

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
AHMAD YEHYA FAWAZ

ÉTUDE COMPARATIVE DES DÉTECTEURS DS-CDMA DANS DIFFÉRENTS
ENVIRONNEMENTS MIMO

OCTOBRE 2008

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Les systèmes sans fil de troisième génération sont basés sur l'accès multiple à répartition de code à séquences directes DS-CDMA (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*). Dans un système DS-CDMA, les usagers sont identifiés par des codes pseudo aléatoires quasi-orthogonaux permettant théoriquement à un très grand nombre d'abonnés d'accéder aux services simultanément (grande capacité) tout en utilisant la totalité de la bande passante (haut débit). Cependant, les caractères à trajets multiples et variant dans le temps des canaux de communication réduisent considérablement la capacité et le débit. Afin d'améliorer ces deux caractéristiques, les systèmes de communication sans fil de quatrième génération emploieront plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception MIMO. L'accès DS-CDMA est privilégié afin de permettre à plusieurs usagers de partager le lien de communication. L'objectif de ce projet de maîtrise est d'évaluer les performances des détecteurs DS-CDMA dans différents environnements MIMO ainsi que leur complexité. Deux classes de ces détecteurs ont été considérées soient les méthodes indirectes et les méthodes adaptatives.

Les résultats obtenus montrent que les performances des systèmes DS-CDMA dans un environnement MIMO sont étroitement liées au détecteur employé et qu'il est possible ainsi d'améliorer grandement les performances des systèmes MIMO-CDMA au détriment d'une complexité de mise œuvre importante.

Je dédie ce travail à toute ma famille et à ma femme

Remerciements

Je remercie le Bon Dieu qui m'a donné la force pour réaliser ce travail.

J'aimerais remercier ici toutes les personnes qui ont pris part à ce travail aussi bien au niveau scientifique qu'au plan humain, ils ont contribué pour une grande part à l'aboutissement de ce mémoire.

Ainsi, je tiens vivement à remercier les personnes suivantes.

Le professeur Adel Omar Dahmane du Département de génie électrique et génie informatique, qui m'a accueilli et qui a été pour moi beaucoup plus qu'un directeur de recherche. Ses conseils, ses critiques et ses encouragements m'ont permis de mener à bien ce travail de recherche.

Tous les membres du département de génie électrique et génie informatique, plus particulièrement le professeur Daniel Massicote et le professeur Pierre Sicard directeur du programme de Maîtrise en génie électrique et génie informatique, ainsi que les membres de l'équipe du laboratoire Microsystème pour leurs aides et leurs sympathies.

Je remercie également tous les membres de ma communauté en particulier Tahar Tafticht pour ses conseils et son soutien moral, mon oncle Cheikh Said, Yahya Mohammedi et Docteur Walid Ghie.

Finalement, je tiens à remercier les membres de ma famille pour leur soutien et leur appui moral. Je leur serai reconnaissant toute ma vie.

Table des matières

Résumé.....	ii
Remerciements.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures.....	x
Liste des acronymes.....	xiv
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Systèmes cellulaires.....	1
1.2 Techniques d'accès multiples.....	3
1.3 Problématique.....	6
1.4 Objectifs.....	7
1.5 Organisation du mémoire.....	9
Chapitre 2 - Système MIMO-CDMA.....	11
2.1 Système DS-CDMA.....	12
2.2 Configuration MIMO.....	15
2.3 Modèle mathématique du MIMO-CDMA.....	18
Chapitre 3 - Méthodes MIMO-MUD indirectes.....	21

3.1	Introduction	21
3.2	Détecteurs MIMO-CDMA	21
3.3	<i>Détecteur linéaire RAKE</i>	22
3.4	<i>Détecteur linéaire ZF</i>	25
3.5	Détecteur linéaire MMSE	27
3.6	Détecteur à retour de décision	27
3.6.1	Détecteur ZF-LAST-MUD	30
3.6.2	Détecteur MMSE-LAST-MUD	33
3.7	Conclusion	34
Chapitre 4 - Détecteurs adaptatifs MIMO-CDMA		35
4.1	Introduction	35
4.2	Principe de la détection adaptative	35
4.3	Détecteur LMS	37
4.4	Détecteur NLMS	37
4.5	Détecteur RLS	38
4.6	Détecteur LMS NEWTON	39
4.7	Détecteur TDLMS	40
4.7.1	Transformation de Fourier discrète (DFT)	41
4.7.2	Transformation de Fourier discrète réelle (RDFT)	41

4.7.3	Transformation de Hartley discrète (DHT).....	41
4.7.4	Transformation cosinus discrète (DCT).....	42
4.7.5	Transformation sinus discrète (DST).....	42

Chapitre 5 - Analyse des performances des méthodes de détection MIMO DS-

CDMA à usager multiple.....	44
5.1 Introduction	44
5.2 Performances des détecteurs indirects à usager multiple	44
5.2.1 Influence du nombre d'utilisateurs sur les détecteurs indirects	45
5.2.2 Influence du nombre d'antennes à l'émission sur les détecteurs indirects.....	50
5.2.3 Influence du nombre d'antennes à réception sur les détecteurs indirects.....	54
5.3 Performances des détecteurs adaptatifs	56
5.3.1 Influence du nombre d'utilisateurs sur les détecteurs adaptatifs à usager multiple.....	57
5.3.2 Influence du nombre d'antennes à réception sur les détecteurs adaptatifs à usager multiple	61
5.4 Étude de la convergence des détecteurs adaptatifs à usager multiple	63
5.5 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs.....	65

5.6 Analyse de la complexité de mise en œuvre des détecteurs MIMO- CDMA	67
5.7 Conclusion.....	69
Chapitre 6 - Conclusion générale.....	70
Bibliographie.....	72
Annexe A – Complément de l’analyse des performances des méthodes indirectes MIMO DS-CDMA	76
Annexe B – Complément à l’étude des performances des méthodes adaptatives MIMO DS-CDMA.....	84

Liste des tableaux

Tableau 5-1 Complexité de calcul des méthodes MUD.....	68
--	----

Liste des figures

Figure 1.1 Diagramme bloc d'un système de communication.....	1
Figure 1.2 Concept du cellulaire.	2
Figure 1.3 FDMA : On associe une bande de fréquence différente à chaque utilisateur.	4
Figure 1.4 TDMA : On associe un intervalle de temps différent à chaque utilisateur.	4
Figure 1.5 CDMA : On associe un code différent à chaque utilisateur.	5
Figure 1.6 Structure de la thèse.	9
Figure 2.1 Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.	13
Figure 2.2 Principe d'étalement : exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$	14
Figure 2.3 Représentation fréquentielle du principe d'étalement spectral.	15
Figure 2.4 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.	16
Figure 2.5 Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.	18
Figure 2.6 Schéma fonctionnel d'un système MIMO-CDMA.	19
Figure 3.1 Structure du détecteur Rake/SISO de l'utilisateur k	24
Figure 3.2 Structure du détecteur Rake/MIMO dans le cas de deux usagers, quatre émetteurs et deux détecteurs.	25
Figure 3.3 Détecteur ZF.	26
Figure 3.4 Architecture de système V-BLAST.	30
Figure 3.5 Architecture d'un détecteur « espace-temps » à multiples utilisateurs.	32
Figure 4.1 Schéma de principe de la détection adaptative.	36
Figure 4.2 Schéma de principe de la détection de type TDLMS.	41

Figure 4.3 Schéma de principe détaillé de la détection de type TDLMS.	42
Figure 5.1 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 2$	47
Figure 5.2 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$	47
Figure 5.3 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 9$	48
Figure 5.4 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 10$	48
Figure 5.5 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 12$	49
Figure 5.6 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 20$	49
Figure 5.7 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 25$	50
Figure 5.8 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$ et $M = 2$	51
Figure 5.9 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 2$	51
Figure 5.10 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$ et $M = 4$	52
Figure 5.11 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 4$	52
Figure 5.12 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$ et $M = 6$	53
Figure 5.13 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 6$	54
Figure 5.14 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 2$	55
Figure 5.15 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 6$	55

Figure 5.16 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 8$	56
Figure 5.17 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 2$	58
Figure 5.18 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 4$	58
Figure 5.19 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 6$	59
Figure 5.20 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 2$	59
Figure 5.21 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 4$	60
Figure 5.22 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 6$	60
Figure 5.23 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 2$	61
Figure 5.24 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 4$	62
Figure 5.25 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 6$	62
Figure 5.26 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 2$	63
Figure 5.27 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 4$	64
Figure 5.28 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 6$	64
Figure 5.29 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 4$ et $P = 4$	65
Figure 5.30 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 2$	66
Figure 5.31 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 4$	66

Figure 5.32 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 6$	67
---	----

Liste des acronymes

AMRF	: Accès Multiple par Répartition de Fréquence
AMRT	: Accès Multiple par Répartition de Temps
AMRC	: Accès Multiple par Répartition de Codes
ANC	: Active Noise Cancellation
4G	: Quatrième génération des systèmes cellulaires
BER	: Bit Error Rate
CDMA	: Code Division Multiple Access
DCT	: Discrete Cosine Transform
DFT	: Discrete Fourier Transform
DS-CDMA	: Direct Sequence – Code Division Multiple Access
DST	: Discrete Sine Transform
DHT	: Discrete Hartley Transform
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
ISI	: Inter Symbol Interference
LAST	: Layered Space-Time
LMS	: Least Mean Square

LMSN	: Least Mean Square de Newton
MAI	: Multiple Access Interference
MIMO	: Multiple Inputs Multiple Outputs
MISO	: Multiple Input Single Output
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MRC	: Maximum Ratio Combiner
MUD	: Multi-User Detector
NLMS	: Normalized least Mean Square
PN	: Pseudo Noise
RDFT	: Real Discrete Fourier Transform
RLS	: Recursive Least Square
SNR	: Rapport signal sur bruit
SIMO	: Single Input Multiple-Output
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
TDMA	: Time Division Multiple Access
TDLMS	: Transform Domain Least Mean Square
V-BLAST	: Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time
ZF	: Zero Forcing

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Systèmes cellulaires

L'objectif des systèmes de communication est de permettre l'échange, à distance, d'informations. Tout système de télécommunication, qu'il soit numérique ou analogique, qu'il transporte de la voix, de l'image ou de quelconques données sous forme de bits, peut se résumer par le schéma de la figure 1.1. Depuis quelques années les transmissions numériques sont en pleine expansion avec les satellites, la radio et la télévision numériques, la domotique et bien sûr les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants, et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

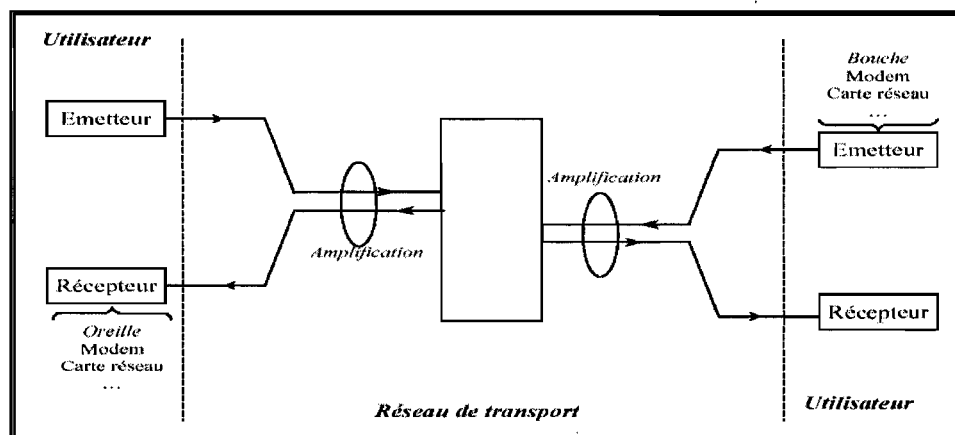


Figure 1.1 Diagramme bloc d'un système de communication.

Contrairement au modèle précédent, qui utilisait un transmetteur à grande puissance, le nouveau concept du cellulaire d'un système de communication qui a été proposé par Bell

Systems utilise plusieurs transmetteurs. Ces derniers sont à faible puissance et servent de petites zones appelées cellules, comme le montre la figure 1.2. Dans la littérature, les cellules sont hexagonales pour couvrir toute la géographie [DAH04]. Les caractéristiques d'un tel système sont :

- Un mobile communique avec la station de base de la cellule où il se trouve.
- La réutilisation de la fréquence d'une cellule à l'autre est possible due à la faible puissance d'émission de la station de base.
- Le concept du cellulaire permet à un mobile de passer d'une cellule à une autre sans interruption de service.
- Pour augmenter le nombre d'utilisateurs, il suffit de subdiviser une cellule et créer des stations de base avec des émetteurs de moindre puissance

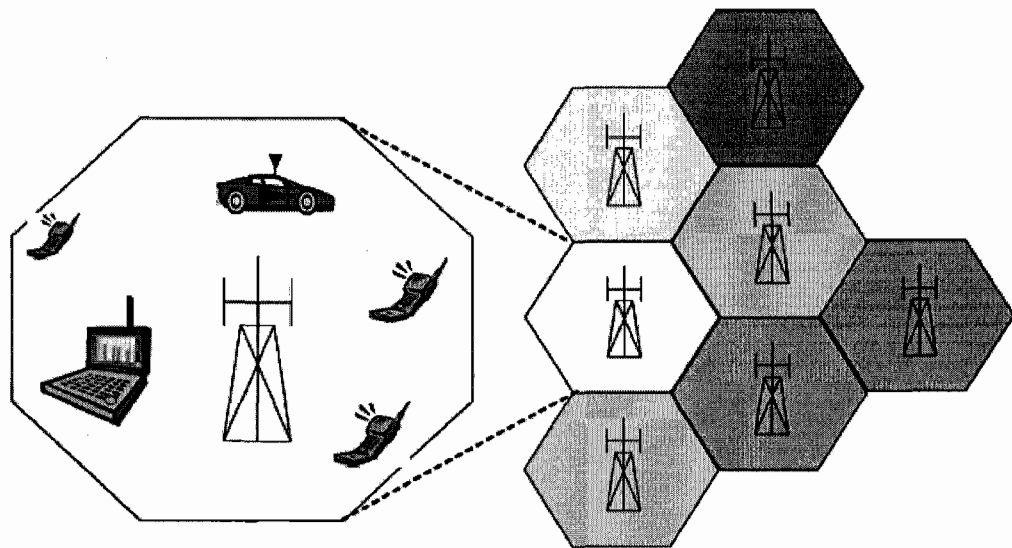


Figure 1.2 Concept du cellulaire.

1.2 Techniques d'accès multiples

Les trois principales techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication sont l'accès multiple par répartition en fréquence FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) ou AMRF (Accès Multiple par Répartition en Fréquence), l'accès multiple par répartition en temps TDMA (*Time Division Multiple Access*) ou AMRT (Accès Multiple par Répartition en Temps) et l'accès multiple par répartition en code CDMA (*Code Division Multiple Access*) ou AMRC (Accès Multiple par Répartition en Codes) [THÉ05].

Dans les systèmes à accès multiple par répartition en fréquence, le domaine fréquentiel est divisé en bandes de fréquences et on associe une bande différente à chaque utilisateur de manière à éviter les recouvrements spectraux. Les utilisateurs peuvent donc transmettre de manière continue, mais sur une bande de fréquence limitée.

Dans les systèmes de communication sans fil de la première génération, le FDMA peut être appliqué de manière simple et à faible coût. Il est utilisé dans des systèmes analogiques et la synchronisation entre utilisateurs n'est pas nécessaire. Par contre, il nécessite l'utilisation d'intervalles de garde entre les bandes de fréquences. Ceci diminue la largeur de bande utilisable et nécessite l'utilisation de filtres de haute précision pour être efficace. Il n'offre également à chaque utilisateur qu'une largeur de bande relativement étroite [THÉ05].

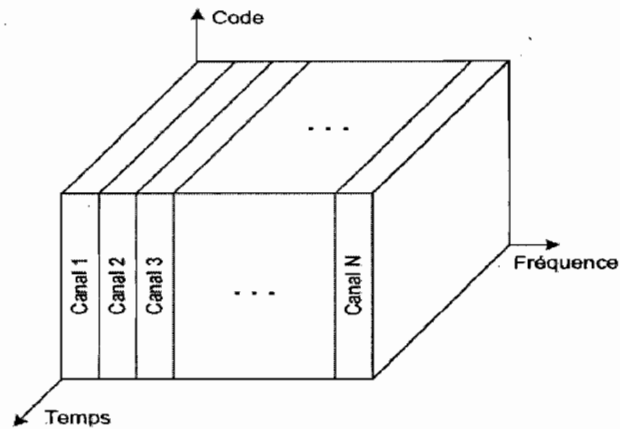


Figure 1.3 FDMA : On associe une bande de fréquence différente à chaque utilisateur.

Dans les systèmes TDMA (Seconde génération), on divise le domaine temporel en intervalles de temps et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle. Les utilisateurs peuvent donc utiliser toute la bande passante, mais à tour de rôle. Le TDMA est particulièrement efficace pour les transmissions numériques. Il permet une utilisation de la totalité de la largeur de bande disponible pour chaque utilisateur et il offre une flexibilité dans la gestion du trafic. Cependant, il nécessite une synchronisation très précise entre tous les usagers et il ne permet pas les transmissions analogiques [THÉ05].

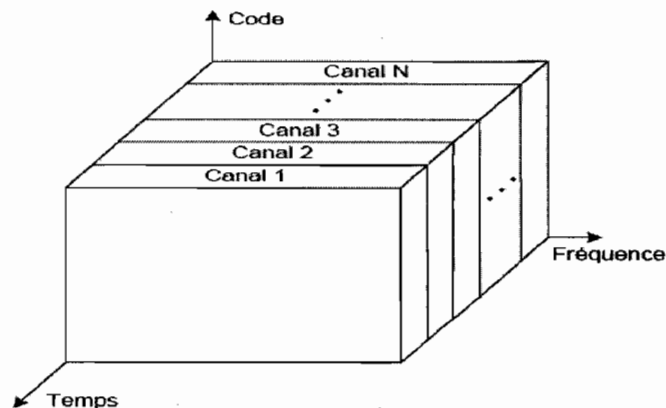


Figure 1.4 TDMA : On associe un intervalle de temps différent à chaque utilisateur.

Dans les systèmes CDMA (troisième génération), les utilisateurs se partagent toute la bande passante de manière continue. On assigne une signature, ou code, à chaque utilisateur de manière à pouvoir les identifier au détecteur. L'orthogonalité, ou la quasi-orthogonalité, de ces signatures permet d'isoler chacun des canaux. Contrairement au FDMA et au TDMA qui ont un seuil de capacité strict, le CDMA offre un seuil de capacité souple. Le CDMA permet à chaque utilisateur de profiter de la totalité de la bande passante en tout temps et le codage offre une protection contre les interférences. [THÉ05] [JIN05].

