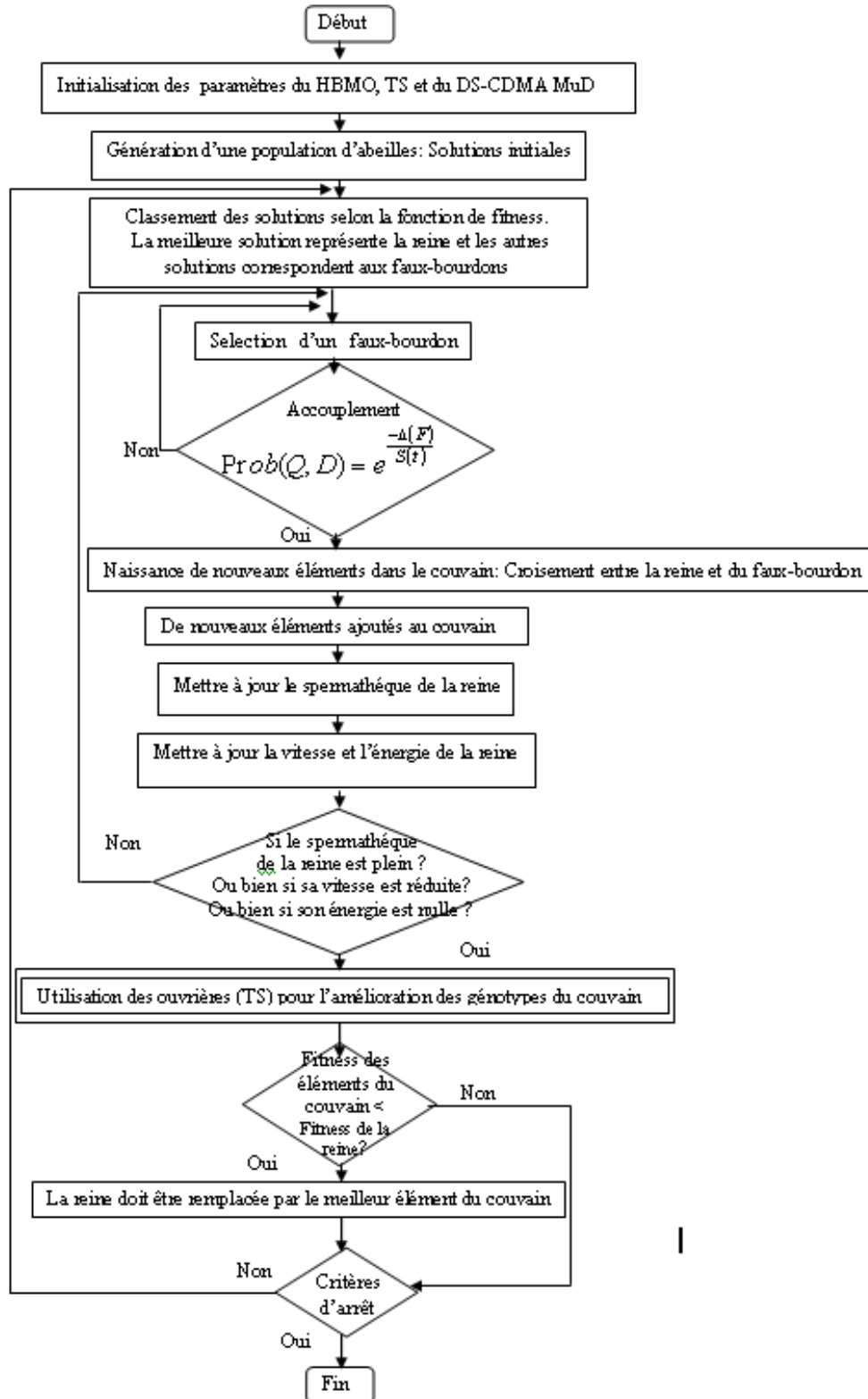


Fig. 4.5 Organigramme du processus HBMO-TS pour la détection MuD dans DS-CDMA

4.5.1 Génération d'une population d'abeilles

Nous avons gardé les mêmes hypothèses utilisées dans le paragraphe 4.4.1. Sauf que, cette fois-ci l'ouvrière est représentée par une méta-heuristique différente et qui est la recherche tabou (TS).

4.5.2 Classement de la population d'abeilles

Le classement des individus de la population d'abeilles est effectué par la même fonction fitness qui a été utilisé pour l'algorithme HBMO-SA.

4.5.3 Accouplement de la reine avec les faux-bourçons

Nous avons maintenu le même processus utilisé par l'algorithme HBMO-SA.

4.5.4 Amélioration des éléments du couvain

Dans cette étape, l'algorithme TS est appliqué pour chaque individu de la population des œufs générés (nouvel élément dans le couvain) dans le but de les améliorer. La méthode tabou consiste, à partir d'une position donnée, à explorer le voisinage et à choisir la position dans ce voisinage qui minimise la fonction fitness. Il est essentiel de noter que cette opération peut conduire à dégrader la valeur de la fonction : c'est le cas lorsque tous les points du voisinage ont une valeur plus élevée. Le risque est qu'à l'étape suivante, on retombe dans le minimum local auquel on vient de s'échapper. C'est pourquoi il faut que l'heuristique ait de la mémoire : le mécanisme consiste à interdire de revenir sur les dernières positions explorées. Les positions déjà explorées sont conservées dans une liste, souvent appelée liste des tabous, d'une taille donnée. La description de ce processus est montrée dans la figure 4.6.