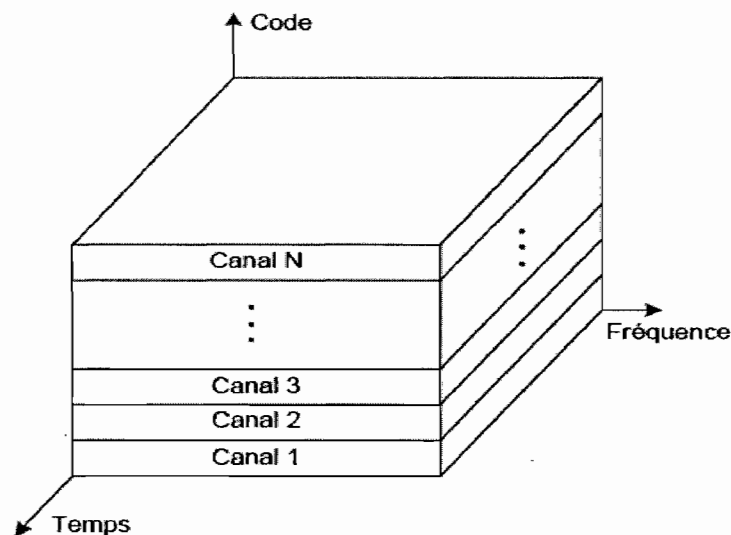


Figure 1.5 CDMA : On associe un code différent à chaque utilisateur.

Dans un système DS-CDMA, les usagers sont identifiés par des codes permettant théoriquement à un très grand nombre d'abonnés d'accéder aux services simultanément (grande capacité) tout en utilisant la totalité de la bande passante (haut débit) [GHA00]. Cependant, les caractères à trajets multiples et variant dans le temps des canaux de communication réduisent considérablement la capacité et le débit. Afin d'améliorer ces deux caractéristiques, les systèmes de communication sans fil de quatrième génération

emploieront plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception (MIMO – Multiple Input Multiple Output).

1.3 Problématique

Dans un canal de communication sans fil, le signal transmis subit des atténuations et des réflexions sur des obstacles tels que des bâtiments, des montagnes, etc. Le détecteur reçoit ainsi plusieurs copies du signal avec différents retards et amplitudes. Il est bien connu que le détecteur de type Rake a été la solution des systèmes DS-CDMA dans les systèmes de communication sans fil de la troisième génération (3G) [PET95]. Ce dernier utilise de l'information redondante créée par les trajets multiples en appliquant un filtre à chaque trajet du canal (ce détecteur nécessite une parfaite connaissance des paramètres du canal). Cependant, le canal de communication détruit la quasi-orthogonalité entre les codes des différents usagers accentuant la présence des interférences à accès multiple (MAI - *Multiple Access Interference*). Ce type d'interférence est le plus important dans les communications DS-CDMA [DAH04] [JUN00] [LAT00]. De plus, le canal peut introduire des éblouissements à cause des évanouissements [KLE96]; et des interférences ISI causées par les hauts débits de transmission des données et les délais du canal [MIL95]. Si les ISI ne sont pas compensées, on peut être amené à réduire le débit de transmission ce qui n'est pas souhaitable [MIL95].

Pour les systèmes de communication sans fil de la 4G, qui utilisent plusieurs antennes à l'émission et à la réception afin d'augmenter le nombre d'usagers et d'obtenir des hauts débits de transmission, les interférences MAI et ISI deviennent plus importantes. Ces interférences sont proportionnelles au nombre d'antennes utilisées dans le système. Ceci limite les performances de la technologie MIMO [SUM06]. Plusieurs détecteurs ont été

proposés afin de minimiser l'effet de ces interférences et améliorer ainsi les performances des systèmes MIMO-CDMA. Ces détecteurs peuvent être classés en fonction de leur structure en détecteurs indirects et détecteurs adaptatifs. La première classe des détecteurs repose sur la connaissance des paramètres des canaux de communications et d'inverse de matrices alors que la deuxième classe nécessite une phase d'adaptation qui réduit la bande passante.

Dans la littérature, aucune étude n'a été faite afin de comparer les performances algorithmiques et de mise en œuvre dans un environnement unifié, des deux classes de détecteurs.

1.4 Objectifs

L'objectif principal de ce travail de recherche est d'évaluer les performances algorithmiques et de mise en œuvre des détecteurs DS-CDMA indirects et adaptatifs à usagers multiples dans différents environnements MIMO. Les performances de ces détecteurs devront être évaluées en terme de capacité du système (nombre d'usagers) et de débit de transmission de données (hauts débits de transmission) pour disposer d'un détecteur capable d'éliminer les MAI et les ISI.

Cet objectif peut être décomposé en sous objectifs :

- Faire une synthèse des algorithmes de détections (MIMO-CDMA) capables de répondre d'une manière efficace à l'annulation des interférences de type MAI et ISI et les classer en détecteurs indirects et adaptatifs selon leur structure.

- Vérification de la performance de chaque algorithme de détection (MIMO-CDMA) sous les mêmes conditions et dans un environnement le plus proche possible de la réalité.
- Analyser la complexité de mise en œuvre des techniques MUD et déduire leur rapport performance/complexité.

1.5 Méthodologie

La première étape de notre travail est la recherche bibliographique. Elle permet de cerner précisément la problématique et les grands axes de notre travail. Ces axes concernent la détection à usagers multiples pour les systèmes DS-CDMA dans différents environnements MIMO des systèmes de communication sans fil de la 4G. De cette recherche bibliographique, nous tirons les volumes et les articles de référence permettant l'aboutissement de notre travail de recherche.

Dans la seconde étape de notre travail, une plateforme de simulation pour les systèmes MIMO-CDMA sera réalisée avec le logiciel Matlab de Mathworks. Le but est de s'assurer de disposer d'une plateforme réaliste qui permet de comparer les performances des détecteurs dans un environnement identique.

Par la suite, une identification des détecteurs MIMO-CDMA sera faite ainsi que leur classification selon leur mode de fonctionnement en détecteurs indirects et adaptatifs. À cette étape, il s'agira de choisir les détecteurs les plus prometteurs pour la partie simulation.

L'étape suivante consiste à simuler les différentes techniques de détection DS-CDMA considérées dans l'environnement MIMO. Dans la plateforme MIMO-CDMA, différents scénarios de simulation seront considérés tels que la modification des paramètres du canal

et la variation du nombre d'utilisateurs qui partagent les ressources du canal de communication.

Dans la dernière étape de notre travail, une étude comparative de la complexité des algorithmes de détections sera effectuée en termes d'opérations arithmétiques. Avec les deux dernières étapes, il sera possible de dresser des conclusions concernant le compromis performance/complexité que présentent les détecteurs en étude.

1.5 Organisation du mémoire

Ce mémoire est constitué de six chapitres. Afin de faciliter sa compréhension, une représentation schématique de sa structure est proposée à la figure 1.6.

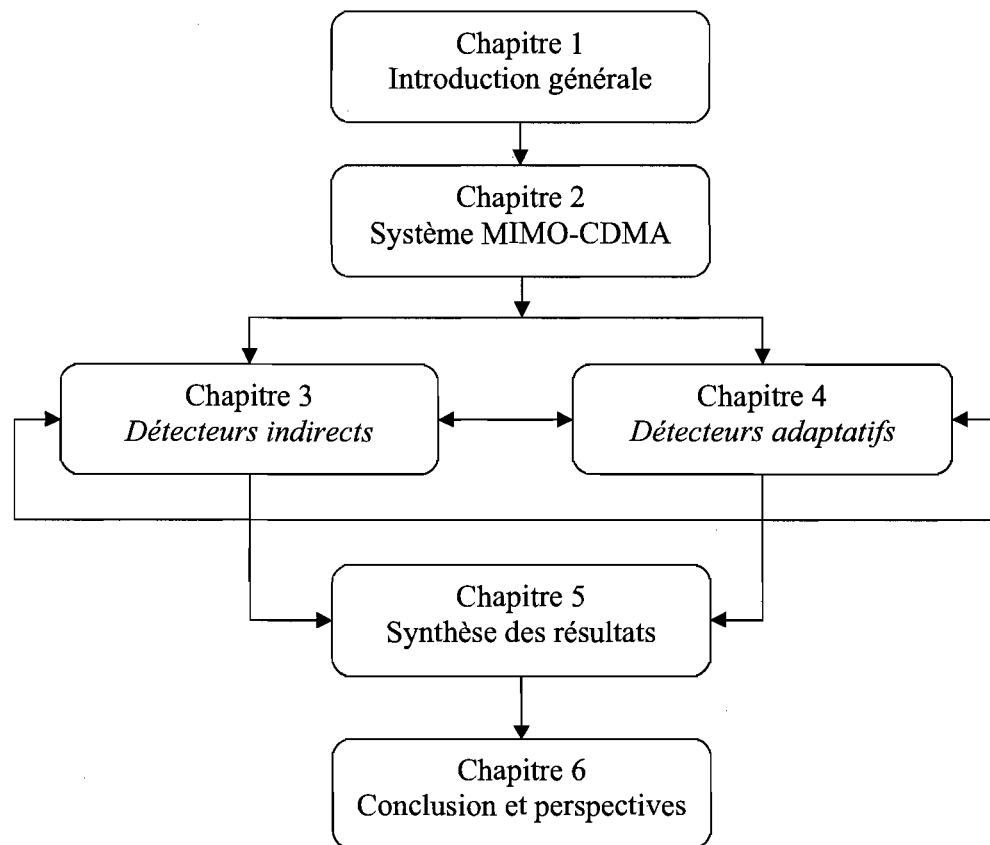


Figure 1.6 Structure de la thèse.

Le premier chapitre sera consacré à expliciter la problématique de recherche, les objectifs ainsi que la méthodologie suivie tout au long de la réalisation de ce travail.

Le second chapitre est consacré à la description des systèmes DS-CDMA dans différents environnements MIMO. Ce chapitre permet de comprendre le mode de fonctionnement du système MIMO-CDMA et de poser le modèle mathématique de chacun des blocs qui le constitue.

Le troisième et le quatrième chapitre porteront respectivement sur les méthodes indirectes et les méthodes adaptatives de détections capables de répondre d'une manière efficace à l'annulation des interférences de type MAI et ISI tout en diminuant l'effet du bruit blanc additif.

L'analyse et la synthèse des résultats de simulation seront rapportées au cinquième chapitre. Grâce à la plateforme de simulation MIMO-CDMA, ce chapitre fera l'analyse des performances des différentes techniques de détection MUD citées dans les chapitres 3 et 4. Différents scénarios de simulation seront considérés tel que la modification des paramètres du canal et la variation du nombre d'utilisateurs.

Finalement, le chapitre de conclusion viendra clore le rapport par une synthèse des travaux développés dans le cadre de ce travail de recherche.

Chapitre 2 - Système MIMO-CDMA

Les systèmes de communication sans fil possèdent de forts avantages : on n'a pas besoin de câbler chaque bâtiment, et le signal transmis est capable de couvrir une grande surface, ce qui facilite la diffusion de l'information. Dans les années à venir, on s'attend à ce que les diverses applications passionnantes, comme l'Internet, soient généralement fournies par des liens sans fil [OJA98]. Ceci a pour conséquence de nous mener à un besoin énorme d'une meilleure utilisation et une meilleure gestion du spectre et à des capacités beaucoup plus élevées que des systèmes d'aujourd'hui. À l'heure actuelle, la recherche mondiale dans le domaine des communications numériques sans fil est de plus en plus élaborée. L'activité de développement cherche à s'adapter aux besoins en communication de chaque individu. La quantité d'information disponible augmente de façon exponentielle.

Le canal radio a une capacité qui est rapidement dépassée par le volume d'information que l'on souhaite transmettre. Aujourd'hui, l'allocation de la ressource (spectre) est considérée comme un problème prioritaire ; ressource qui devient de plus en plus rare et en conséquence de plus en plus chère.

Heureusement, des techniques qui promettent une utilisation plus espacée du spectre ont été proposées. Ces techniques, connues sous le nom de codage espace-temps, exploitent une nouvelle forme de diversité, la diversité spatiale, en conjonction avec la diversité temporelle pour obtenir une efficacité spectrale sans précédent.

La conception de ce type de codes présente une grande difficulté. Par ailleurs, trouver des détecteurs qui peuvent être implantés de façon fiable et à des coûts raisonnables est une condition nécessaire pour exploiter ce type de codes.

Dans ce chapitre, nous analyserons le principe d'étalement de spectre en séquence directe (DS-CDMA : *Direct Sequence-Code Division Multiple Access*) utilisé dans les techniques d'accès multiple des systèmes de communication sans fil. Cela nous permettra de définir le modèle mathématique du MIMO-CDMA qui a servi de base pour la construction de la plateforme DS-CDMA et la réalisation des simulations du chapitre 4.

2.1 Système DS-CDMA

L'étalement de spectre en séquence directe (DS-CDMA) se fait par la multiplication de l'information à transmettre de débit R_b par un code pseudoaléatoire, aussi appelé signature, ayant un débit R_c . On a [SIM85] [THÉ05]:

$$N = \frac{R_c}{R_b} = \frac{T_b}{T_c} \quad (2.1)$$

Où $T_b = 1/R_b$ est la durée d'un bit d'information et $T_c = 1/R_c$ est la durée d'une impulsion rectangulaire du code, appelée chip. N est habituellement un entier, supérieur à 1 puisqu'il mesure l'étalement du spectre et représente le nombre de chips par bit d'information. On appelle également ce rapport gain de traitement (*processing gain*). En ce sens, il représente une mesure de la résistance à l'interférence et au brouillage intentionnel obtenue en augmentant la largeur de bande du signal transmis. La figure 2.1 présente un schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.

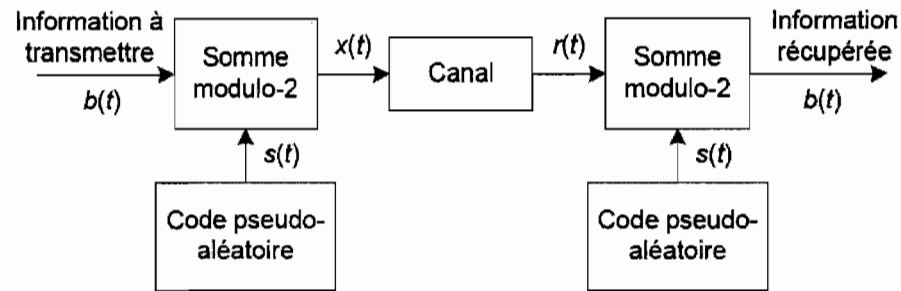


Figure 2.1 Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.

La figure 2.2 montre un exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$ en bande de base tels que définis à la figure 2.1 et permet d'illustrer le principe d'étalement de spectre et de produit des signaux lorsque $b(t)$ est modulé par déplacement de phase bivalente BPSK (*Binary Phase Shift keying*). On peut remarquer que le signal transmis $x(t)$ est égal au code $s(t)$ lorsque $b(t)$ vaut +1 alors qu'il est égal à $-s(t)$ lorsque $b(t)$ vaut -1.

Au détecteur, en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudoaléatoire $s(t)$ que celui appliqué à l'entrée, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux multipliés sont synchronisés. En effet, l'influence du code pseudoaléatoire est ainsi éliminée.

Dans un système à plusieurs utilisateurs, chaque utilisateur possède un code pseudoaléatoire qui lui est propre, ce qui oblige le détecteur à connaître le code associé à l'utilisateur qui l'intéresse permettant ainsi une séparation entre les différents utilisateurs du système.

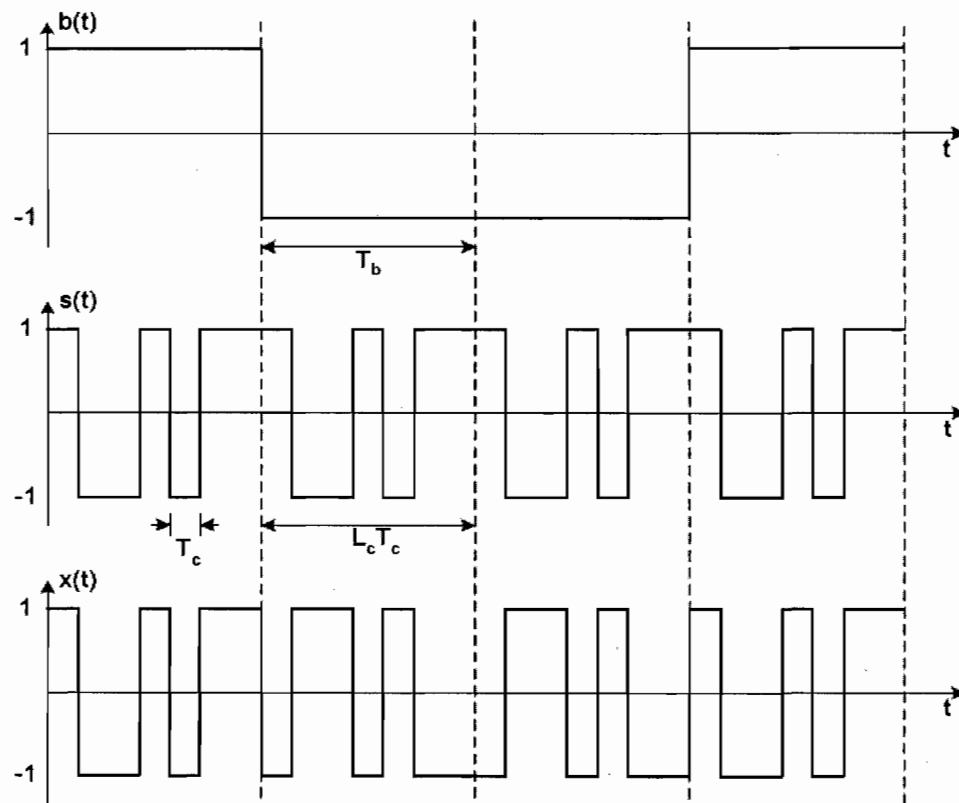


Figure 2.2 Principe d'étalement : exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$.

Du point de vue spectral, la multiplication des données avec la séquence de code produit un étalement du spectre du signal transmis, figure 2.3.a. Si on suppose un canal simple ne comportant que du bruit thermique et une source d'interférence à bande étroite, le signal reçu par le détecteur sera donc composé de trois éléments, figure 2.3.b. soit le signal transmis étalé, le bruit thermique et l'interférence à bande étroite. En multipliant une nouvelle fois par le code lors de la réception, le signal désiré est désétre. Le spectre du bruit thermique demeure intouché par la multiplication par le code, c'est-à-dire qu'il n'est ni étalé ni comprimé.

L'interférence à bande étroite, par contre, subit une première multiplication par le code lors de la réception, ce qui cause un étalement et réduit considérablement son impact sur le signal désiré, voir figure 2.3.c.

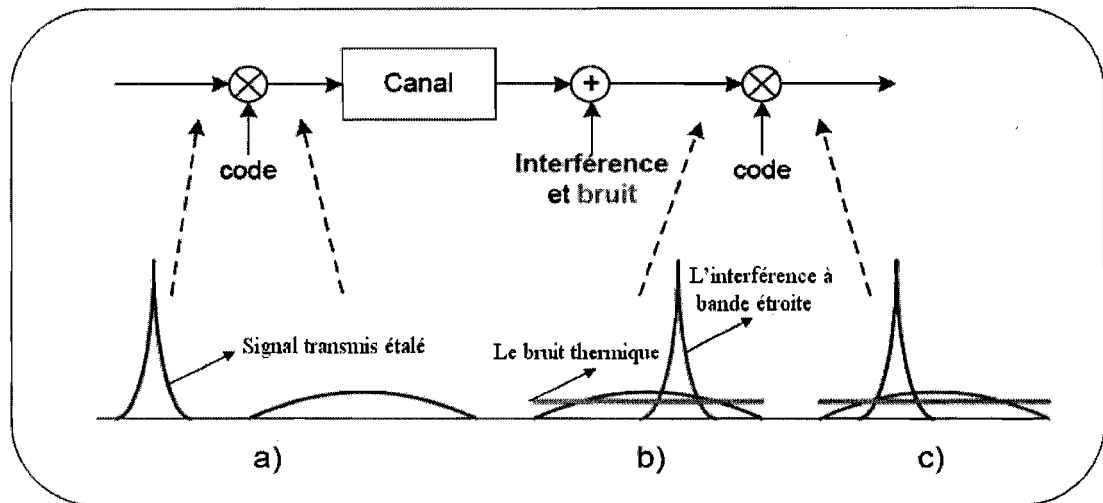


Figure 2.3 Représentation fréquentielle du principe d'étalement spectral.

2.2 Configuration MIMO

Dans un système mono-antenne SISO (*Single Input Single Output*), l'augmentation de la taille de la modulation ou de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions pour augmenter le débit de données, avec tous les problèmes de complexité ou d'encombrement que cela entraîne. Partant du point de vue de la théorie de l'information, l'équipe de recherche du laboratoire Bell a parallèlement et indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices [FOS98][TEL99], dépassant de manière significative la limite théorique de Shannon [GES02]. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable.

L'idée de base des systèmes MIMO, figure 2.4, est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes". Utilisé dans les systèmes sans fil traditionnels, ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes d'un seul côté de la liaison (souvent d'ailleurs au niveau de la station de base pour des raisons évidentes d'encombrement spatial). La multiplicité autorise une communication plus sûre et permet d'éviter les désagréments inhérents aux conditions de propagation, tels les trajets multiples et les évanouissements. Si les antennes sont multiples à l'émission, on parle de liaison MISO (*Multiple-Input Single Output*), et dans le cas inverse de liaison SIMO (*Single Input Multiple-Output*). La formation de faisceaux est une application particulière de ce type de système qui consiste à augmenter le rapport signal sur bruit en regroupant l'énergie dans des directions privilégiées, évitant ainsi les évanouissements trop profonds et les interférences [BER02].

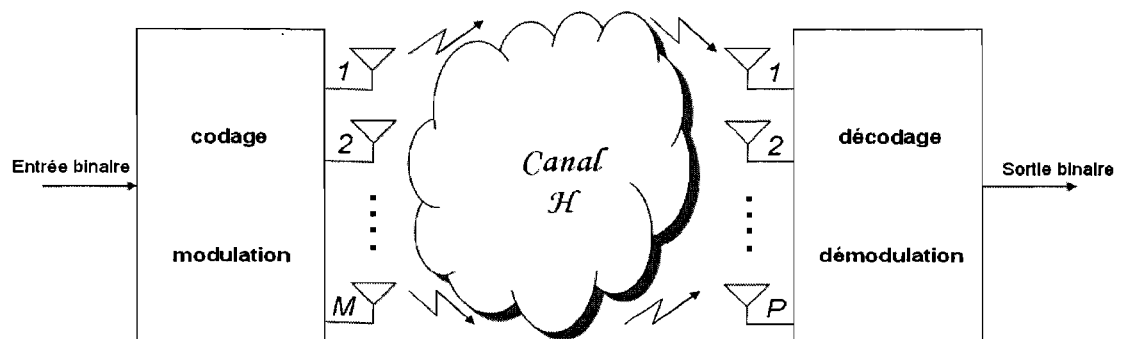


Figure 2.4 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. L'autre avantage des systèmes MIMO est leurs grandes capacités qui sont dues principalement à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord, ils permettent au détecteur de différencier les différentes

antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément (cas du multiplexage qui nous intéresse dans ce travail). Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices.

Considérons un système MIMO avec P détecteurs et M émetteurs. On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. Chaque trajet entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice peut alors être caractérisé par un gain complexe h_{ij} représentant le coefficient d'évanouissement entre le i^{eme} émetteur et le j^{eme} détecteur, figure 2.5. A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles b_i transmis simultanément par chacune des M antennes émettrices. Le signal r_j reçu par la j^{eme} antenne peut par conséquent s'écrire de manière discrète:

$$r_j = \sum_{i=1}^M h_{ji} b_i + n_j \quad (2.2)$$

Où n_j représente un échantillon du bruit qui perturbe le signal, généralement considéré comme un bruit blanc additif gaussien.

Si l'on considère à présent l'ensemble des symboles reçus simultanément par les antennes, le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$r = H b + n \quad (2.3)$$

Où H est la matrice de canal de taille $P \times M$ définie par l'ensemble des trajets:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & . & . & . & h_{1M} \\ h_{21} & . & . & . & h_{2M} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ h_{P1} & . & . & . & h_{PM} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

s est le vecteur émis de taille $M \times 1$ et n est le vecteur de bruit de taille $P \times 1$.

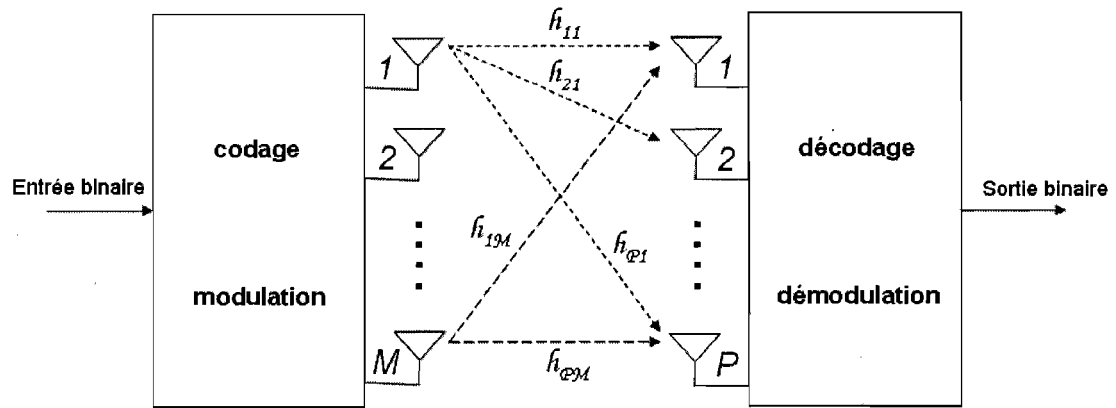


Figure 2.5 Représentation des différents trajets entre antennes émettrices et réceptrices.

2.3 Modèle mathématique du MIMO-CDMA

Dans les systèmes de communication sans fil de 4G, l'utilisation de la technique d'accès multiple DS-CDMA dans des systèmes MIMO a réalisés une énorme augmentation de capacité qui permettra des applications à hauts débits de données.

La figure 2.6 donne le schéma fonctionnel d'un système MIMO-CDMA. Ce système se compose de G utilisateurs, chacun avec M antennes, transmettant à un détecteur de P antennes par un canal d'atténuation plate, de sorte que le nombre total d'antennes qui transmettent est de $K = G \times M$.

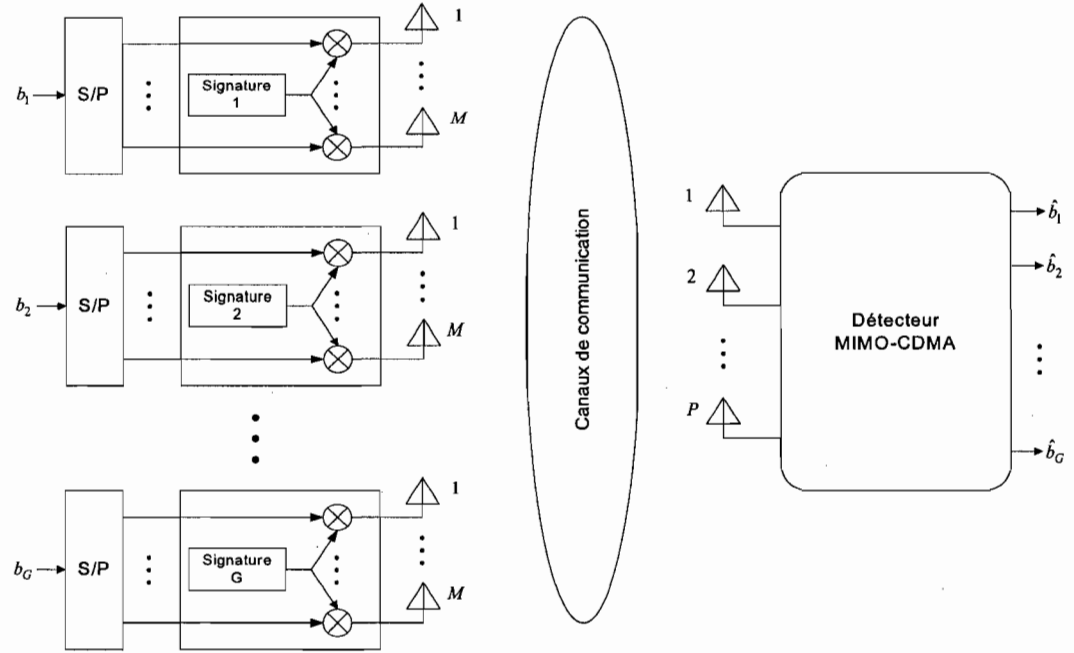


Figure 2.6 Schéma fonctionnel d'un système MIMO-CDMA.

À un instant particulier de temps, nous avons transmis le vecteur des symboles $b = [b_1^T, \dots, b_G^T]^T$ où $b_i = [b_{i,1}, \dots, b_{i,M}]^T$ représente le vecteur de M -symbole transmis par l' $i^{\text{ème}}$ utilisateur. Ces signaux sont étalés en utilisant une matrice aléatoire S $[N, K]$ tel que $S = [S_1, \dots, S_G]$ où $S_g = [S_{g,1}, \dots, S_{g,M}]$. Sachant que la sous matrice $N \times M$ de propagation aléatoire du $g^{\text{ème}}$ utilisateur est connue, et $S_{g,i}$ dénote la rangée de N-code pour la $i^{\text{ème}}$ antenne de transmission du $g^{\text{ème}}$ utilisateur. Dans notre configuration, les codes $S_{g,1}, \dots, S_{g,M}$ sont identiques.

Les valeurs des codes sont de $\pm 1\sqrt{N}$ et elles sont générées aléatoirement avec une probabilité égale. Ces signaux traversent le canal non sélectif en fréquence pour atteindre la station de base. Nous écrivons la matrice de canal entre les K antennes de transmission et la $p^{\text{ème}}$ antenne de réception comme $H_p = \text{diag}[H_{1p} \cdots H_{Gp}]$, là où $H_{g,p} = \text{diag}[h_{g,1p} \cdots h_{g,Mp}]$

Le signal reçu, en bande de base, pour une période d'un symbole donnée à l'antenne P^{eme} , à la sortie s'écrit alors comme un vecteur complexe de dimension N .

$$r_p = S H_p b + n_p \quad (2.5)$$

Avec r_p : Vecteur de réception.

S : Matrice de code pseudo aléatoire.

H_p : Matrice représentant le canal.

b : Vecteur des symboles à transmettre.

n_p : dénote le bruit gaussien complexe de N -Vecteurs avec la variance σ^2 .

Pour la suite de notre travail, nous supposons que le canal est parfait, la synchronisation des symboles est parfaite, et que tous les utilisateurs emploient le même facteur de propagation, N , et la même énergie pour la transmission. En outre, on assume que des antennes pour des transmissions sont assez distantes, tel que les liens de canal sont indépendants [CHI00] [SFA03].

Chapitre 3 - Méthodes MIMO-MUD indirectes

3.1 Introduction

L'objectif principal de ce chapitre consiste à investiguer les méthodes indirectes de détection pour un système MIMO-CDMA. Cette famille de détecteurs se base sur la connaissance des paramètres du canal de communications (gains et délais). Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Nous décrivons les méthodes indirectes de la détection à usager multiple issues de la littérature et qui seront évaluées dans la plateforme MIMO-CDMA pour effectuer une étude comparative des performances en termes de robustesse aux bruits et de capacité. Cinq techniques de détection sont considérées : le détecteur Rake, le détecteur ZF, détecteur MMSE, le détecteur ZF-LAST-MUD et le détecteur MMSE-LAST-MUD.

3.2 Détecteurs MIMO-CDMA

Dans les systèmes MIMO le détecteur demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille des symboles sont grands. Les deux types de détecteurs les plus répandus sont le détecteur linéaire et le détecteur à retour de décision. Ces détecteurs sont analogues aux détecteurs SISO, bien connus dans la littérature [PRO95].

Avant de traiter les différents détecteurs, nous allons définir la matrice d'intercorrélation des séquences d'étalement qui seront utilisées pour modéliser les détecteurs centralisés :

$$R = R + H^H H S^H S = \begin{bmatrix} R_{1,1} & . & . & . & R_{1,k} \\ R_{2,1} & . & . & . & R_{2,k} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ R_{k,1} & . & . & . & R_{k,k} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Avec

$$S = \begin{bmatrix} s_{1,1} & . & . & . & s_{1,k} \\ s_{2,1} & . & . & . & s_{2,k} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ s_{N,1} & . & . & . & s_{N,k} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Où l'exposant H est utilisé pour exprimer la transposée conjuguée du vecteur.

3.3 Détecteur linéaire RAKE

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 Rake. Pour combiner les trajets, il faut qu'ils soient suffisamment séparés dans le temps, forme de diversité temporelle, pour pouvoir les dissocier [DAH04]. La séparation minimale entre deux trajets doit être égale à la durée d'un chip pour assurer la décorrélation entre ceux-ci.

Le principe du détecteur en râteau (Rake) est schématisé dans la figure 3.1. Il est composé d'un banc de corrélateurs dits fingers et d'un combineur. Il nécessite aussi la connaissance des paramètres du canal (retards et taps) 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 (signature) 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 [VER98]. Le combineur le plus répandu est celui à rapport maximal (MRC : *Maximum Ratio Combiner*). A la sortie des fingers, on obtient des symboles portant chacun une information de phase et d'amplitude. Cependant, la phase et l'amplitude originales de ces symboles peuvent être modifiées par le canal de propagation. Il est alors nécessaire d'estimer les coefficients complexes $h(t - \tau_1)$, τ_1 est la position du trajet estimé. Ces coefficients sont calculés par le détecteur à partir de symboles dits « pilotes », transmis par l'émetteur et connus par le détecteur [DAH04]. Dans notre travail, nous considérons une estimation parfaite de ces paramètres.

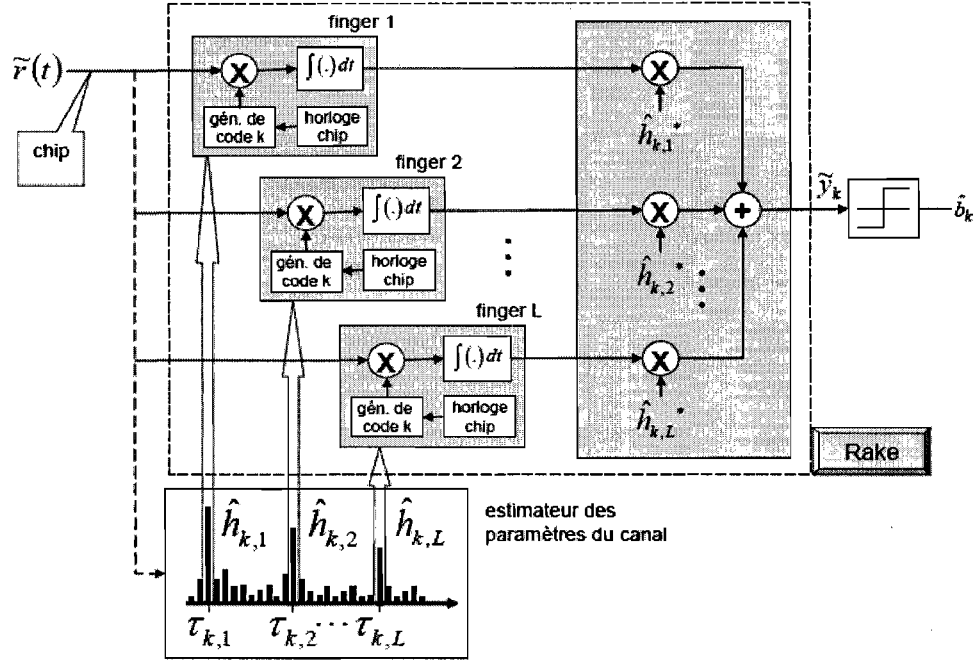


Figure 3.1 Structure du détecteur Rake/SISO de l'utilisateur k.

Le Rake est le détecteur dit conventionnel. Il peut être utilisé au niveau de la station de base (BTS) et des stations mobiles. Il a été très utilisé pour la deuxième génération et la troisième génération des systèmes cellulaires grâce à sa faible complexité de calcul. Dans notre travail, la plateforme de simulation sera réalisée dans l'environnement MIMO. Dans ce cas, le nombre de détecteurs Rake utilisés à chaque antenne de réception est égal au nombre d'utilisateurs (figure 3.2). Le détecteur Rake dans le cas MIMO peut être mis en équation comme suit :

$$Y_{Rake} = R_e \left(\sum_{p=1}^P H_p^H S^T r_p \right) = Rb + n \quad (3.3)$$

Avec $n = H_p^H S^T n_p$, et

$$\hat{b} = \text{sgn}(Y_{Rake}) \quad (3.4)$$

Où $\text{sgn}(\bullet)$, dans le cas d'une modulation BPSK, représente la fonction signe donnée par :

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.5)$$

Il est à noter que ce type de détecteur nécessite une parfaite connaissance des paramètres du canal pour assurer un bon fonctionnement de la diversité [PET95]. De plus, son utilisation exige un contrôle strict des puissances transmises pour minimiser le problème d'éblouissement. De plus, il est incapable de traiter les MAI en considérant ces derniers comme étant un bruit blanc additif.