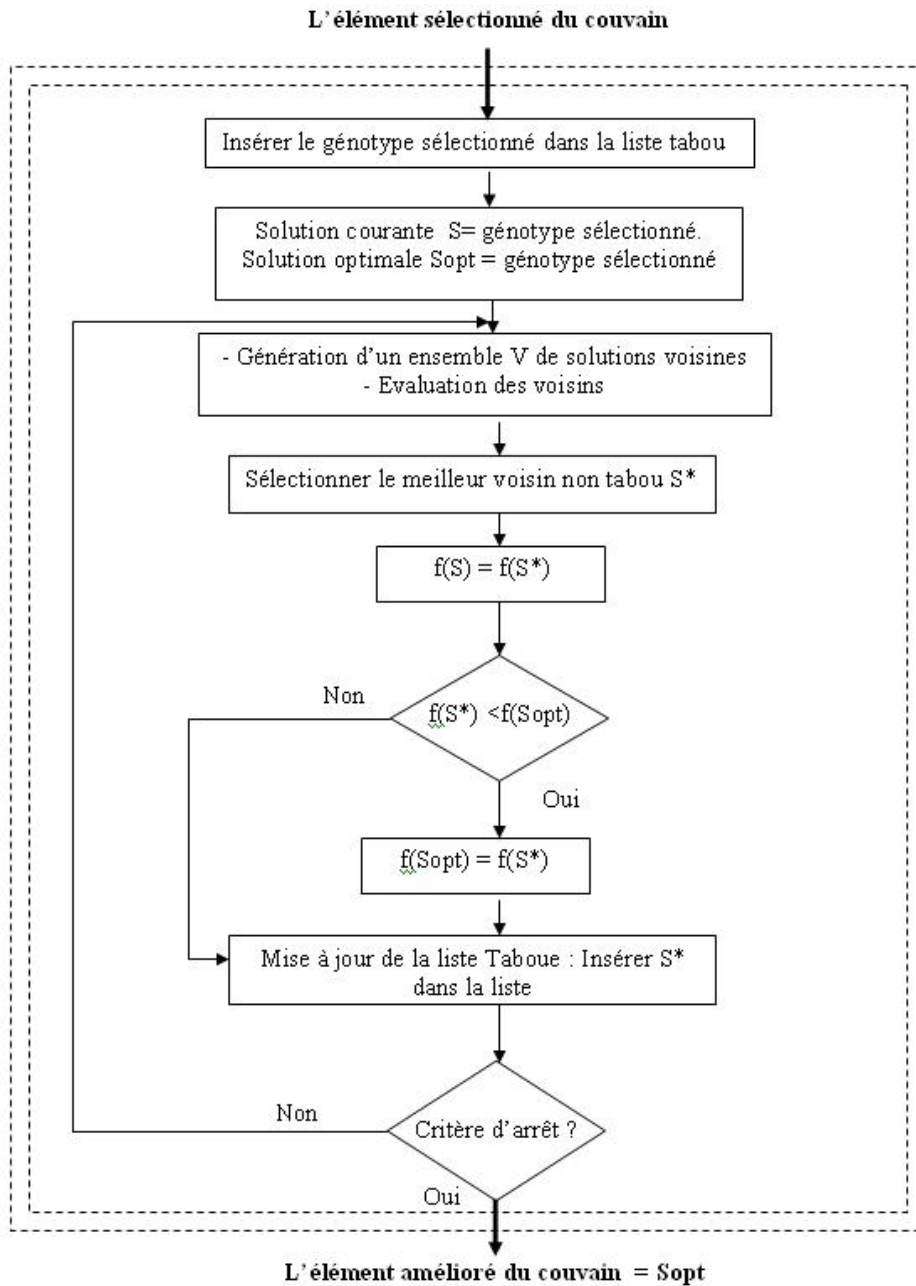


Fig. 4.6 Organigramme du processus TS

4.6 Simulations

Dans cette section, nous présentons plusieurs simulations pour évaluer les performances des algorithmes MuDs basés sur l’algorithme d’optimisation d’accouplement des abeilles (HBMO) hybridé avec le SA puis le TS respectivement.

L’objectif de ces simulations est d’étudier le taux d’erreur binaire (BER) des algorithmes de détection. Le BER est calculé en faisant varier le rapport signal sur bruit (SNR). Dans les cas simulés, tous les utilisateurs transmettent avec la même puissance, le code utilisé pour les systèmes DS-CDMA est celui de Gold avec une longueur $N = 31$.

4.6.1 HBMO-SA dans le canal AWGN

Dans un premier temps, le modèle du canal employé pour les simulations suivantes sera le canal AWGN tel que décrit dans la section 4.2.1.

La figure 4.7 illustre une étude comparative du BER des différents détecteurs. Dans cette simulation, le nombre des utilisateurs est $K=26$, le nombre prédéfini d’itérations $itr=100$ et la taille de la population est $p=100$. Nous observons que le détecteur basé sur le nouvel algorithme HBMO-SA est plus performant que les autres détecteurs tels que le filtre adapté, le Décorrélateur et le MMSE car il présente un faible BER.

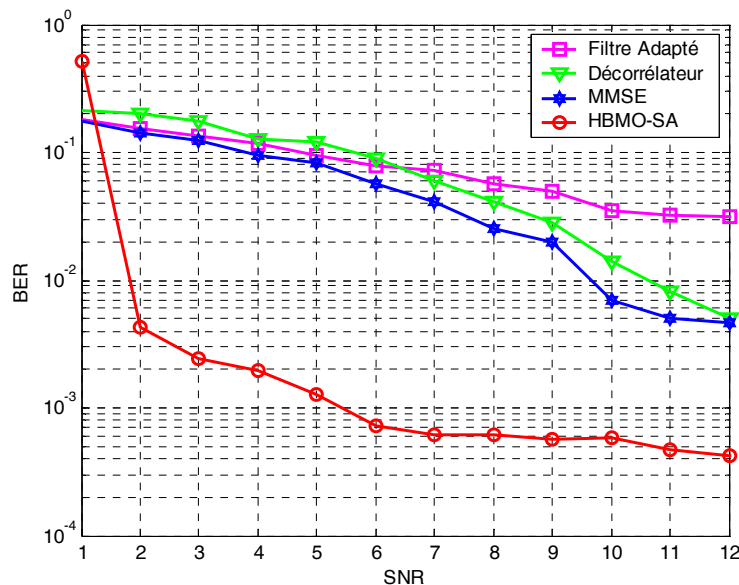


Fig. 4.7 BER pour différents détecteurs multi-utilisateurs dans le canal AWGN ($N=31$, $K=26$, $p=100$)

Le choix des valeurs des différents paramètres joue un rôle fondamental sur les performances de cet algorithme. À cette fin, une série de tests ont été effectués pour trouver les valeurs optimales en termes d’efficacité de détection et de temps d’exécution de l’algorithme.

4.6.1.1 Influence du nombre d’utilisateurs sur la détection

Comme illustré sur la figure 4.8, pour les faibles populations p de moins de 100, les

performances du détecteur HBMO-SA est dégradé $BER=10^{-2}$ en revanche pour les populations de grande taille p supérieur à 150, le détecteur présente les meilleures performances avec un $BER=10^{-5}$. Par conséquent, la taille de la population joue un rôle important dans les performances de cet algorithme.

Dans le cas d'une population inférieure à 100, les performances du détecteur pour un nombre d'utilisateur $K=16$ sont plus faibles que pour $K=10$. Ceci est similaire dans le cas d'une population supérieure à 150, les performances du détecteur pour un nombre d'utilisateur $K=30$ sont inférieures à celle de $K=20$. En conséquence, pour la même population et pour différents nombre d'utilisateurs, les performances du détecteur sont meilleures avec un faible nombre d'utilisateurs (Fig. 4.8).

La principale constatation est que le détecteur HBMO-SA offre d'excellentes performances si la population initiale est élevée, même dans le cas d'un grand nombre d'utilisateurs (très faible BER d'environ 10^{-4} pour un grand nombre d'utilisateurs supérieur à 20), ce qui est considéré comme un point fort pour l'algorithme proposé par rapport aux autres détecteurs.