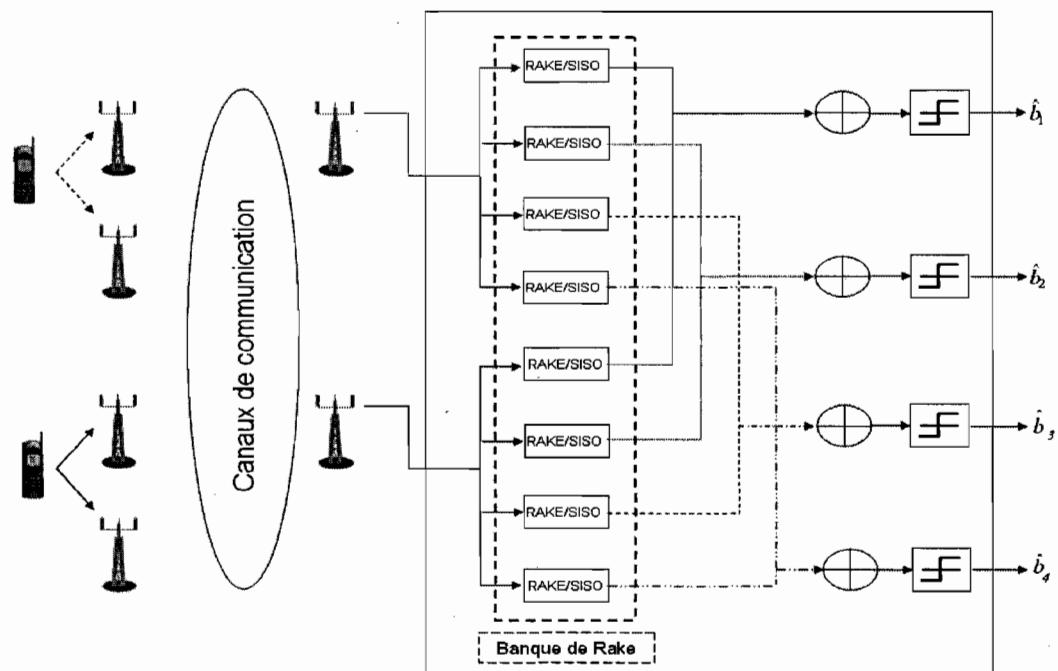


Figure 3.2 Structure du détecteur Rake/MIMO dans le cas de deux usagers, quatre émetteurs et deux détecteurs.

3.4 Détecteur linéaire ZF

Ce détecteur appelé détecteur à forçage à zéro (ZF) est le plus simple et, en général, le moins performant à faibles SNR. Il cherche à annuler les contributions des autres émetteurs

sur chaque symbole. La figure 3.3 donne le schéma de principe du détecteur ZF qui permet de séparer et d'éliminer complètement les interférences ISI et MAI en les forçant à zéro [KLE96].

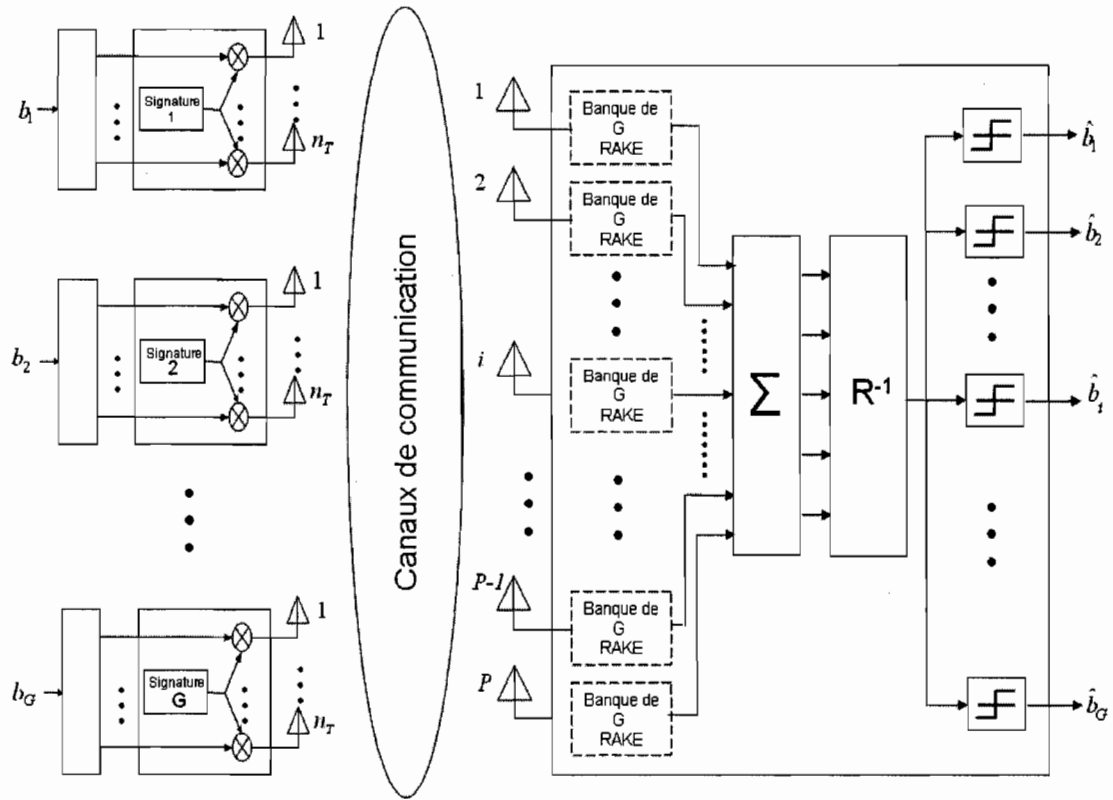


Figure 3.3 Détecteur ZF.

Dans son implantation, le ZF implique l'inversion de la matrice de corrélation qui correspond à la convolution de la réponse impulsionnelle du canal avec les codes de chaque utilisateur. Nous pouvons le caractériser comme suit :

$$Y_{\{ZF\}} = (W^{ZF})^T Y_{\{Rake\}} \quad (3.6)$$

Avec

$$W^{ZF} = R^\dagger = (R^* * R)^{-1} * R^* \quad (3.7)$$

et

$$\hat{b} = \text{sgn}(Y_{[ZF]}) \quad (3.8)$$

Plusieurs versions de détecteurs à base du forçage à zéro ont été étudiées pour améliorer les performances de l'algorithme. Nous pouvons citer le forçage à zéro avec rétroaction. Les performances d'un tel égaliseur sont meilleures que celles du Rake mais pas suffisantes. En effet, la décorrélation entre les symboles envoyés et les interférences ne peut être obtenue, car la technique ne tient pas compte du niveau de bruit dans son algorithme [KLE96].

3.5 Détecteur linéaire MMSE

Ce critère minimise l'erreur moyenne quadratique due à la fois au bruit et aux interférences à usagers multiples (MAI), contrairement au détecteur ZF qui ne s'occupe que des interférences MAI. Son expression est bien connue dans la littérature [9] :

$$W^0 = (R^* R + \sigma_n^2 / \sigma_s^2 I)^{-1} R^* \quad (3.9)$$

Avec σ_n : Variance du signal bruit et σ_s : Variance du signal transmit.

Ce détecteur résiste mieux au bruit que le détecteur ZF, mais ne sépare pas parfaitement les sous-canaux. À haut SNR, le détecteur MMSE tend vers le détecteur ZF car le bruit tend vers 0.

3.6 Détecteur à retour de décision

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le code utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporels par couches (LAST pour *Layered*

Space-Time), formées par un multiplexage initial, croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le taux d'erreurs bits décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal. L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications. Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes. Les systèmes spatio-temporels par couches sont à l'origine de l'engouement pour les systèmes MIMO. Les chercheurs des laboratoires Bell ont ainsi proposé successivement plusieurs architectures dont ils ont démontré l'énorme potentiel. Le système le plus simple, qui ne fait appel à aucune technique de codage, est le V-BLAST [WOL98]. Le principe de l'algorithme V-BLAST a été présenté dans [GOL99] [CAV01]. Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO. Cette architecture verticale procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en M sous chaînes, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective après avoir été modulée. Contrairement à un détecteur traditionnel, avec V-BLAST l'ordre dans lequel les symboles transmis sont traités n'est plus linéaire, mais déterminé par l'ordre de leur post-détection SNR [WOL98]. En fait, le symbole qui présente le plus haut SNR est d'abord détecté, puis estimé et enlevé du signal reçu, selon le critère du forçage à zéro ou le critère du MMSE. Ce processus continu pour le prochain symbole de SNR le plus élevé jusqu'à ce que tous les symboles soient évalués (fig.3.4).

Les six étapes de l'algorithme V-BLAST de réception d'un vecteur sont les suivantes :

1. Choix de l'antenne i correspondant au meilleur SNR.

$$R_g = \arg \min \left\| (\tilde{R})_i \right\|^2 \quad (3.10)$$

2. Le symbole b_i de l'émetteur i choisi est démodulé, sa valeur est stockée pour la suite. Le SNR de l'émetteur i étant le plus élevé, la probabilité d'erreur de b_i est la plus faible, d'où le choix de le démoduler en premier. En multipliant la $i^{\text{ème}}$ colonne de R avec b_i , on obtient la contribution de b_i sur chaque composante du vecteur reçu r .

$$\hat{y}_{R_g} = (R^\dagger)_{R_g} \tilde{r} \quad (3.11)$$

3. \hat{y}_{R_g} étant une approximation de \hat{b}_{R_g} . Pour obtenir la valeur exacte de \hat{y}_{R_g} il faudra donc utiliser la fonction signe.

$$\tilde{b}_{R_g} = \text{sgn}(\hat{y}_{R_g}) \quad (3.12)$$

4. Cette contribution est soustraite du vecteur r , afin d'obtenir ce qui aurait été reçu en l'absence du symbole b_i . Cette opération améliore le SNR des autres symboles, à condition que la bonne valeur de b_i ait été choisie [WOL98].

$$\tilde{r} = \tilde{r} - R_{R_g} \cdot \hat{b}_{R_g} \quad (3.13)$$

5. La $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice R est forcée à zéro, formant la matrice de corrélation entre toutes les antennes sauf le $i^{\text{ème}}$ émetteur. Cette matrice devient la nouvelle

matrice de corrélation pour l'itération suivante, le $i^{\text{ème}}$ symbole ayant déjà été démodulé.

6. Les étapes 1 à 5 sont répétées M fois, jusqu'à ce que tous les symboles soient démodulés.

Cet algorithme améliore nettement les performances du détecteur, sans trop augmenter sa charge de calcul. Comme pour tous les égaliseurs à retour de décision, son principal inconvénient est la propagation des erreurs. Une fois qu'une mauvaise décision a été prise sur la valeur d'un symbole, une mauvaise contribution est retirée au vecteur r , ce qui entraîne que les symboles suivants seront presque certainement mal estimés.

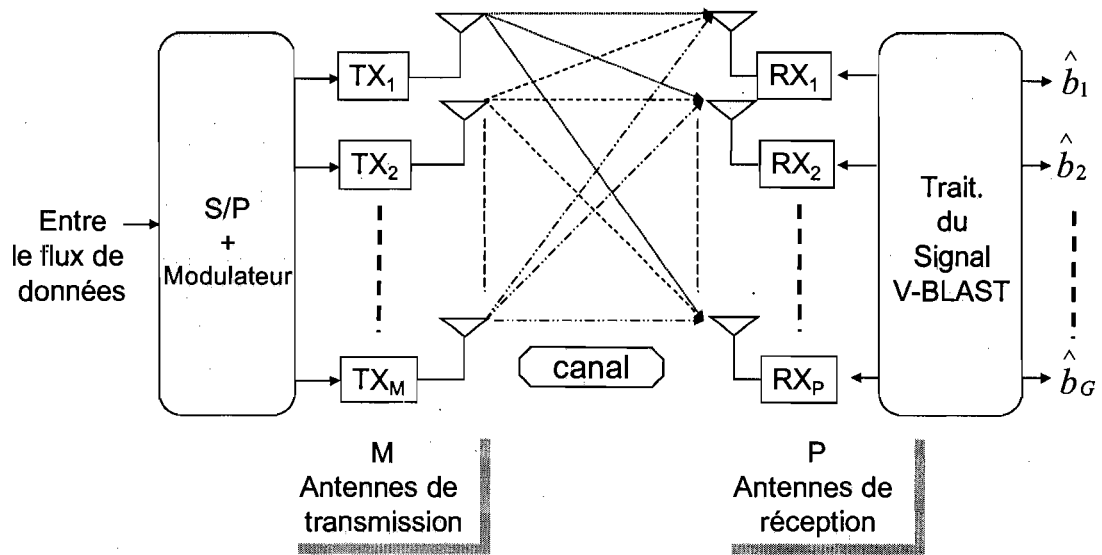


Figure 3.4 Architecture de système V-BLAST.

3.6.1 Détecteur ZF-LAST-MUD

La structure du détecteur ZF-LAST-MUD est donnée par la figure 3.5. Dans cette structure, les M antennes de transmission sont traitées comme étant M émetteurs de stations mobiles individuelles, alors que la station de base se compose de P antennes de réception.

En outre, les utilisateurs sont répartis en groupes auxquels sont assignées les mêmes séquences de signatures ou de codes d'étalement.

Le procédé de détection est effectué dans deux étapes : d'abord, les groupes d'utilisateurs sont séparés en utilisant leurs ordres de signature, puis l'algorithme est appelé pour enlever plus loin l'interférence restante. Pour la simplicité, nous supposons que tous les utilisateurs ont la même amplitude, le même facteur N et la même puissance de transmission.

Soit Y_{MU} un vecteur obtenu à la sortie du filtre apparié en considérant les codes et les coefficients du canal [15]. C'est-à-dire :

$$Y_{MU} = \sum_{p=1}^p H_p^H S^T r_p = \hat{R}_{MU} b + \hat{n} \quad (3.14)$$

Avec

$$\hat{R}_{MU} = \sum_{p=1}^p X_p^H X_p \quad (3.15)$$

Et

$$\hat{n} = \sum_{p=1}^p X_p^H n_p \quad (3.16)$$

R représente la matrice d'intercorrélation de dimension $K \times K$ et n le vecteur de bruit gaussien avec une covariance $\sigma^2 R_{Mu}$.

L'algorithme de détection commence par l'initialisation et après il place le compteur d'itération, i , à 1. La matrice de corrélation du canal croisée, R_{MU} , les matrices combinées du canal/code, X_p et le vecteur Y_{MU} sont indexés par i pour indiquer l'avancement

d'algorithme. Un processus itératif de trois étapes, à savoir, le calcul du vecteur d'annulation, l'évaluation de signal et l'annulation d'interférence, est alors considéré. La première étape consiste à calculer la pseudo-inverse de la matrice de décorrélation, soit $[R_{MU}(i)]^+$, dénotés L_i . Les utilisateurs sont alors rangés selon leur la détection SNR.

L'utilisateur

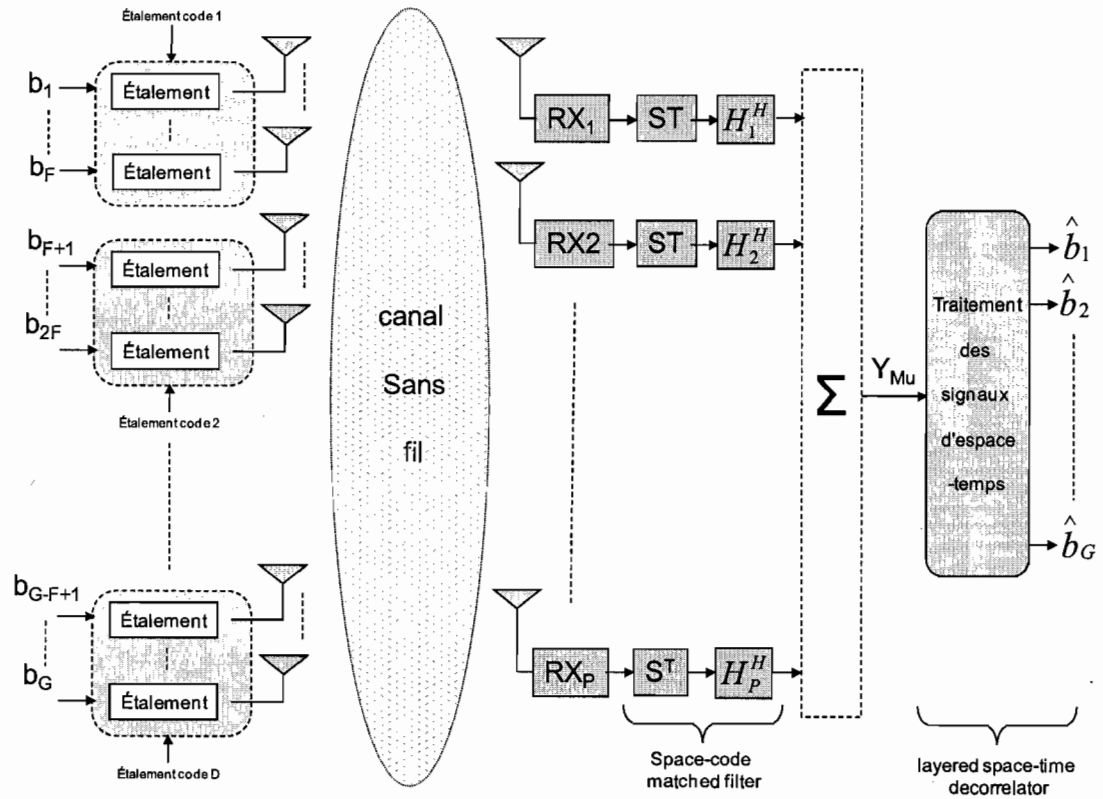


Figure 3.5 Architecture d'un détecteur « espace-temps » à multiples utilisateurs.