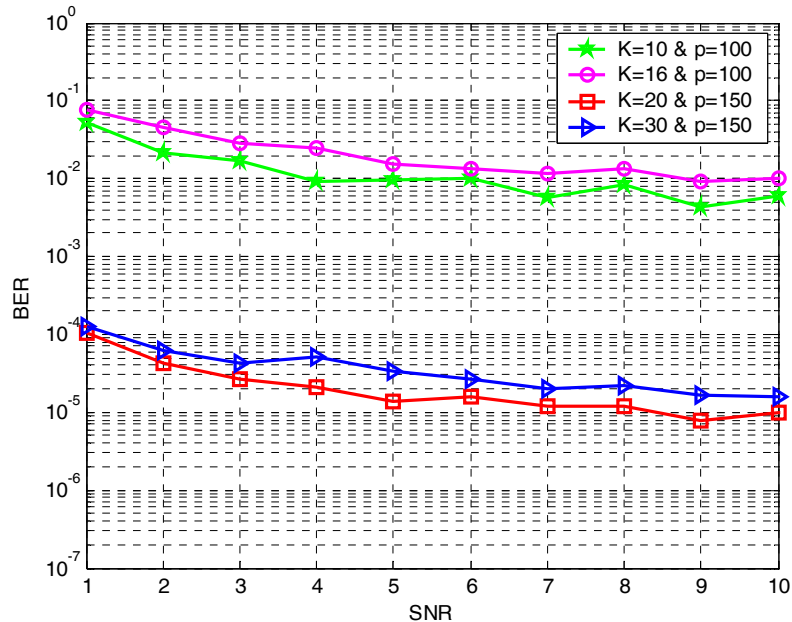


Fig. 4.8 BER pour différents utilisateurs (K) et la taille de la population (p)

4.6.1.2 Influence du nombre d'itérations sur la détection

La figure 4.9 montre l'évolution de la performance de l'algorithme en fonction du nombre d'itérations (*itr*). L'algorithme donne les meilleures performances pour un nombre d'itérations élevé.

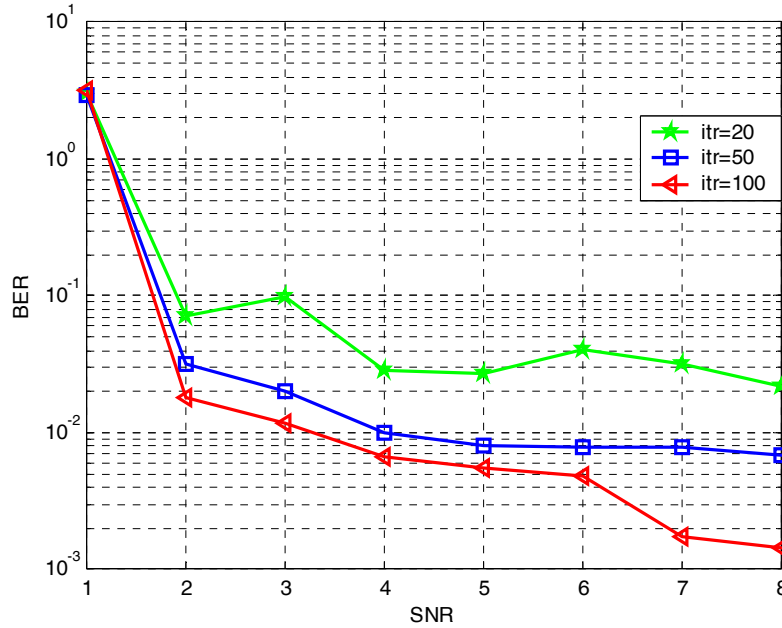


Fig. 4.9 BER pour différentes itérations (N=31, K=26, p=100)

4.6.1.3 Complexité de l'algorithme

Dans ce travail, la complexité de l'algorithme HBMO-SA est présentée par le temps de calcul moyen selon la notation O [63], comme illustré dans la figure 4.10. Le temps CPU est obtenu dans l'environnement MATLAB sur un ordinateur personnel Intel Pentium (R) Core (TM) 2 CPU T5500 à 1,66 GHz, avec 1,00 Go de RAM.

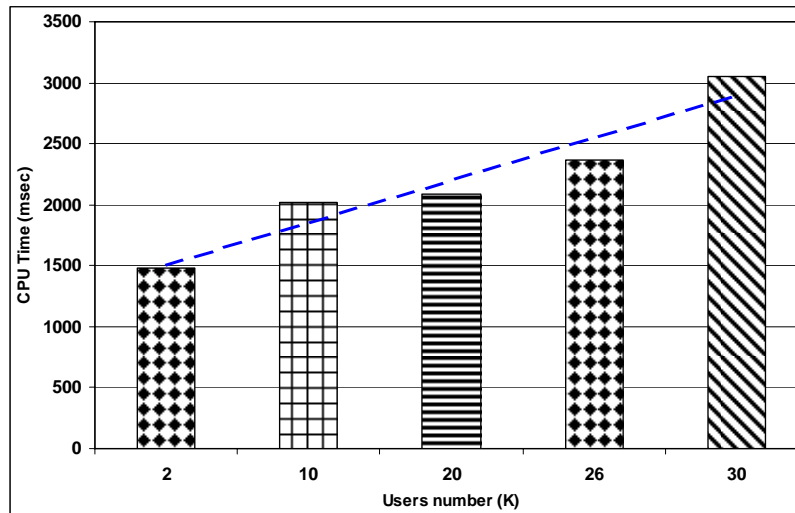


Fig. 4.10 Temps CPU pour différents utilisateurs (N=31, itr=100, p=100)

Il est clairement observé que le temps de calcul moyen augmente de manière quasi linéaire avec le nombre d'utilisateurs.

4.6.2 HBMO-SA dans le canal de Rayleigh

Dans ce qui suit, nous considérons les performances de l'algorithme proposé dans le canal de Rayleigh à évanouissement plat. Les simulations réalisées correspondent à une représentation la plus proche possible de la réalité des communications sans fil puisque nous prenons en compte les effets d'évanouissement du signal dues aux multi-trajets. Cette étape consiste à évaluer l'impact de ces phénomènes sur les transmissions simulées.

La figure 4.11 illustre le BER des différents détecteurs dans ce canal. Les paramètres de l'algorithme utilisés sont ($N=31$, $K=30$, $itr=50$).

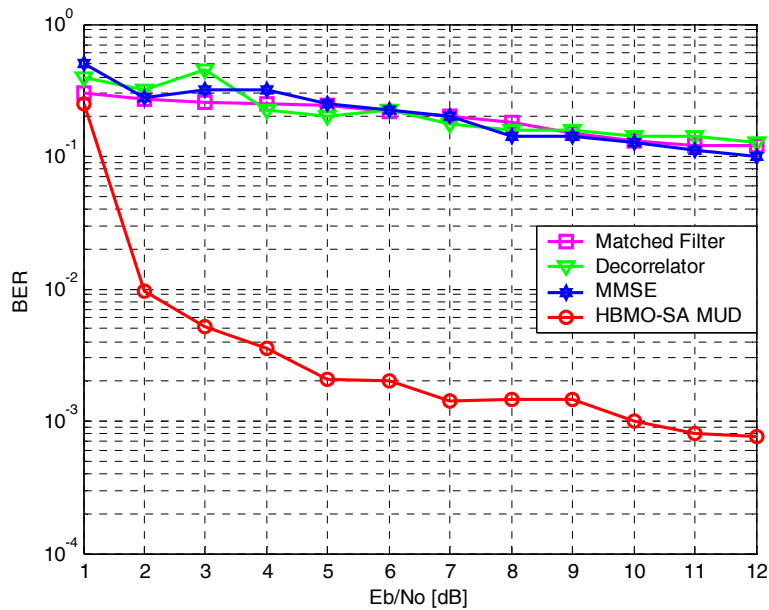


Fig. 4.11 BER pour différents détecteurs multi-utilisateurs dans le canal de Rayleigh ($N=31$, $K=30$, $itr=50$)

Le BER de l'algorithme proposé est dégradé dans le canal de Rayleigh par rapport au canal AWGN (Fig. 4.11). Mais malgré ce là, le résultat obtenu par l'algorithme HBMO-SA est satisfaisant, nous pouvant dire que nous avons une bonne qualité de transmission même dans le canal de Rayleigh en comparaison avec les autres détecteurs classique (Fig. 4.12).