Avec le plus haut SNR, défini par : $\min \|(L_i)_j\|^2, j \notin \{k_1 \dots k_{i-1}\}$, est alors choisi. Le vecteur d'annulation correspondant à cet utilisateur est la $k_i^{\text{ème}}$ colonne de L_i . C'est-à-dire, $w_{ki} = (L_i)_{k_i}$. Le vecteur de sortie Z_{ki} , et le signal d'évaluation b_{ki} , sont calculés tels que :

$$z_{k_i} = w_{k_i}^T Y_{MU}(i) \quad (3.17)$$

Avec

$$W = R^\dagger = (R^* R)^{-1} R^* \quad (3.18)$$

En conclusion, l'annulation d'interférence est exécutée. $X_p(i + 1)$ et $R_{Mu}(i+1)$, sont respectivement obtenus en plaçant à zéro la $k^{ème}$ colonne de $X_p(i)$ et la $k^{ème}$ ligne et la colonne $R_{Mu}(i)$. Le vecteur statistique de l'itération $(i + 1)$ est alors défini par :

$$Y_{MU}(i+1) = \sum [X_p(i+1)]^H (r_p - (X_p)_{k_i} \hat{b}_{k_i}) \quad (3.19)$$

Ce processus itératif continuera jusqu'à ce que tous les signaux soient détectés.

3.6.2 Détecteur MMSE-LAST-MUD

Le procédé de détection dans les détecteurs MMSE-LAST-MUD est identique à celui des détecteurs ZF-LAST-MUD. À la différence des techniques fondées sur le principe ZF, les détecteurs MMSE tiennent compte de la variance du bruit de fond qui est retranché de la matrice de corrélation et, de ce fait, les performances sont meilleures que le ZF. Il est à noter qu'en absence de bruit, les performances de ces deux détecteurs sont équivalentes.

Dans le cas du détecteur MMSE-LAST-MUD, le vecteur de sortie Z_{ki} , et le signal d'évaluation b_{ki} , sont calculés tels que :

$$z_{k_i} = w_{k_i}^T Y_{MU}(i) \quad (3.20)$$

$$\tilde{b}_{R_g} = \text{sgn}(\hat{y}_{R_g}) \quad (3.21)$$

Avec

$$W = (R^* R + \sigma_n^2 / \sigma_s^2 I)^{-1} R^* \quad (3.22)$$

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les détecteurs MIMO-CDMA les plus répandus. Dans un premier temps, nous avons étudié le détecteur conventionnel Rake, le détecteur ZF et le détecteur MMSE dans l'environnement MIMO-CDMA. Puis, on a montré que l'algorithme détecteur V-BLAST, qui connaît actuellement un fort engouement dans les systèmes à grande efficacité spectrale, pouvait s'appliquer au contexte de transmission MIMO utilisant soit le critère du forçage à zéro, soit le critère du MMSE. Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des méthodes adaptatives de détection à usager multiples dans l'environnement MIMO-CDMA.

Chapitre 4 - Détecteurs adaptatifs MIMO-CDMA

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, on a vu que les méthodes de détection indirectes MIMO-CDMA reposent sur l'identification du canal pour appliquer leur algorithme. Dans le cas où les données sont transmises sans l'estimation du canal au détecteur, ces méthodes ne seront plus applicables. Il est alors intéressant d'appliquer des algorithmes adaptatifs pour obtenir le signal désiré. 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. Ce chapitre sera consacré à l'étude des algorithmes adaptatifs les plus pertinents, au niveau du bit (une fois le signal désétalé), utilisés dans le contexte MIMO-CDMA. Les détecteurs adaptatifs peuvent être linéaires ou non linéaires ; supervisés ou non supervisés. Dans ce travail, nous nous intéressons aux techniques linéaires et supervisées. En effet, le modèle du système en étude est linéaire et la réception connaît la trame de départ envoyée par la transmission afin d'adapter les coefficients des détecteurs adaptatifs.

4.2 Principe de la détection adaptative

Le principe du détecteur adaptatif au niveau du bit est schématisé par la figure 5.1. Le rôle du détecteur est l'annulation des interférences. Le signal reçu sera filtré et comparé avec une séquence d'entraînement connue pour réduire l'écart e_n entre ces derniers. Après

chaque itération, on corrige le poids du filtre W jusqu'à l'annulation de l'écart e_n . Plus le nombre d'itérations est grand, plus nous aurons une meilleure estimation de W . Les équations 5.1 et 5.2 qui régissent la détection adaptative restent valables pour l'ensemble des algorithmes des filtres adaptatifs utilisés. Par contre, l'équation de mise à jour du poids du filtre adaptatif est différente d'un algorithme à un autre.

Le signal estimé :

$$b_est(k) = W^H(k) \hat{y} \quad (4.1)$$

L'écart entre le signal estimé et le signal désiré :

$$e(k) = b(k) - b_est(k) \quad (4.2)$$

L'équation générale de mise à jour des poids du filtre:

$$W(k+1) = W(k) + e^*(k) f\{b(k), \hat{y}(k)\} \quad (4.3)$$

La fonction f dépend de l'algorithme d'adaptation comme l'indiquent les sous-sections ci-dessous.

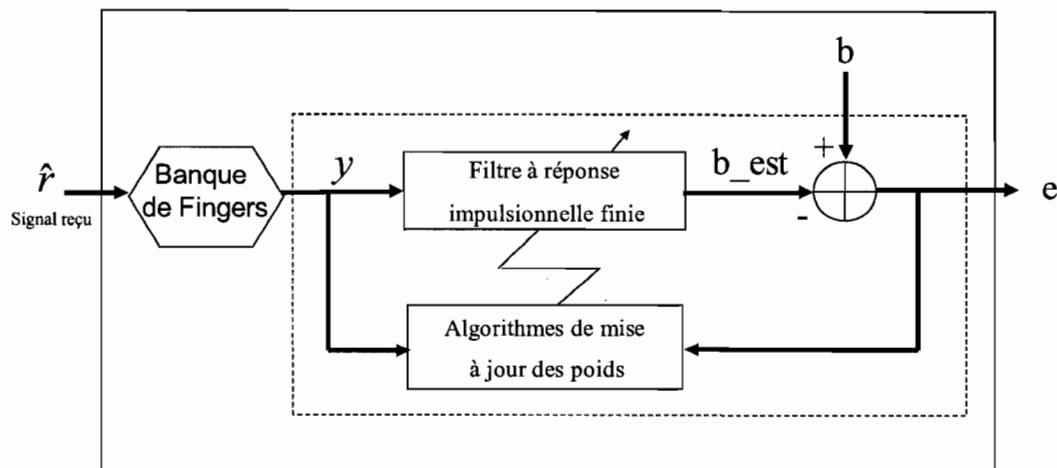


Figure 4.1 Schéma de principe de la détection adaptative.

4.3 Détecteur LMS

Le détecteur LMS est mis en œuvre en minimisant le critère de l'erreur quadratique moyenne. A chaque instant n , le vecteur des paramètres est adapté suivant la relation suivante :

$$w(k+1) = w(k) + \mu y(k)e^*(k) \quad (4.4)$$

Où μ est une petite constante positive qui règle la vitesse de convergence de l'algorithme et qui dépend de l'énergie du signal $y(n)$ [MAT91] [GIA97]. Sous certaines hypothèses simplificatrices, on peut montrer que la convergence de l'algorithme LMS est garantie lorsque on a :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (4.5)$$

Où λ_{\max} est la valeur propre maximale de la matrice des moments de l'entrée.

Comme dans le cas linéaire, la vitesse de convergence de l'algorithme dépend du ratio entre la valeur propre maximale et la valeur propre minimale de la matrice des moments de l'entrée. La convergence est d'autant plus rapide que ce ratio [MAT91] [HAY91].

4.4 Détecteur NLMS

Pour des signaux non stationnaires où l'énergie du signal $y(n)$ varie avec le temps, l'algorithme LMS aura du mal à fonctionner correctement puisque μ est constant. L'algorithme LMS normalisé (normalized LMS – NLMS) est obtenu en minimisant la fonction coût suivante:

$$J(n) = \|W(n+1) - W(n)\|^2 \quad (4.6)$$

Cela revient à minimiser la mise à jour des coefficients du filtre tout en minimisant le signal d'erreur pour $y(n)$. La solution de ce problème est obtenue en utilisant la technique des multiplieurs de Lagrange. En effet, on cherchera à minimiser $J(n)$ par rapport à $W(n+1)$. Ce qui donne la relation suivante :

$$w(k+1) = w(k) + \mu \frac{y(k)e^*(k)}{\|y(k)\|^2} \quad (4.7)$$

Avec $\mu > 0$: le pas d'apprentissage.

4.5 Détecteur RLS

L'algorithme du détecteur RLS trouve la solution analytique d'un problème d'optimisation formulé dans un cadre déterministe [MAT91] [LEE93]. Les équations d'un filtre adaptatif linéaire employant l'algorithme RLS se définissent comme suit [HAY96] :

$$k(n) = \frac{R(n-1)\hat{r}(n)}{\lambda + \hat{r}^T(n)R(n-1)\hat{r}(n)} \quad (4.8)$$

$$w(n) = w(n-1) + e(n)k(n) \quad (4.9)$$

$$R(n) = \lambda^{-1}R(n-1) - \lambda^{-1}k(n)\hat{r}^T(n)R(n-1) \quad (4.10)$$

Où $R(n)$ est la matrice de corrélation inverse, $\hat{r}(n)$ est le vecteur d'entrée du filtre, $k(n)$ est le vecteur de gain et λ est défini comme étant le facteur d'oubli ($0 \sim 1$).

Dans les conditions initiales, $\hat{w}(0) = 0$ et la matrice de corrélation inverse est déterminée par :

$$R(0) = \frac{1}{\sigma^2} I \quad (4.11)$$

Où I correspond à la matrice identité et σ est une constante.

L'algorithme RLS converge généralement plus vite que le LMS et ce, de manière indépendante des statistiques du signal d'entrée [MAT91]. Cependant, sa complexité de calcul est bien plus élevée. Des approches de développement d'algorithmes RLS rapides sont présentes dans la littérature, mais en général leur coût de calcul reste plus élevé que celui du LMS [DAV87].

4.6 Détecteur LMS NEWTON

L'algorithme conventionnel LMS présente une simplicité de calcul et une robustesse à l'erreur numérique. Cependant, sa convergence se dégrade de manière significative quand l'entrée du filtre adaptatif est fortement corrélée. L'algorithme d'adaptation LMS NEWTON a été proposé pour améliorer la convergence de l'algorithme conventionnel LMS [WID85] [LEE89]. Cet algorithme est basé sur l'évaluation des statistiques de second ordre des signaux d'environnement. Cependant, l'amélioration du taux de convergence est réalisée aux dépens d'une complexité de calcul.

L'algorithme LMS NEWTON est mis en application selon l'équation récursive suivante :

$$w(k+1) = w(k) + \mu e^*(k) R^{-1}(k) y(k) \quad (4.12)$$

Où $R(k)$ est le gain du filtre tel que :

$$R^{-1}(k) = \frac{1}{1 - \alpha} \left[R^{-1}(k-1) - \frac{R^{-1}(k-1) y(k) y^T(k) R^{-1}(k-1)}{(1 - \alpha / \alpha) + y^T(k) R^{-1}(k-1) y(k)} \right] \quad (4.13)$$

Où δ est une constante positive et $0 < \alpha < 0.1$

Les conditions initiales de cet algorithme sont telles que : $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(-1) = \delta * \mathbf{I}$ et $\mathbf{W}(0) = \mathbf{y}(-1) = [0 \ \dots \ 0]^T$

4.7 Détecteur TDLMS

Généralement la transformation T est utilisée avec les algorithmes de type LMS pour améliorer leur comportement de convergence. C'est en particulier intéressant quand les niveaux d'entrées des échantillons du combineur linéaire sont inégaux [MAR89] [GAZ92]. Différents niveaux de signal sont habituellement produits dans les cas où les échantillons réels de l'entrée du filtre adaptatif transversal sont transformés, par l'intermédiaire d'une matrice de transformation T , pour obtenir un nouvel ensemble d'échantillons avec une corrélation minimum entre eux (fig4.2). Il est bien connu que la transformation des échantillons d'entrée multipliée par un ensemble d'échantillons partiellement orthogonaux accélère la vitesse de la convergence des algorithmes LMS [LEE92]. L'architecture des filtres adaptatifs de type TDLMS est donnée par la figure 4.3. Après la transformation du signal reçu, on obtient le signal suivant :

$$r_T = \sum_{i=0}^{n-1} T_n(i, l) * \hat{r}_{k-1} \quad (4.14)$$

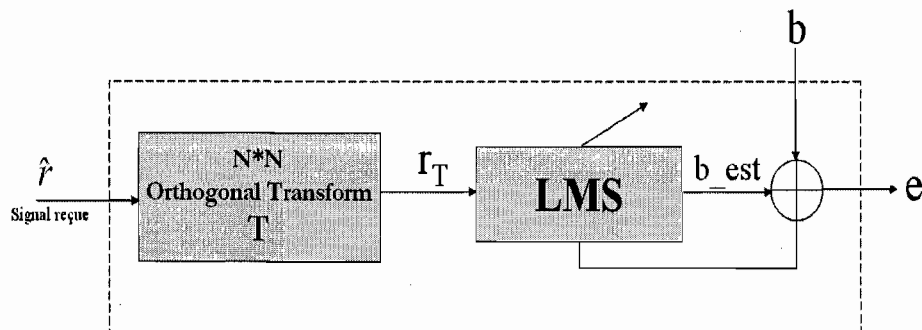


Figure 4.2 Schéma de principe de la détection de type TDLMS.

La transformation T est une transformation orthogonale qui peut être une des transformations ci-dessous.

4.7.1 Transformation de Fourier discrète (DFT)

Le $kl^{\text{ème}}$ élément de la matrice de transformation DFT est donné par :

$$f_{kl} = \frac{1}{\sqrt{P}} e^{-j2\pi kl/P} \quad \text{avec } 0 \leq k, l \leq P-1 \quad (4.15)$$

Le facteur $\frac{1}{\sqrt{P}}$ normalise les coefficients de la DFT afin d'obtenir :

$$T_{DFT} T_{DFT}^H = I \quad (4.16)$$

4.7.2 Transformation de Fourier discrète réelle (RDFT)

Lorsque P est pair, les coefficients de la RDFT sont donnés par :

$$f_{kl}^R = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{P}}, & k = 0 \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \\ \sqrt{\frac{2}{P}} \cos \frac{2\pi kl}{P}, & 1 \leq k \leq \frac{P}{2}-1 \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \\ \frac{1}{\sqrt{P}} (-1)^l, & k = \frac{P}{2} \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \\ \sqrt{\frac{2}{P}} \sin \frac{2\pi kl}{P}, & \frac{P}{2}+1 \leq k \leq P-1 \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \end{cases} \quad (4.17)$$

4.7.3 Transformation de Hartley discrète (DHT)

Les coefficients de la DHT sont donnés par :

$$h_{kl} = \frac{1}{\sqrt{P}} \left(\cos \frac{2\pi kl}{P} + \sin \frac{2\pi kl}{P} \right) \quad \text{avec } 0 \leq k, l \leq P-1 \quad (4.18)$$

Lorsque la transformation utilisée dans les filtres adaptatifs est de type DFT, RDFT où DHT, les performances obtenues sont similaires si les entrées du processus sont réelles.

4.7.4 Transformation cosinus discrète (DCT)

Les coefficients de la DCT sont donnés par :

$$c_{kl} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{P}}, & k = 0 \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \\ \sqrt{\frac{2}{P}} \cos \frac{\pi (2l+1)k}{2P}, & 1 \leq k \leq P-1 \text{ et } 0 \leq l \leq P-1 \end{cases} \quad (4.19)$$

4.7.5 Transformation sinus discrète (DST)

Les coefficients de la DST sont donnés par :

$$s_{kl} = \sqrt{\frac{2}{P+1}} \sin \frac{kl\pi}{P+1} \text{ avec } 0 \leq k, l \leq P-1 \quad (4.20)$$

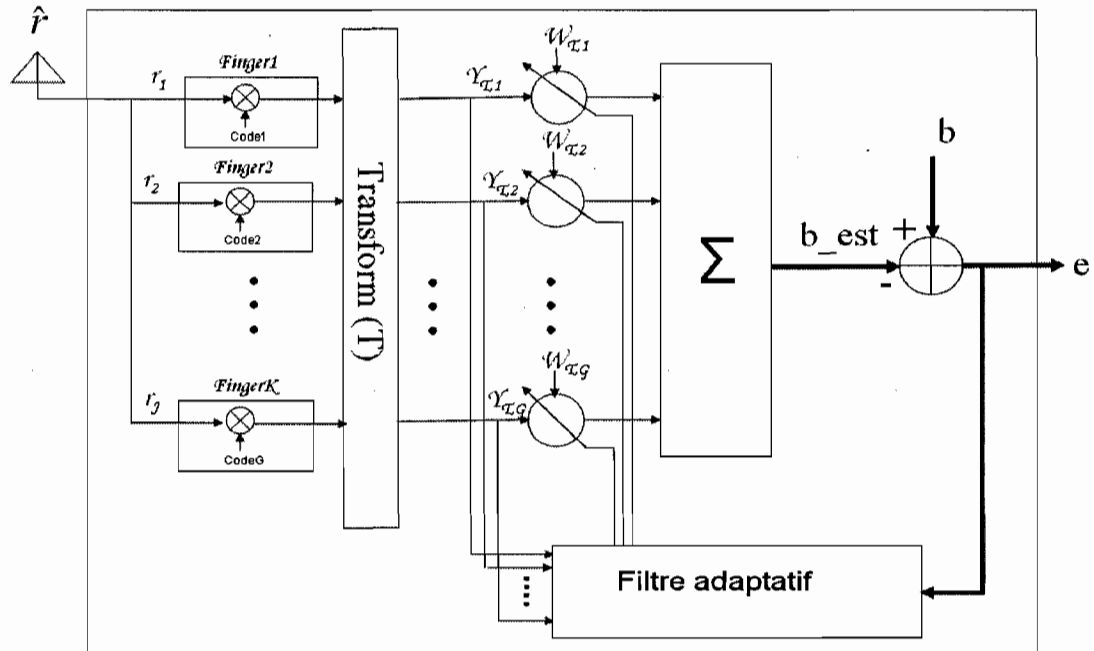


Figure 4.3 Schéma de principe détaillé de la détection de type TDLMS.

4.9 Conclusion

Les algorithmes adaptatifs qu'on a vus dans ce chapitre permettent de réaliser la détection des données transmises, même en absence de l'identification du canal. Mais dans le cas de MIMO, ces algorithmes présentent une complexité assez élevée due au nombre d'antennes d'émission et de réception exigé. Le prochain chapitre sera consacré à l'analyse et la synthèse des résultats de simulation obtenus par les algorithmes de détection indirectes qu'on vu au chapitre 3 et par les algorithmes de détection adaptatifs exposés dans ce chapitre. Cette étude comparative des algorithmes de détections permettra de montrer quel est le détecteur qui présente le meilleur compromis entre la performance et la complexité dont la mise en œuvre pratique est possible.

Chapitre 5 - Analyse des performances des méthodes de détection MIMO DS-CDMA à usager multiple

5.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'analyse et la synthèse des résultats de simulation des détecteurs DS-CDMA à usagers multiples dans différents environnements MIMO qu'on a étudiés aux chapitres 3 et 4. Des performances en terme du taux d'erreurs sur les bits en fonction du rapport signal sur bruit sont présentées pour deux classes de techniques de détection MIMO-CDMA.

Afin de vérifier la capacité de ces détecteurs à éliminer les interférences MAI et les ISI et de répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil de la 4G en terme de capacité du système et de débit de transmission de données, différents scénarios de simulation sont considérés tel que le nombre d'antennes et la variation du nombre d'usagers. Une étude comparative entre les méthodes de détections directes et indirectes permettra de montrer quel est le détecteur qui présente la meilleure performance pour des applications à haut débit de données tout en conservant une complexité de calcul raisonnable. Un complément des résultats est présenté dans les annexes A et B.

5.2 Performances des détecteurs indirects à usager multiple

Pour établir les performances des détecteurs MIMO-CDMA et ressortir le détecteur le plus performant dans la classe des détecteurs indirects à usagers multiples, nous allons

présenter les courbes qui mettent en évidence le taux d'erreur sur les bits transmis (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). Dans cette section, les simulations sont conduites en connaissance parfaite des délais et des coefficients du canal de communication. Ce dernier est modélisé selon la configuration canal stationnaire à un seul chemin de propagation et $N_b = 10000$ données envoyées par les utilisateurs.

5.2.1 Influence du nombre d'utilisateurs sur les détecteurs indirects

Les performances des systèmes MIMO-CDMA sont directement liées au nombre d'utilisateurs présents dans une même cellule. Ainsi, une représentation des courbes de performances permet d'introduire le nombre d'utilisateurs. Cette représentation graphique met en évidence le rapport signal sur bruit (SNR) exprimé en dB en fonction du BER et ceci pour un nombre d'utilisateurs cible. La réalisation d'un tel graphique implique forcément que plusieurs courbes de BER en fonction du SNR pour plusieurs détecteurs soient simulées.

Pour mettre en évidence les différentes courbes de performances retenues pour cette étude, nous analysons les performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD dont leurs modes de fonctionnement ont été décrits au chapitre 3.

Les figures 5.1 à 5.7 permettent de rapporter les performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour différents nombres d'utilisateurs G et pour un même type de code pseudo aléatoire soit $N = 8$, $M = 2$ antennes à l'émission et $P = 4$ antennes à la réception.

Nous notons que lorsque le nombre d'utilisateurs est inférieur à 5, le détecteur Rake est moins performant que les autres détecteurs utilisés. Par contre, les détecteurs ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD présentent des performances, presque semblables, et très

légèrement meilleures que les performances des détecteurs ZF et MMSE (figures 5.1 et 5.2). Par exemple, dans le cas de la figure 5.2 et pour un taux d'erreurs de 10^{-2} , le Rake présente une dégradation des performances de 2dB par rapport au MMSE-LAST-MUD alors qu'il n'existe que 0.2dB de différence en terme de SNR entre les algorithmes avec et sans V-BLAST. Au-delà de 5 usagers, les performances du détecteur Rake se dégradent rapidement. Ceci est dû aux interférences MAI issues de la non-orthogonalité des codes des usagers. On remarque aussi que le détecteur MMSE résiste mieux au bruit que le détecteur ZF. En effet, le détecteur ZF, ne tenant pas compte de la présence du bruit additif, ses performances se dégradent rapidement lorsque le niveau de ce bruit est plus élevé que celui des MAI. Par contre, lorsque le bruit devient faible les performances du détecteur ZF et du détecteur MMSE deviennent similaires (figures 5.3 à 5.5). Ceci est en conformité avec la théorie sachant que le détecteur ZF est le même que le détecteur MMSE en considérant un niveau de bruit nul. Nous notons également un début d'écart entre les performances des techniques avec et sans V-BLAST. Par exemple, dans le cas de la figure 5.4 et pour un taux d'erreur de 10^{-2} , le Rake n'est même pas capable d'atteindre cette qualité de service alors que les techniques sans le V-BLAST enregistrent une dégradation des performances de 2dB en comparaison avec les techniques munies du principe du V-BLAST. Ceci était prévisible sachant que le principe du V-BLAST permet d'éliminer une certaine partie des interférences. Lorsque le système est saturé (nombre d'usagers ≥ 20), les performances des détecteurs ZF et MMSE se dégradent et seuls les détecteurs ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD performant (figures 5.6 et 5.7). Dans le cas de la figure 5.6 et pour une même qualité de service, nous constatons que les techniques sans V-BLAST enregistrent un déficit de plus de 3.5dB en terme de SNR.

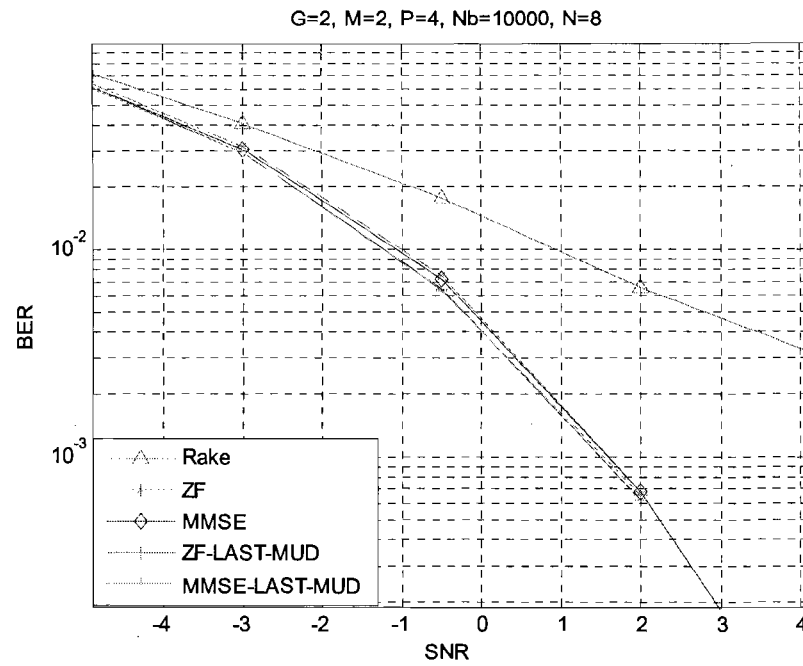


Figure 5.1 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 2$.

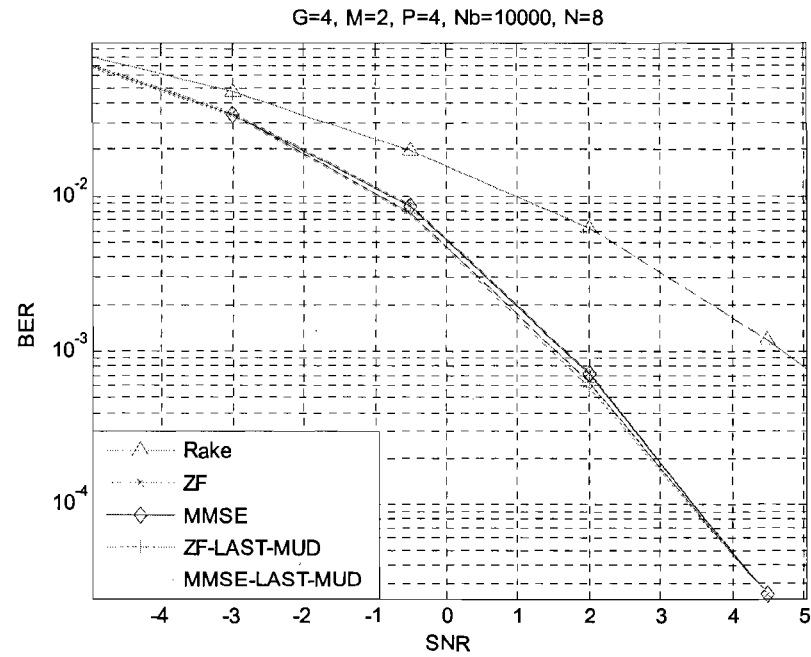


Figure 5.2 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$.

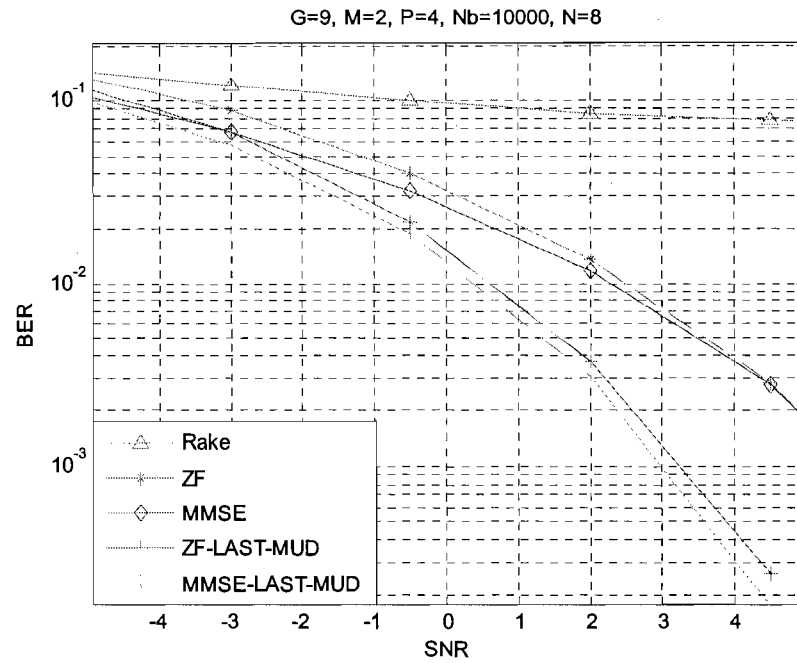


Figure 5.3 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 9$.

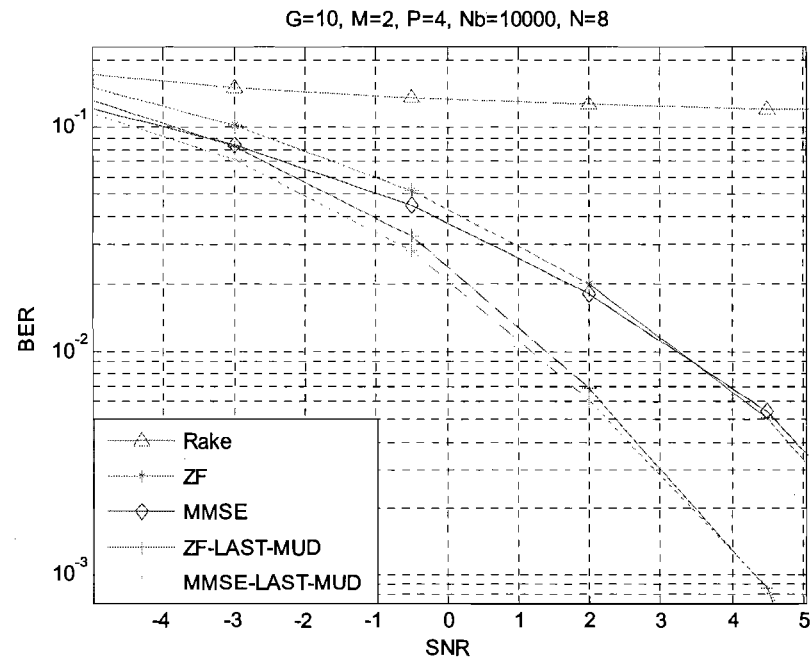


Figure 5.4 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 10$.

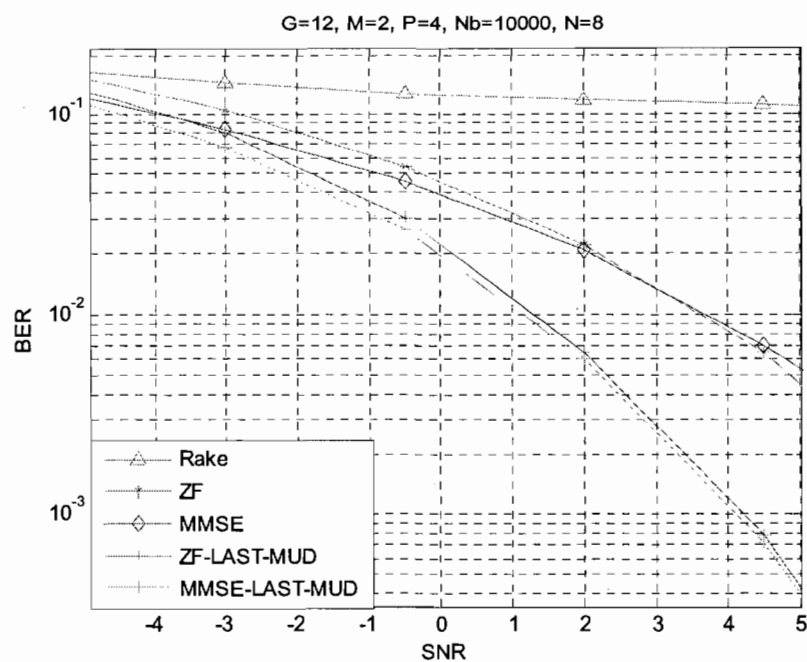


Figure 5.5 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 12$.

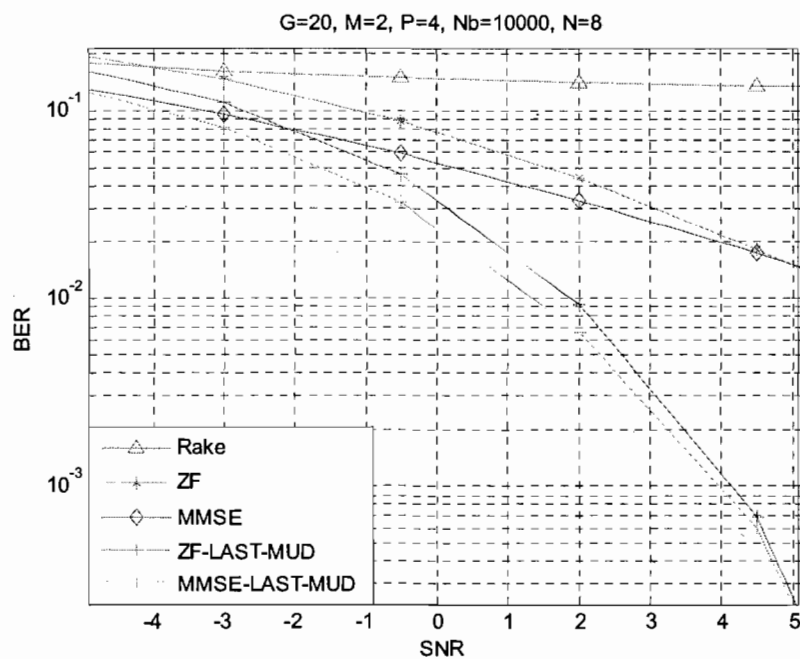


Figure 5.6 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 20$.

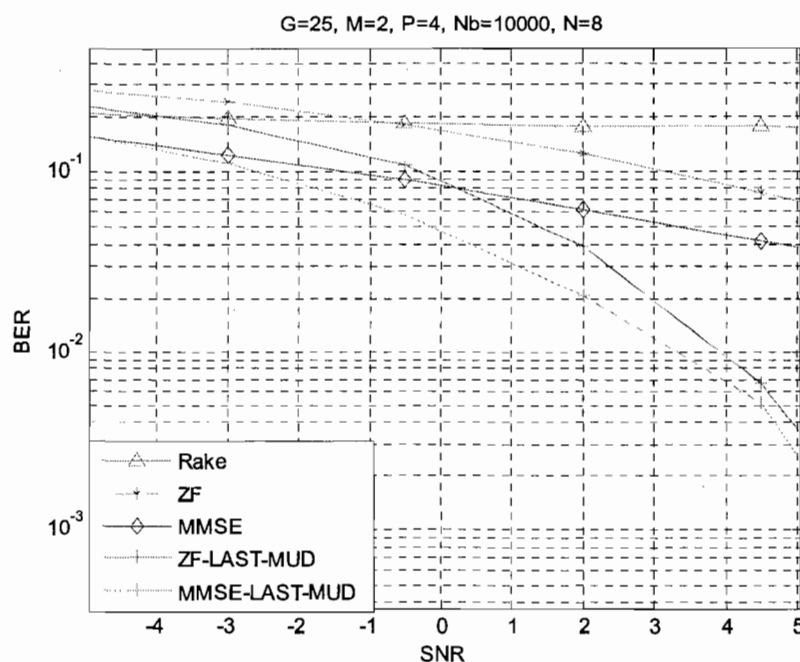


Figure 5.7 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 25$.

5.2.2 Influence du nombre d'antennes à l'émission sur les détecteurs indirects

Pour voir l'influence du nombre d'antennes à l'émission sur les performances des détecteurs indirects dans les systèmes MIMO-CDMA, nous avons représenté le rapport signal sur bruit (SNR) en fonction du BER des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD et ceci pour différents nombres d'antennes à l'émission dans le cas d'un système non chargé (nombre d'utilisateurs $G=4$) et dans le cas d'un système chargé (nombre d'utilisateurs $G=8$), (figures 5.8 à 5.13)

On remarque que lorsque le nombre d'antennes à l'émission est inférieur au nombre d'antennes à la réception, les performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD sont acceptables (figures 5.8 et 5.9).

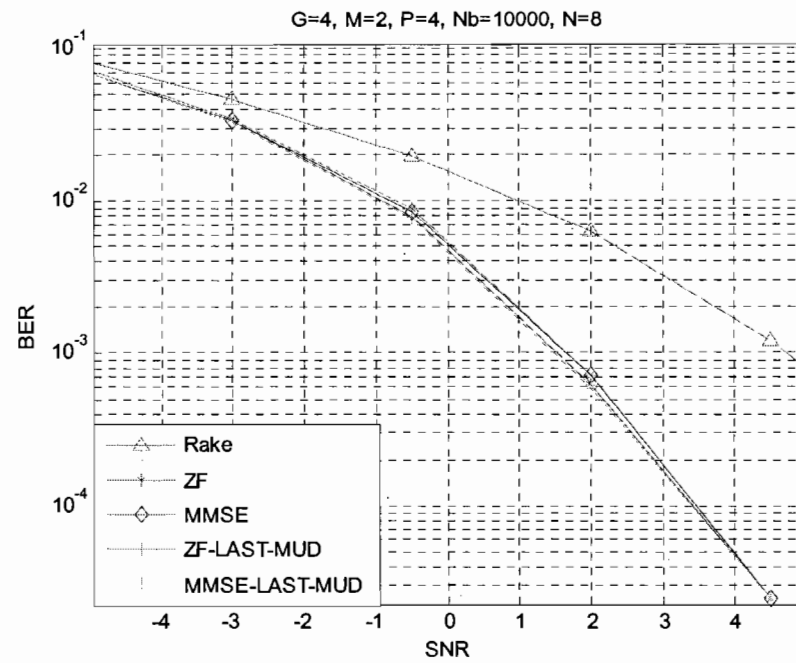


Figure 5.8 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$ et $M = 2$.