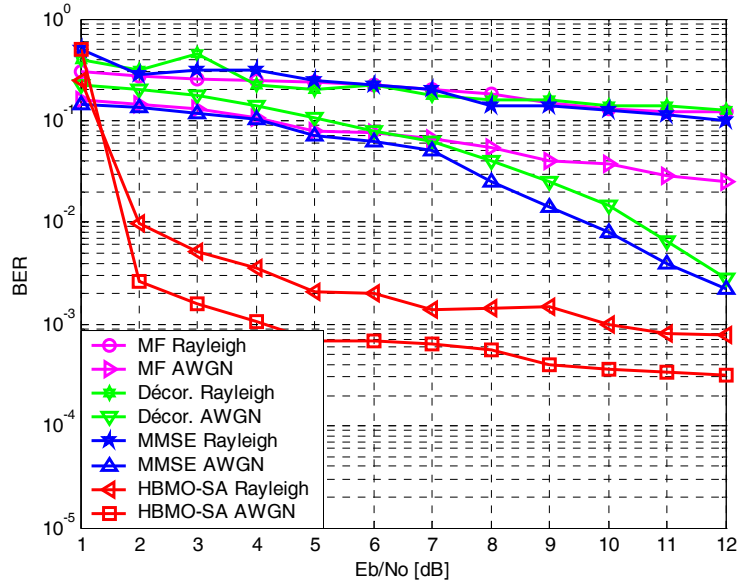


Fig. 4.12 BER comparaison des différents détecteurs multi-utilisateurs dans les deux canaux

La mise en œuvre pratique d'un algorithme de détection MuD dans une transmission DS-CDMA est une tâche ardue et complexe. Ceci est dû principalement au fait que plusieurs aspects doivent être pris en compte lors de la réalisation de son implantation pratique. Pour permettre une comparaison juste de la technique de détection que nous avons étudiée, il est impératif de la comparer avec une autre méta-heuristique qui a montré ces preuves dans le traitement d'un tel problème. Pour ce faire, nous l'avons comparé à un algorithme génétique (GA) dans le canal de Rayleigh.

4.6.3 Comparaison entre le HBMO-SA et le GA

Les GA tirent leurs nom de l'évolution biologique des êtres vivants dans le monde réel. Ces algorithmes cherchent à simuler le processus de la sélection naturelle dans un environnement défavorable en s'inspirant de la théorie de l'évolution proposée par C. Darwin.

Par analogie avec l'évolution naturelle, les GA font évoluer un ensemble de solutions candidates, appelé une « population d'individus ». Un « individu » n'est autre qu'une solution possible du problème à résoudre. Chaque individu de cette population se voit attribuer une fonction appelée fonction d'adaptation (fitness) qui permet de mesurer sa qualité ou son poids; cette fonction d'adaptation peut représenter la fonction objectif à optimiser.

Ensuite, les meilleurs individus de cette population sont sélectionnés, subissent des croisements et des mutations et une nouvelle population de solutions est produite pour la génération suivante. Ce processus se poursuit, génération après génération, jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit atteint, comme par exemple le nombre maximal de générations.

Avant d'appliquer les GA, il faut prendre en considération les points suivants : la méthodologie dont la population initiale est générée, le calcul de la fonction de fitness, et le choix du type d'opérateurs génétiques à employer (la sélection, le croisement, la mutation).

L'algorithme GA proposé dans cette thèse est illustré sur la figure 4.13, et il est composé des étapes suivantes:

- 1) **La génération de la population initiale:** le même processus de génération de la population initiale que l'algorithme HBMO-SA a été utilisé. Le premier vecteur initial est la sortie du filtre adapté et le reste des vecteurs sont tirés de façon aléatoire.
- 2) **L'évaluation :** les performances de chaque individu (solution) seront évaluées par la fonction de performance (fitness) présentée dans l'équation (4.15). C'est à la fonction de fitness de mesurer cette efficacité pour permettre à l'algorithme de faire évoluer la population dans un sens bénéfique pour la recherche de la meilleure solution.
- 3) **La sélection:** création d'une nouvelle population (solutions) par une méthode de sélection. Dans notre cas, cette opération est basée sur la règle de roulette.
- 4) **Le croisement:** cette opération a pour but d'enrichir la diversité de la population. Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux descendants. Dans cet article, un seul croisement est adopté.
- 5) **La mutation:** Cette opération apporte aux algorithmes génétiques la propriété d'ergodicité de parcours d'espace. Cette propriété indique que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'état, sans pour autant les parcourir tous dans le processus de résolution. Ainsi en toute rigueur, l'algorithme génétique peut converger sans croisement, et certaines implantations fonctionnent de cette manière. Pour notre cas, l'opérateur de mutation consiste généralement à tirer aléatoirement un élément d'un vecteur de solution et à le remplacer par une valeur aléatoire.
- 6) **La stratégie de remplacement:** cette opération correspond à la détermination du nombre de vecteurs de solution candidates à être maintenues dans la génération suivante. La stratégie de l'élitisme oblige l'algorithme génétique à conserver un certain nombre des meilleurs individus de chaque génération. Dans ce travail, seuls les meilleurs individus de la population *pop* conjointe des parents et des descendants doivent être maintenus pour la prochaine génération.
- 7) **Le critère d'arrêt:** Dans ce travail, le processus d'optimisation génétique sera arrêté après un nombre fixé de générations (G).

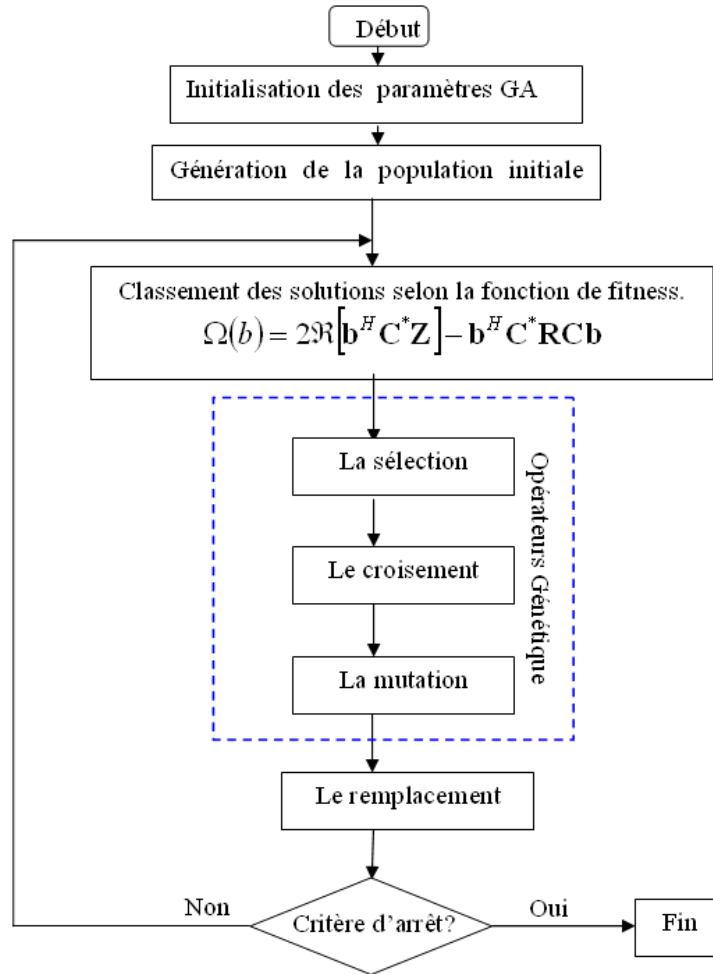


Fig. 4.13 Organigramme du processus GA

En figure 4.14, nous comparons les deux algorithmes en terme de BER dans le canal de Rayleigh pour une même population de départ $p=pop=100$; avec $itr = 100$ pour le HBMO-SA. Les paramètres de l'algorithme GA sont détaillés dans le tableau suivant:

Table 4.1 Paramètres de simulation du GA

Paramètres	Valeurs
La taille de la population	pop =100
Le nombre de génération	G = 50
La probabilité de croisement	0,7
La probabilité de mutation	0,1

On remarque clairement sur la figure 4.14, que l'algorithme HBMO-SA présente un BER nettement meilleur par rapport à l'algorithme GA qui est considéré parmi les meilleurs algorithmes testés dans la détection multi-utilisateurs des systèmes DS-CDMA.

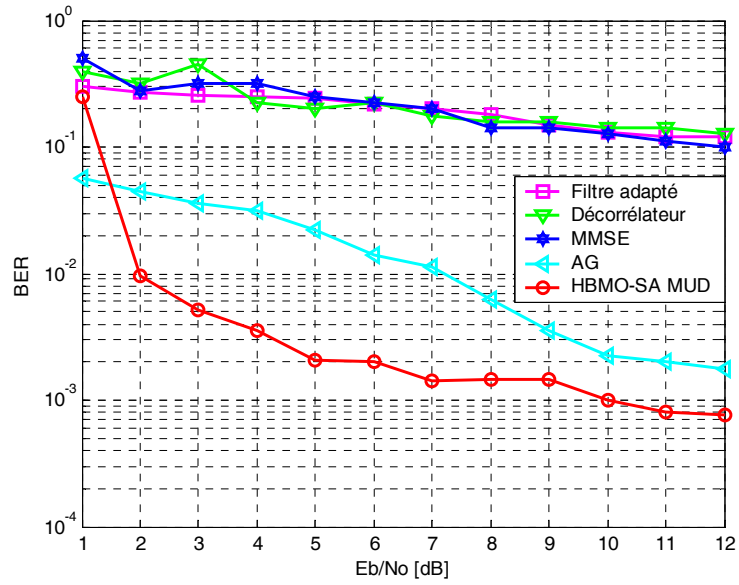


Fig. 4.14 Comparaison du HBMO-SA et GA en terme de BER dans le canal de Rayleigh ($p=pop=100$)

4.6.4 Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans le canal AWGN

Le tableau 4.2 illustre les différents paramètres de simulation des algorithmes HBMO, SA, TS et GA dans tous ce qui suit.

Table 4.2 Paramètres de simulation

HBMO	Taille de la population initiale	p	100
	Nombre d'itération	itr	100
SA	Température initiale	$T_{initial}$	10
	Température finale	T_{final}	1
	Facteur de réduction de la température	β	0.7
	Nombre d'itération à une température fixe	itr_1	20
TS	Taille de la liste	Tl	10
	Nombre de voisins	L	10
	Nombre d'itération	n	10
GA	Taille de la population	pop	100
	Nombre de génération	G	50
	Probabilité de croisement	Prc	0.7
	Probabilité de mutation	Prm	0.1
DS-CDMA	Nombre des utilisateurs	K	20
	Longueur du code d'étalement	N	31

Il est important de noter que dans le canal AWGN il n'y a pas une grandes différence entre les deux algorithmes HBMO-TS et HBMO-SA comme illustré dans la figure 4.15. On remarque bien que les deux algorithmes ont quasiment la même allure.

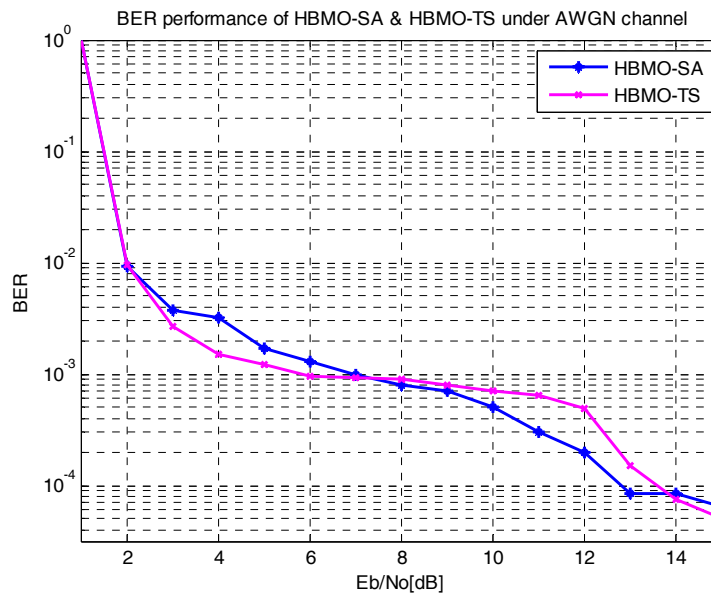


Fig. 4.15 Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal AWGN ($N=31$, $K=20$, $itr=100$)

Les comparaisons s'avèrent difficiles et ce pour deux raisons : d'une part, il faut affiner les paramètres intervenant dans ces méthodes avec la même rigueur et, d'autre part, la qualité de la solution dépend du temps d'exécution.