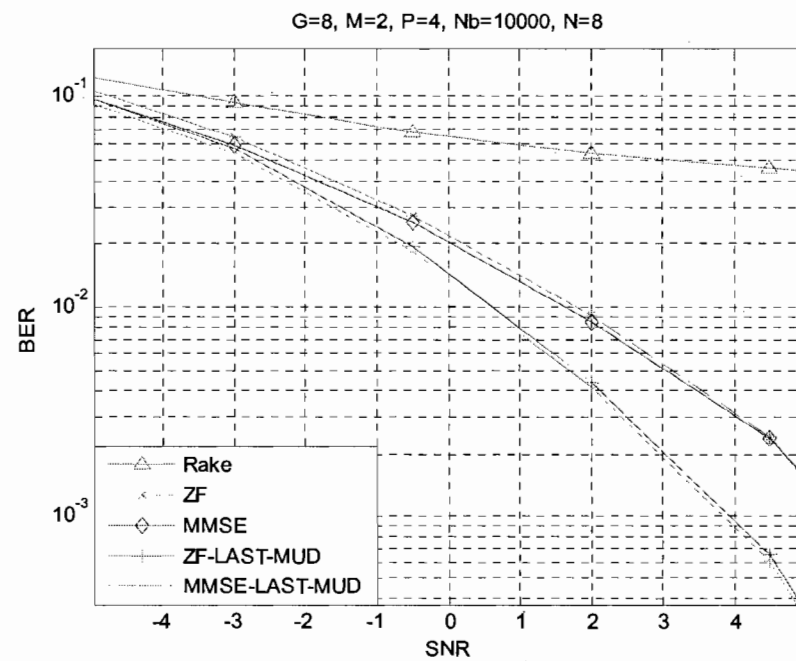


Figure 5.9 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 2$.

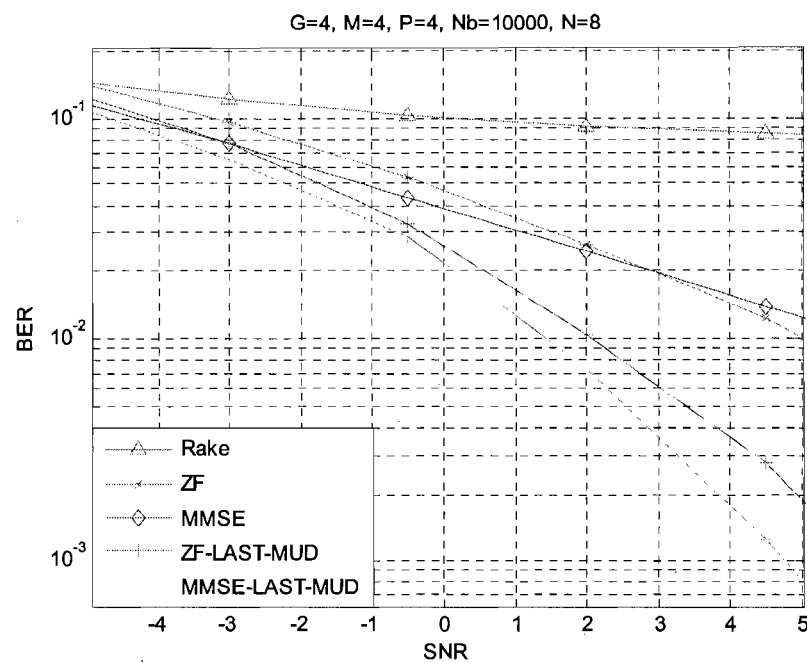


Figure 5.10 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 4$ et $M = 4$.

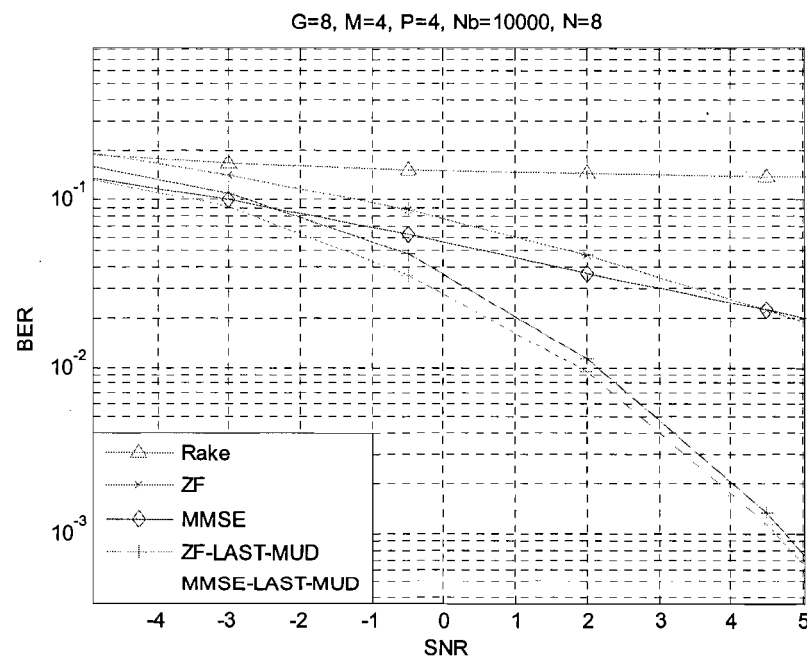


Figure 5.11 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 4$.

Dans le cas où le nombre d'antennes à la transmission est supérieur au nombre d'antennes à la réception, nous remarquons deux phénomènes. Le premier, dans le cas d'un système peu chargé (figure 5.12), le MMSE-LAST-MUD et le ZF-LAST-MUD performant assez bien, car les premières estimations des données sont assez fiables pour permettre une bonne annulation des interférences. De leur côté, les performances des détecteurs ZF et MMSE se sont dégradées du fait que leur matrice de corrélation à inverser est de plus en plus mal conditionnée. Ceci est d'autant plus visible dans la figure 5.13 lorsque le nombre d'utilisateurs est assez important. Sachant que les détecteurs MMSE-LAST-MUD et ZF-LAST-MUD se basent sur les détecteurs ZF et MMSE pour le premier étage d'estimation, leurs performances se sont dégradées également. Ceci est directement lié à la propagation des erreurs.

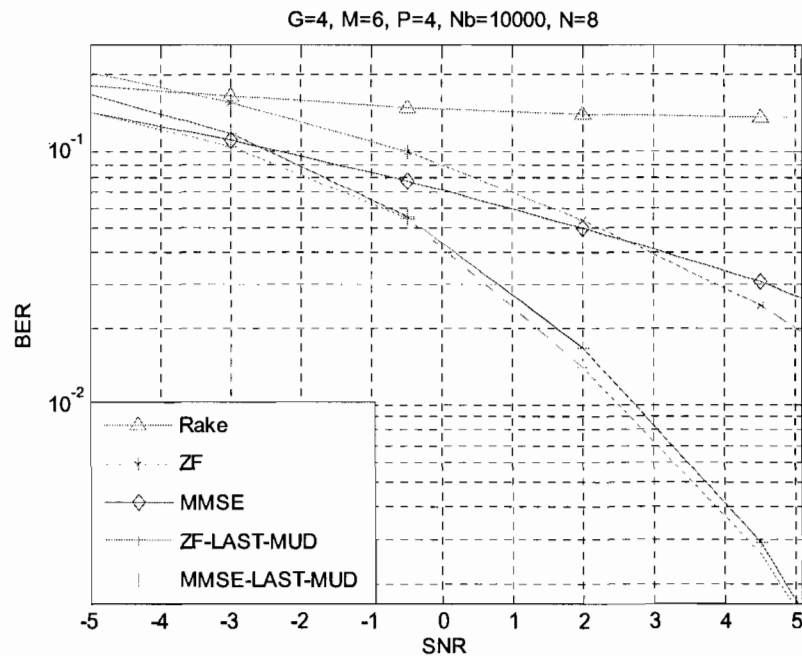


Figure 5.12 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=4$ et $M=6$.

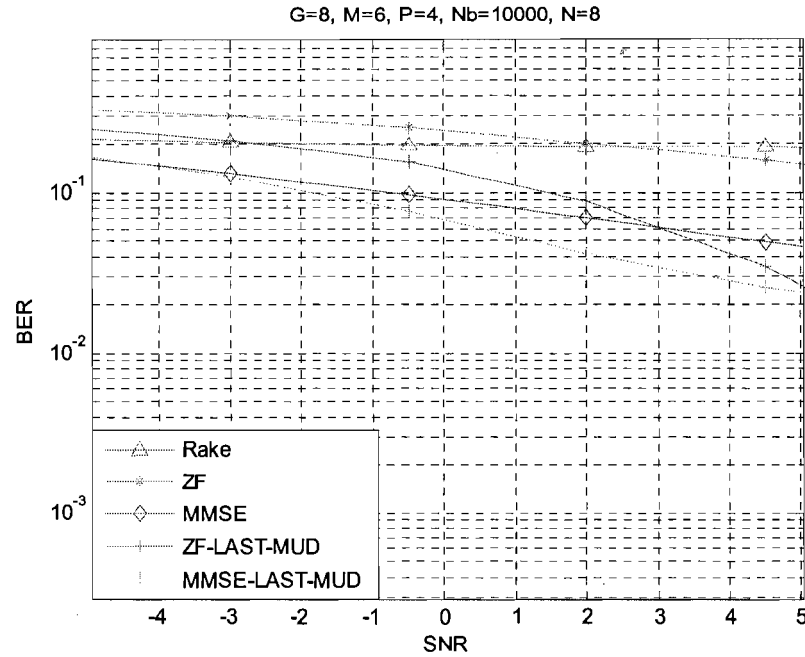


Figure 5.13 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 8$ et $M = 6$.

Nous notons que lorsque le système est chargé, les détecteurs indirects sont moins performants que lorsque le système est non chargé et dans les deux cas les détecteurs ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD présentent des performances supérieures aux performances des détecteurs Rake, ZF et MMSE.

5.2.3 Influence du nombre d'antennes à réception sur les détecteurs indirects

Les figures 5.14 à 5.16 donnent le rapport signal sur bruit (SNR) en fonction du BER des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour différents nombres d'antennes à la réception. D'une façon générale, les performances des détecteurs s'améliorent chaque fois le nombre d'antennes à la réception augmente (figures 5.14 à 5.16).

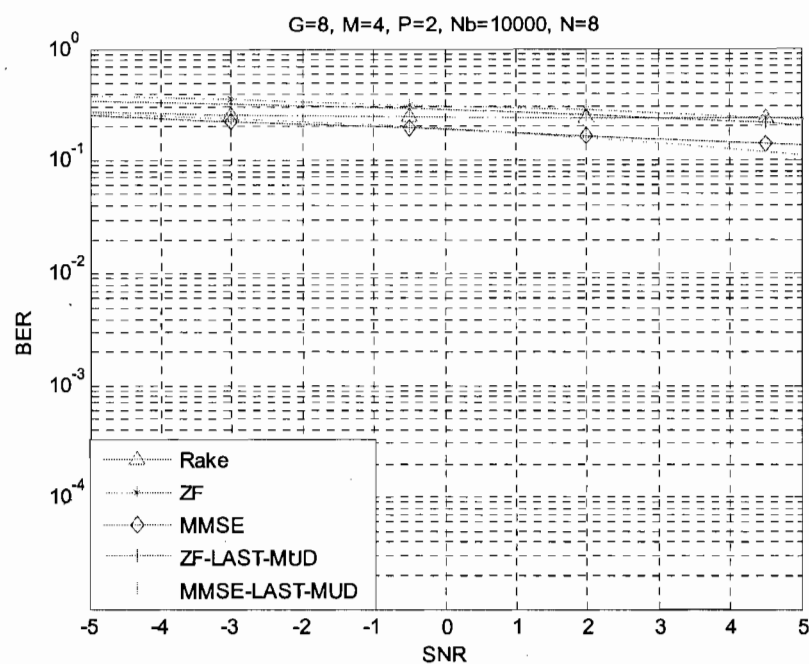


Figure 5.14 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 2$.

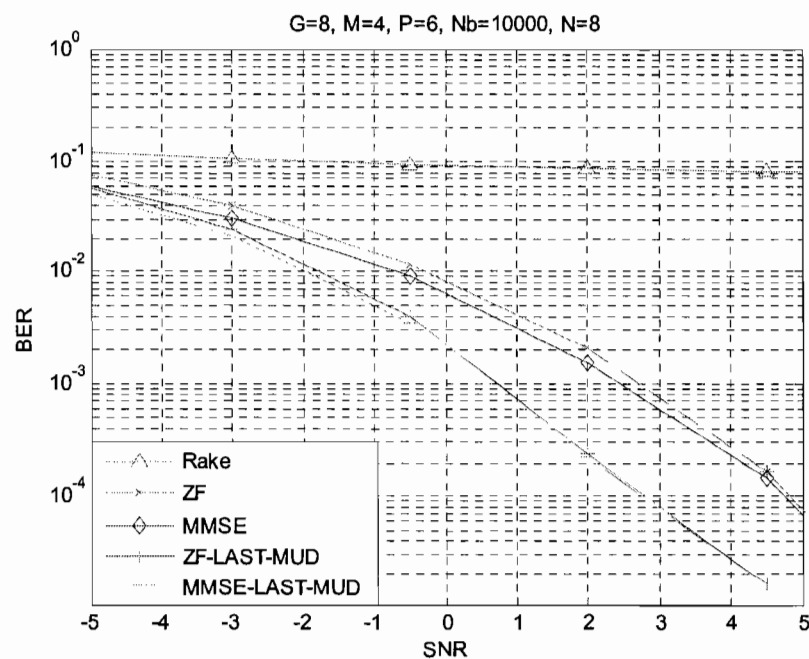


Figure 5.15 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 6$.

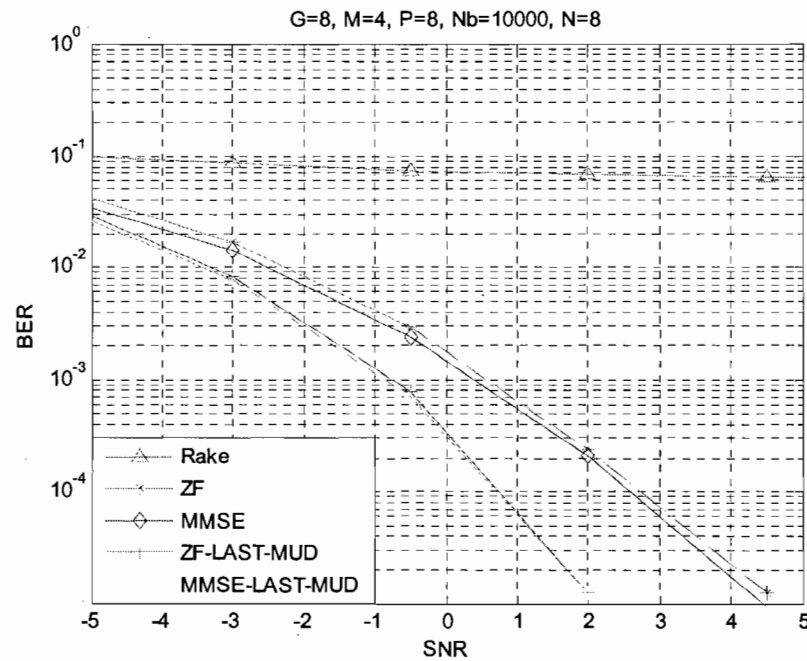


Figure 5.16 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 8$.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe confirment bien les résultats du paragraphe précédent. Pour que les détecteurs performent dans la technologie MIMO, il faut que le nombre d'antennes à la réception soit supérieur ou minimalement égal au nombre d'antennes à l'émission.

5.3 Performances des détecteurs adaptatifs

Dans la section précédente, on a vu l'analyse et la synthèse des résultats de simulation obtenus par les algorithmes de détection indirecte MIMO-CDMA qui reposent sur l'identification du canal. Dans cette section, nous allons présenter les courbes de performances, qui mettent en évidence le taux d'erreurs sur les bits transmis en fonction du rapport signal sur bruit, obtenu par les algorithmes de détection adaptatifs MIMO-CDMA.

5.3.1 *Influence du nombre d'utilisateurs sur les détecteurs adaptatifs à utilisateur multiple*

Pour voir l'influence du nombre d'utilisateurs sur les performances des détecteurs adaptatifs à utilisateurs multiples dans les systèmes MIMO-CDMA, nous avons analysé les performances des méthodes de détections adaptatives qu'on a présentées au chapitre 4. Étant donné leur nombre important, nous avons décidé de comparer leurs performances en deux groupes afin de conserver des figures lisibles. Les figures 5.17 à 5.19 présentent les performances des méthodes LMS, LMSNewton, RLS et NLMS alors que les figures 5.20 à 5.22 présentent celles des méthodes DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT. Le nombre d'utilisateurs retenu pour l'analyse des performances est $G = 2, 4$ et 6 . Ce choix permet de réaliser les courbes de performances avec des temps de simulation raisonnables. Il est à noter également qu'on ne peut pas obtenir le même nombre d'utilisateurs que les méthodes indirectes sachant que ces dernières ont été simulées avec une connaissance parfaite du canal de communication. Tous les détecteurs adaptatifs présentent des performances acceptables et les meilleures performances sont obtenues par les algorithmes RLS, LMSNewton, DCT-LMS et DFT-LMS. Tous les algorithmes ont été simulés avec un nombre suffisant de données d'adaptation pour assurer la convergence sans oublier des choix judicieux (même s'ils ont été obtenus empiriquement) des paramètres spécifiques de chaque technique.