4.6.5 Comparaison entre le HBMO-SA et le HBMO-TS dans Rayleigh

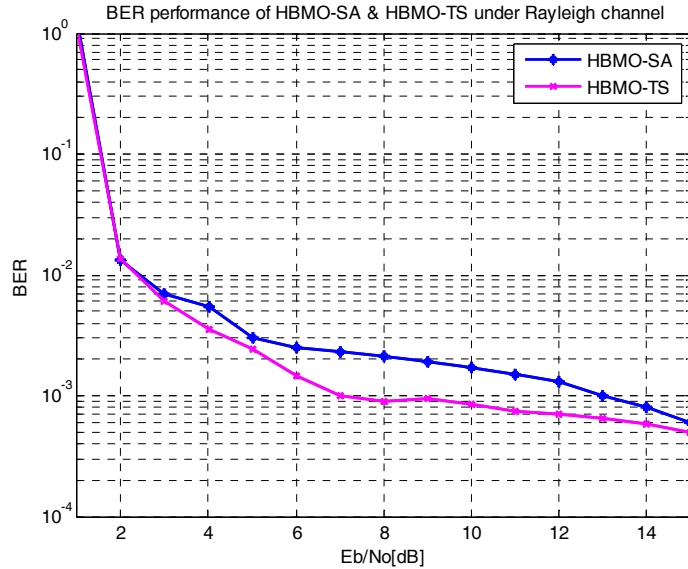


Fig. 4.16 Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal de Rayleigh ($N=31$, $K=20$, $itr=100$)

Une deuxième comparaison est effectuée, entre HBMO-TS et HBMO-SA, mais cette fois-ci est dans le canal de Rayleigh, comme illustré dans la figure 4.16. Les performances de l'algorithme HBMO-TS sont meilleures que celles du HBMO-SA sur toute la plage des E_b/N_0 .

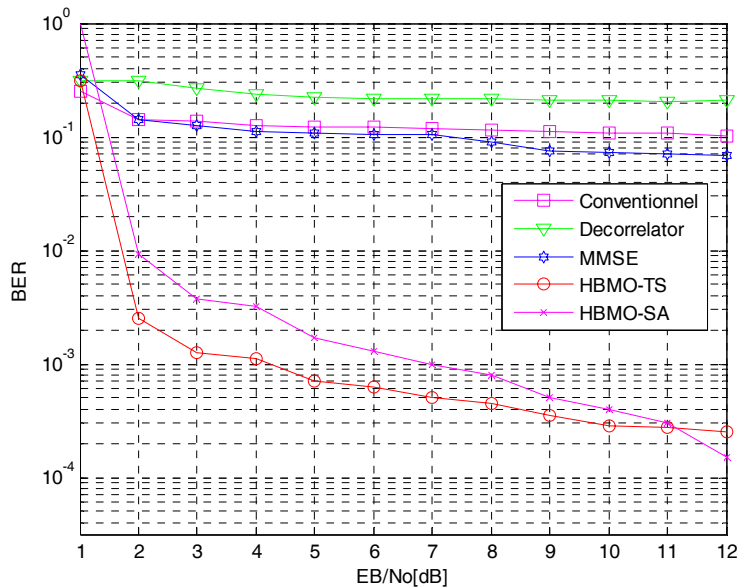


Fig. 4.17 Comparaison entre HBMO-SA et HBMO-TS, MMSE, et Décorrélateur dans le canal de Rayleigh ($itr=150$)

Figure 4.17 présente une comparaison du BER entre plusieurs détecteurs dans le canal de

Rayleigh. Nous observons que l'algorithme proposé HBMO-TS dépasse les autres détecteurs classique.

4.6.6 Comparaison entre le HBMO, HBMO-SA et le HBMO-TS

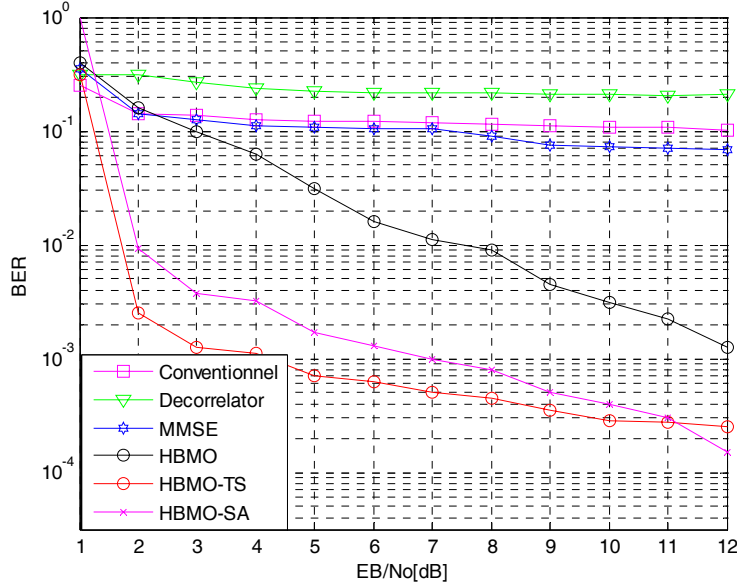


Fig. 4.18 Comparaison entre HBMO, HBMO-SA et HBMO-TS dans le canal de Rayleigh (itr=150)

Le but de cette simulation est de montrer l'intérêt de l'hybridation par l'utilisation des ouvrières (SA et TS) dans les deux algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS afin d'améliorer l'algorithme de base HBMO (figure 4.18).

4.6.7 Comparaison entre le HBMO-SA, le HBMO-TS et le GA

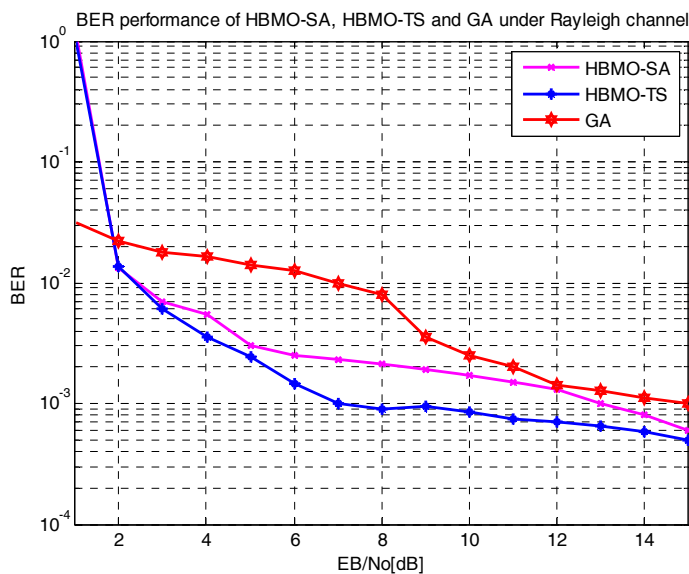


Fig. 4.19 Comparaison entre HBMO-SA, HBMO-TS et GA dans le canal de Rayleigh

4.6.7.1 Temps de calcul moyen du HBMO-SA et HBMO-TS

Dans cette partie, la complexité des deux algorithmes HBMO-SA et HBMO-TS est présentée par le temps de calcul moyen. Comme illustré dans la figure 4.20, le temps de calcul est évalué en fonction du nombre d'itération global du HBMO avec un nombre d'utilisateurs et un rapport signal sur bruit fixés.

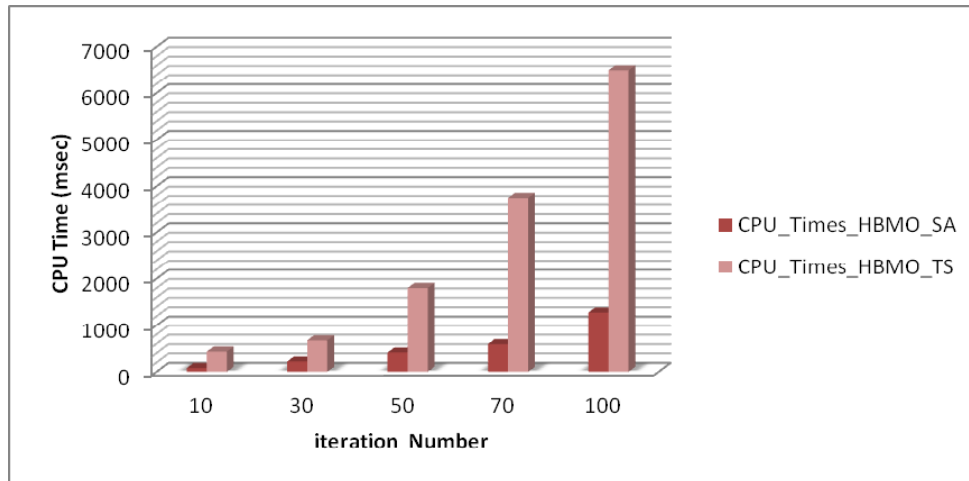


Fig. 4.20 Exemple du temps de calcul moyen ($E_b/N_0=12\text{dB}$, $K=20$)

Il est bien évident que le temps de calcul de l'ensemble des algorithmes hybrides augmente avec l'augmentation du nombre d'itérations global. Cependant, l'augmentation du temps de calcul par l'algorithme SA est nettement inférieure à celle du TS, puisqu'il ne lui faut que 1,2s pour trouver la solution, alors que le TS en mettrait 6,4s soit plus de 5 fois plus rapide pour un nombre d'itérations identique.

4.7 Conclusions

Cette thèse traite le problème d'optimisation de la détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA. Ce problème a comme contraintes, le nombre d'utilisateurs et comme objectif satisfaire le critère du maximum de vraisemblance. Nous avons remarqué que le problème devient de plus en plus difficile lorsque le nombre des utilisateurs augmente. Pour résoudre ce problème, nous avons proposé des méta-heuristiques hybrides basées sur l'algorithme d'accouplement des abeilles. Depuis une dizaine d'années, l'hybridation des méta-heuristiques est devenue un enjeu important, à tel point que toutes les différentes méta-heuristiques sont maintenant perçues comme des points de départ au développement de nouveaux algorithmes d'optimisation. Les différentes caractéristiques de ces méta-heuristiques sont recomposées entre elles pour former de nouvelles méthodes, dont la liste s'allonge. C'est pour cette raison que nous avons proposé deux nouveaux algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS afin de tirer partie de leurs avantages respectifs.

La qualité des solutions trouvées par ces algorithmes dépend de leurs paramétrages. Ces derniers ont été évalués dans un canal AWGN puis dans un canal de Rayleigh à évanouissement plat. A travers l'ensemble des simulations effectuées, nous avons pu conclure que les facteurs influençant grandement l'efficacité de cet algorithme sont :

- ✓ La taille de la population (HBMO).
- ✓ Le nombre d'utilisateurs.
- ✓ Le nombre d'itérations (HBMO, SA et TS).

Par conséquent, nous pouvons affirmer que l'algorithme HBMO hybride améliore les résultats et cela est dû à la recherche locale (SA et TS) introduite au niveau des éléments du couvain. Le BER des deux algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS, est nettement meilleur par rapport à d'autres détecteurs tels que le filtre adapté, le Décorrélator, le MMSE et le détecteur basé sur l'algorithme génétique GA. En fin on peut affirmer que globalement l'algorithme HBMO-SA est plus rapide que l'algorithme HBMO-TS pour un même nombre d'utilisateurs et un même nombre d'itérations.

4.8 Références du chapitre 4

- [54] S. Verdu, “*Multiuser Detector*,” Cambridge University, Press 1998.
- [63] F. Ciriaco et al., “DS/CDMA Multiuser Detection with Evolutionary Algorithms”, *Journal of Universal Computer Science*, vol. 12, no. 4, pp. 450-480, 2006.
- [111] P. H. Tan and L. Rasmussen, “Multiuser detection in CDMA - a comparison of relaxations, exact, and heuristic search methods,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 1802–1809, Sept. 2004.
- [112] C. Ergun, and K. Hacioglu, “Multiuser Detection using a Genetic-algorithm in CDMA communication systems,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 48, pp.1374–1383, 2000.
- [113] K. Yen, and L. Hanzo, “Genetic Algorithm Assisted Joint Multiuser Symbol Detection and Fading Channel Estimation for Synchronous CDMA Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp.985–997, 2001.
- [114] X. Wu, et al., “Adaptive robust detection for CDMA using genetic algorithm,” *IEE Proceedings Communications*, vol. 150, pp.437–444, 2003.
- [115] K. Yen, and L. Hanzo, “Genetic-algorithm-assisted multiuser detection in asynchronous CDMA communications,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 53, no.5, pp. 1413–1422, 2004.
- [116] L. M. San José-Revuelta, “Entropy-guided micro-genetic algorithm for multiuser detection in CDMA communications,” *Signal Processing*, vol. 85, pp.1572–1587, 2005.
- [117] Z. Li, M.J. Juntti, and M. Latva-Aho, “Genetic Algorithm Based Frequency Domain Multiuser Detection for MC-CDMA Systems”, Proc. of the 2005 IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC Spring) , Stockholm (S), May 30-Jun. 1 2005, vol.2, pp. 983-987.
- [118] H. S. Lim, et al., “Multiuser detection for DS-CDMA systems using evolutionary programming,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, pp.101–103, 2003.
- [119] T. Abrao, et al., “Evolutionary programming with cloning and adaptive cost function applied to multi-user DS-CDMA systems,” *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sydney, Australia, pp.160–164, 2004.
- [120] S. Hijazi et al., “Ant-colony based optimal MC- CDMA multiuser detector,” in *Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications, (WiMob’2005)*, IEEE International Conference on, vol. 1, Aug. 22–24, pp. 128–132, 2005
- [121] N. Zhao et al., Population Declining Ant Colony Optimization Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Communications, *Wireless Personal Communications*, Vol.62, pp783-792, 2012.
- [122] S. Wang et al., “(1+/ λ) evolution strategy method for asynchronous DS-CDMA multiuser detection,” *IEEE Communications Letters*, vol.10, no.6, pp. 423-425, June 2006.
- [123] Xu Yao-hua Hu Yan-jun Research of Ecologic System Optimization Algorithms for Multi-user Detection in CDMA Communication Systems, *Journal of Electronics & Information Technology* Nov.2006 Vol.28 No.11
- [124] D. O. Ciriaco and E. Abrao, Jeszensky Particle Swarm and Quantum Particle Swarm

- Optimization Applied to DS/CDMA Multiuser Detection in Flat Rayleigh Channels. *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 133 – 137, 2006 .
- [125] H. H. El Morra et al., “Optimum multiuser detection in CDMA using particle swarm algorithm,” *The Arabian journal for science and engineering*, vol. 34, number 1B, pp.197–202, 2009.
- [126] A. H. J. Arani, PSO-Algorithm-Assisted Multiuser Detection for Multiuser and Inter-symbol Interference Suppression in CDMA Communications, *Journal of Information Systems and Telecommunication*, Vol. 2, No. 1, January-March 2014.
- [127] LI Rui, CHEN Gui-hui, REN Cheng Application of Hybrid Particle Swarm Optimization in CDMA Multiuser Detection. *Telecommunication Engineering* Nov.2014 Vol.54 No.8
- [128] P. H. Tan and L. K. Rasmussen, “A reactive tabu search heuristic for multiuser detection in CDMA,” *IEEE International symposium on information theory*, Lausanne, Switzerland, p. 472, July 2002.
- [129] N. Zhao et al., Population Declining Ant Colony Optimization Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Communications, *Wireless Personal Communications*, Vol.62, No.4, pp783-792, 2012.

Conclusions générales et perspectives

1. Conclusions générales

Les communications sans fil connaissent une croissance vertigineuse pratiquement partout dans le monde ces dernières années. L'engouement du public pour les commodités du sans fil a engendré une multitude d'offres à travers des réseaux, des terminaux et des services de toutes sortes. Le choix d'une technologie sans fil dépend de l'usage que l'on souhaite en faire. Elle permet de se substituer aux réseaux filaires à l'intérieur des bâtiments et de fournir un accès radio du type Ethernet en offrant des gammes de services et donc de débits comparables, avec l'avantage d'une mobilité supplémentaire même si elle est faible par rapport à celle de réseaux cellulaires mobiles.

Dans les systèmes de communications sans fil, la qualité d'une communication radio est étroitement liée au canal de propagation. Les évanouissements rapides, dus aux trajets multiples dans l'environnement de propagation, engendrent des fluctuations de la puissance instantanée au niveau du récepteur, affectant directement la qualité de la transmission et la capacité du lien.

La CDMA comme technique d'accès, l'OFDM comme technique de modulation multiporteuses et la combinaison des deux à travers la MC-CDMA, ont été utilisées pour remédier aux problèmes de transmission.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse avaient donc pour objectif le développement de deux nouveaux algorithmes de détection multi-utilisateurs basés sur des méta-heuristiques hybrides à savoir le HBMO-SA et le HBMO-TS pour limiter l'effet des interférences entre utilisateurs dans le cas des systèmes de transmission DS-CDMA. Et ceci afin de préparer le terrain pour une éventuelle application de ces deux nouveaux algorithmes dans les systèmes de transmission MC-CDMA.

Au chapitre 1, nous avons dressé une description assez détaillée de la transmission à porteuses multiples OFDM et de la technique de transmission d'accès multiple à travers des codes d'étalement DS-CDMA. Nous avons présenté également, la combinaison entre les techniques d'étalement et celles de transmission à porteuses multiples MC-CDMA. Cette dernière présente une meilleure allocation de ressources de façon à être la mieux adapté à l'environnement de transmission. Enfin, nous avons décrit les paramètres caractéristiques des canaux de propagations : AWGN (Additive White Gaussian Noise) soit bruit blanc Gaussien et à évanouissement de Rayleigh que nous avons utilisé par la suite.

Dans le chapitre 2, nous avons commencé par présenter un état de l'art dans le domaine des techniques de détection mono-utilisateurs (détecteur conventionnel), et multi-utilisateurs (Décorrélateur, MMSE, SIC, PIC, hybride et adaptatif). Par la suite, des simulations ont été réalisées sur quelques détecteurs pour un système DS-CDMA dans le but de comparer leurs performances. Les résultats des différentes simulations ont pu montrer que la détection basée sur le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) offre les meilleures performances en détection multi-utilisateurs par rapport aux deux autres détecteurs simulés. En plus la performance exprimée en BER se dégrade quand le nombre d'utilisateurs augmente pour tous les détecteurs. La détection multi-utilisateurs basée sur les techniques méta-heuristiques avancées a ensuite été exposée. Sachant que ces méthodes avancées sont apparues comme des outils efficaces d'optimisation dans divers problèmes d'ingénierie, et récemment, dans la détection multi-utilisateurs dans les systèmes DS-CDMA.

Dans le chapitre 3, nous avons présentés un panorama des techniques méta-heuristiques. Après avoir donné quelques définitions préalables, nous avons dégagés leurs principales propriétés, et nous avons établis une première classification. Puis nous avons passés en revue les méta-heuristiques les plus usuelles, en analysant leurs modes de fonctionnement et leurs hybridations et nous avons soulignés leurs avantages ainsi que leurs inconvénients respectifs. Enfin, nous nous sommes penchés sur la question de l'utilisation de ces méthodes dans la détection multi-utilisateurs pour les systèmes de communication à base des techniques d'accès avancées (DS-CDMA et MC-CDMA).

Dans ce contexte, nous avons proposé deux approches originales de faible complexité pour réduire le BER des systèmes DS-CDMA. Ces approches se basent sur l'accouplement biologique des abeilles (HBMO : Honey Bees Mating Optimization) en hybridation avec le recuit simulé (SA) dans un premier temps puis avec la recherche tabou (TS) dans un second temps, pour avoir une meilleure intensification de la recherche de la solution produite par le HBMO, et afin d'éviter les minima locaux et d'approcher rapidement de la meilleure solution. Le chapitre 4 a été donc consacré à la mise en œuvre de ces nouveaux algorithmes qui ont pour objectif la détection des bits des différents utilisateurs en se basant sur le critère de maximum de vraisemblance comme fonction de fitness. L'algorithme HBMO a montré ces preuves dans de nombreux problèmes d'optimisation complexes. Les simulations réalisées ont permis de montrer l'intérêt d'utiliser ces nouveaux algorithmes hybrides HBMO-SA et HBMO-TS pour mieux réduire le BER. La qualité des solutions trouvées par ces algorithmes dépend de leur paramétrage. A travers l'ensemble des simulations effectuées, nous avons pu conclure que les facteurs influençant grandement l'efficacité de ces algorithmes sont : la taille de la population de l'algorithme de base le HBMO, le nombre d'utilisateurs et le nombre d'itérations des différents algorithmes. Les nouveaux algorithmes ont présentés des performances nettement meilleures par rapport aux autres détecteurs tels que le filtre adapté, le Décorrélator, le MMSE et les détecteurs basés sur l'algorithme génétique GA.

2. Perspectives

Le travail accompli durant cette thèse constitue un point de départ à toute une série de travaux possible. Plusieurs perspectives semblent alors se dessiner à savoir:

- Nos travaux actuels sont concentrés sur l'utilisation de nos algorithmes méta-heuristiques hybrides HBMO-SA et HBMO-TS dans le cas d'une transmission MC-CDMA.
- Dans notre étude, la génération de la population initiale de l'algorithme HBMO est faite d'une façon aléatoire. Il est possible d'intégrer l'algorithme génétique à ce niveau.
- Durant cette recherche, nous avons appliqué une seule ouvrière de recherche locale; nous envisageons d'appliquer, à la fois, deux ouvrières ou plus.
- Ce travail pourra être poursuivi aussi par l'élaboration d'autres algorithmes méta-heuristiques hybrides tels que HBMO-SA-GA, HBMO-TS-GA, HBMO-PSO, HBMO-ACO... etc.
- Il serait intéressant, également, de réfléchir à la manière d'intégrer les algorithmes HBMO-SA et HBMO-TS dans des environnements réel tel que Wi-Fi, Wi-Max... etc.