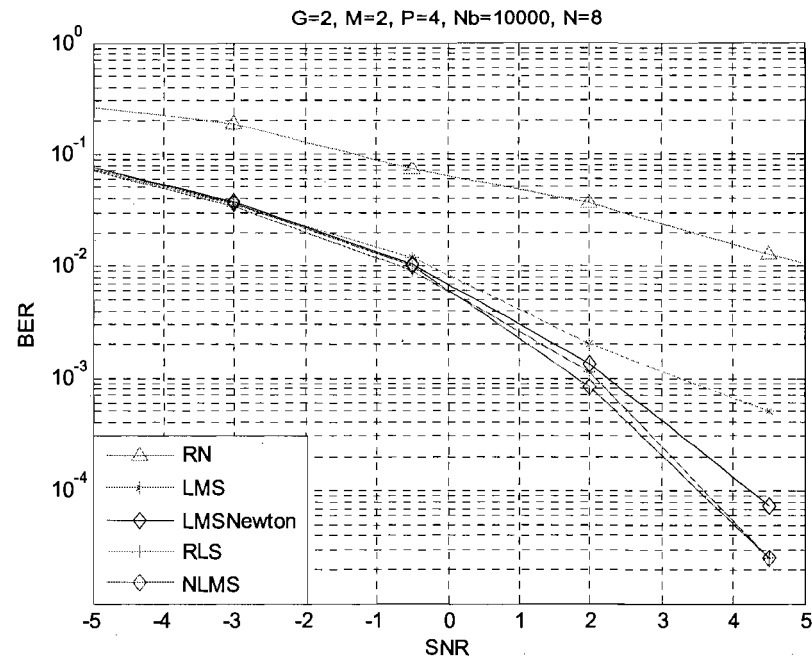


Figure 5.17 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 2$.

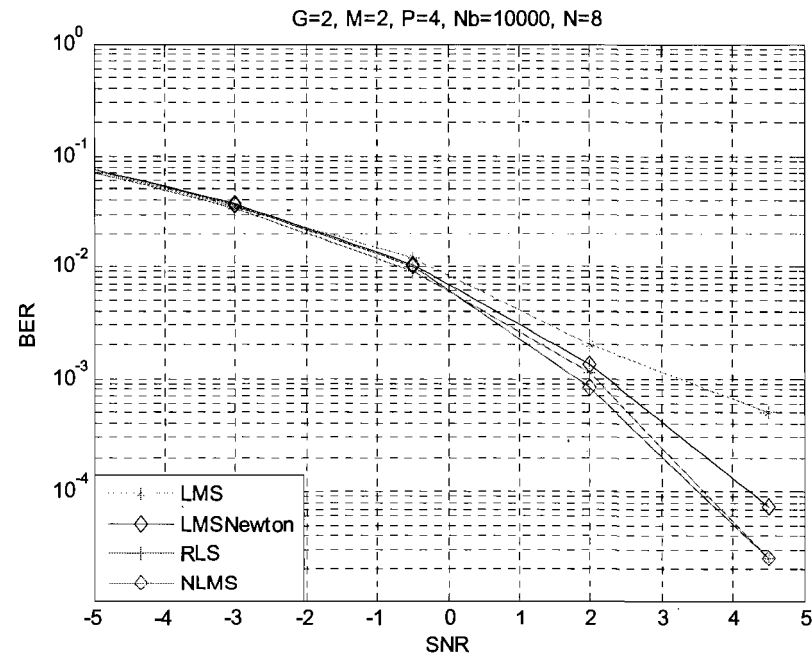


Figure 5.18 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 4$.

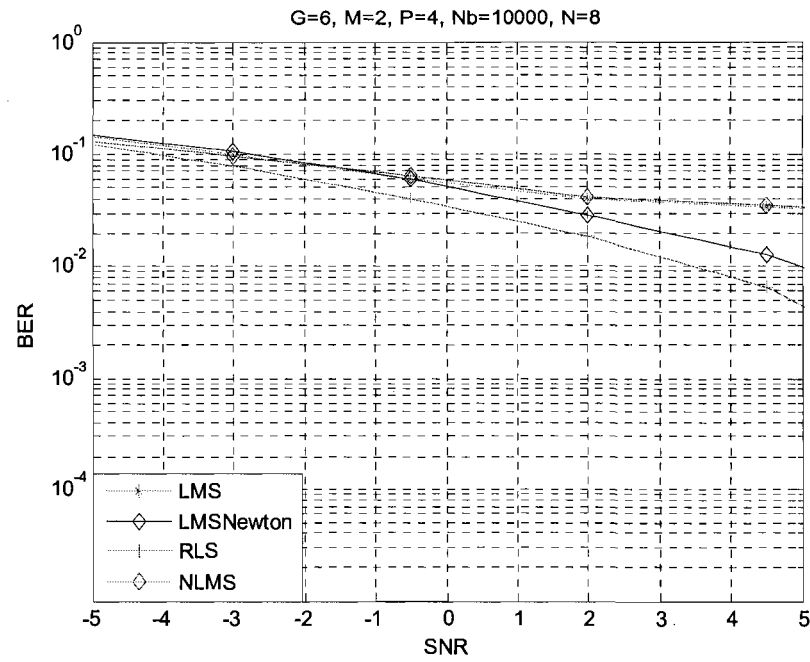


Figure 5.19 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 6$.

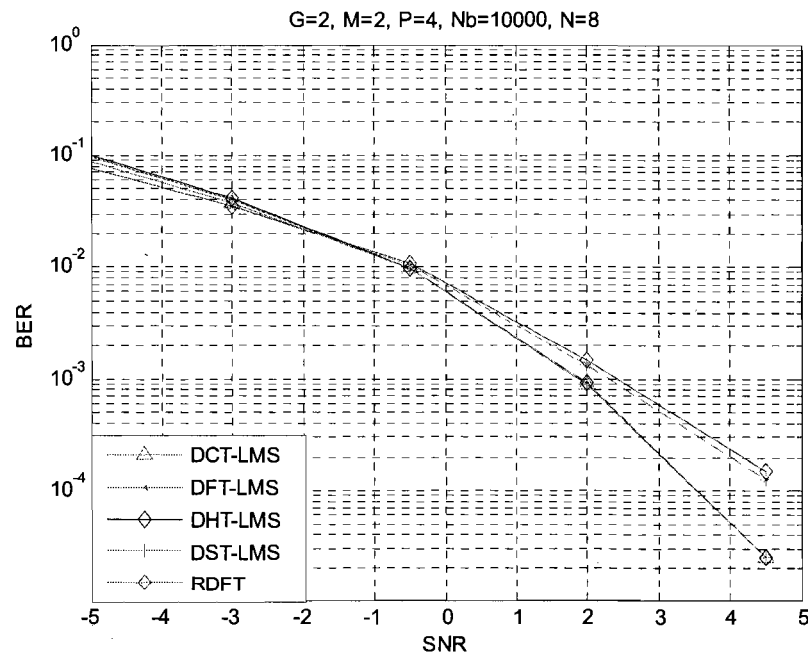


Figure 5.20 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 2$.

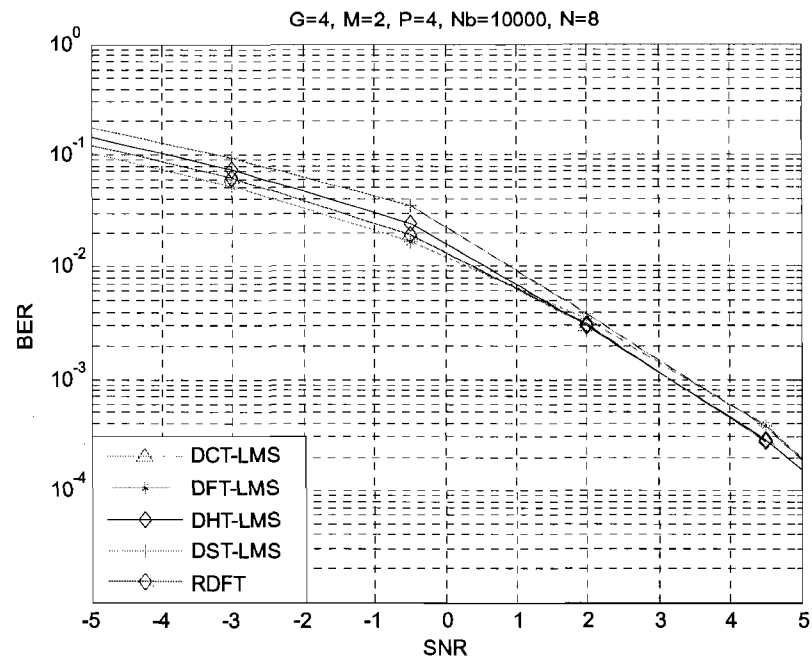


Figure 5.21 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 4$.

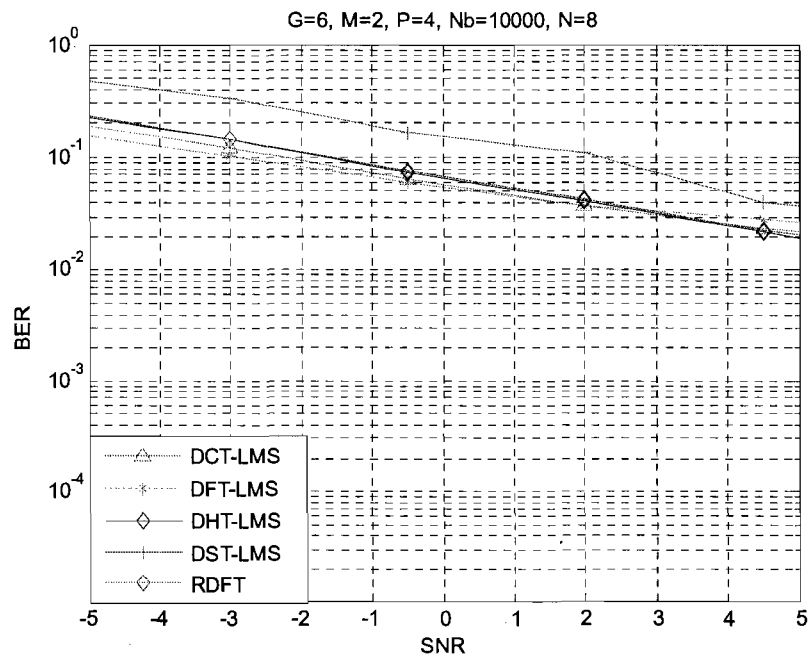


Figure 5.22 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 6$.

5.3.2 Influence du nombre d'antennes à réception sur les détecteurs adaptatifs à usager multiple

Dans ce paragraphe nous avons étudié l'influence du nombre d'antennes à la réception des quatre détecteurs adaptatifs qui ont présenté les meilleures performances au paragraphe précédent (figures 5.23 à 5.25). On remarque que lorsque le nombre d'antennes à la réception est égal au nombre d'antennes à l'émission, les performances se dégradent (figures 5.23). Par contre, lorsque le nombre d'antennes à la réception est supérieur au nombre d'antennes à l'émission, les performances de ces détecteurs s'améliorent grandement (figures 5.23 et 5.24). Les résultats obtenus dans ce paragraphe confirment bien ceux obtenus avec les méthodes indirectes.

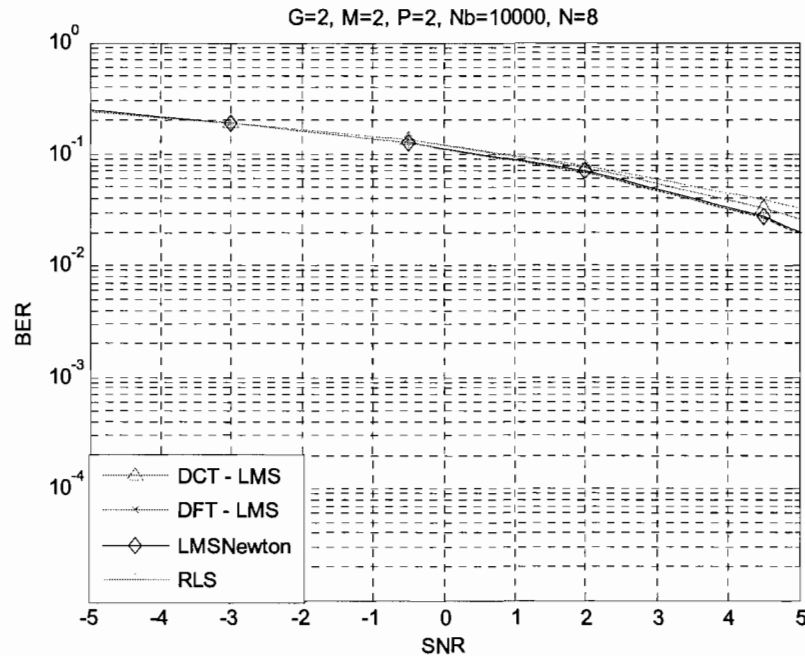


Figure 5.23 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 2$.

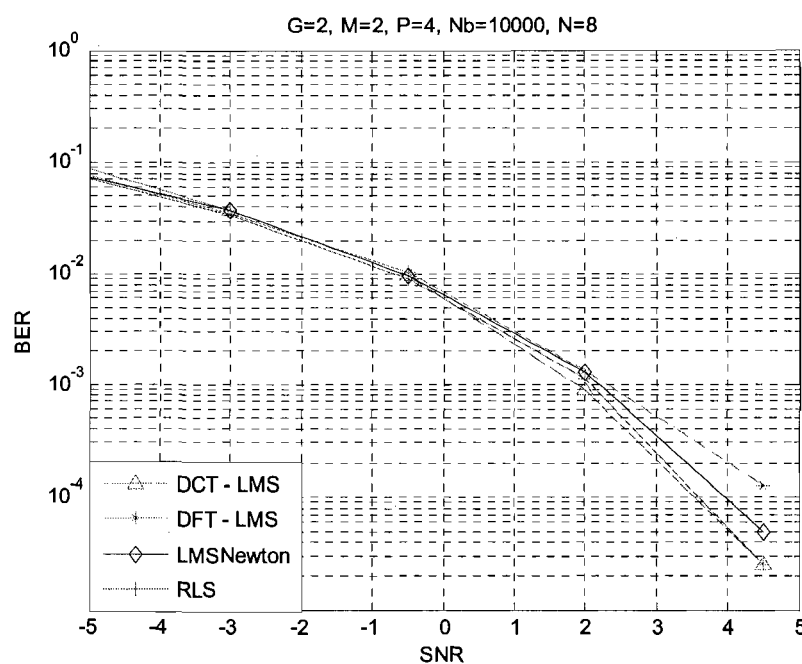


Figure 5.24 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 4$.

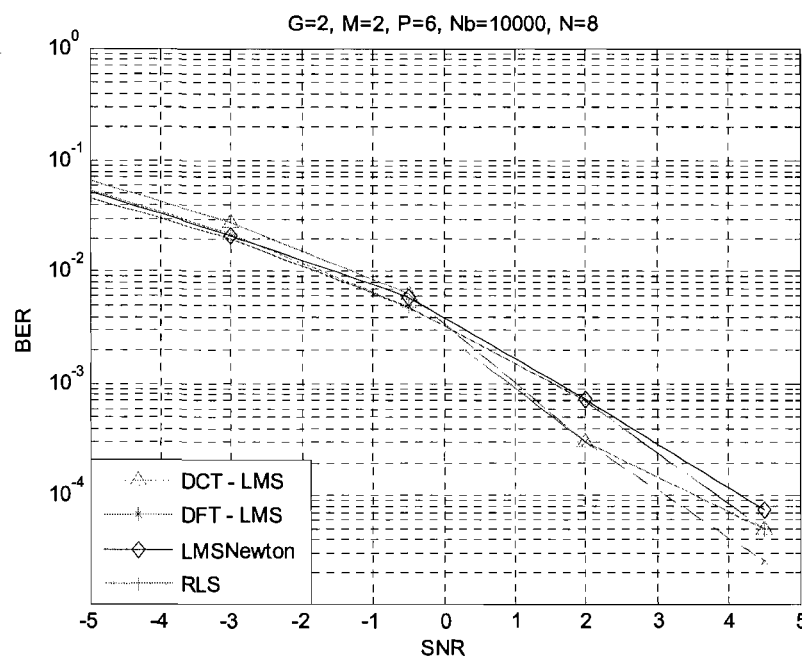


Figure 5.25 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 2$ et $P = 6$.

5.4 Étude de la convergence des détecteurs adaptatifs à usager multiple

Les figures 5.26 à 5.30 présentent les courbes de convergences du BER des détecteurs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS en fonction du nombre d'itérations. Ces courbes sont obtenues dans le cas où le SNR est égal à 5. Après chaque itération, on corrige le poids du filtre jusqu'à l'annulation de l'écart entre le signal reçu et la séquence d'entraînement. Plus le nombre d'itérations est grand, plus nous aurons une meilleure estimation du poids du filtre ce qui améliore la convergence du BER des détecteurs adaptatifs. D'une manière générale, qu'en modifiant le nombre d'antennes à la réception ou le nombre d'utilisateurs, l'algorithme RLS présente les meilleures performances en termes de vitesse de convergence et de taux d'erreurs sur les bits. Nous retrouvons par après et dans l'ordre, le LMSNewton, DFT-LMS et finalement le DCT-LMS comme étant le moins performant des quatre.

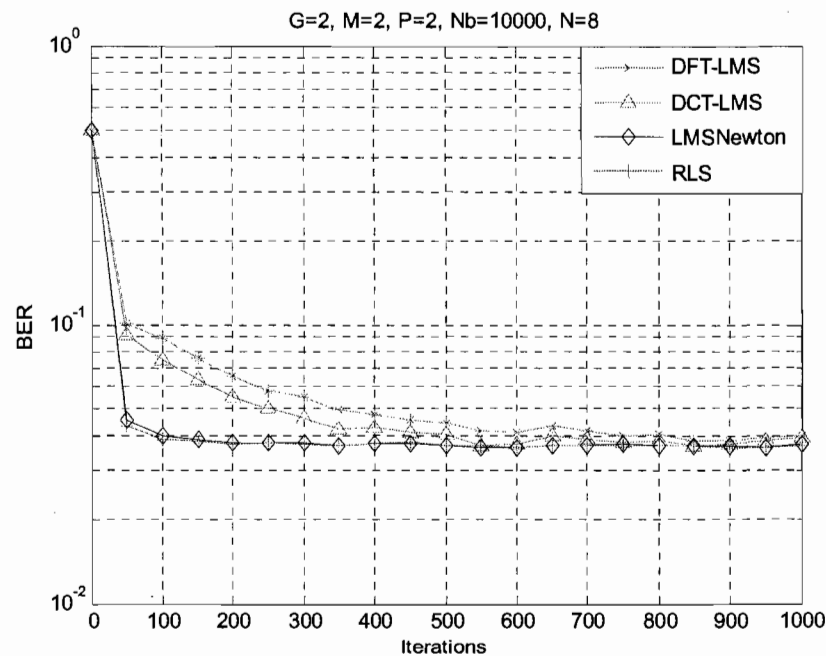


Figure 5.26 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 2$.

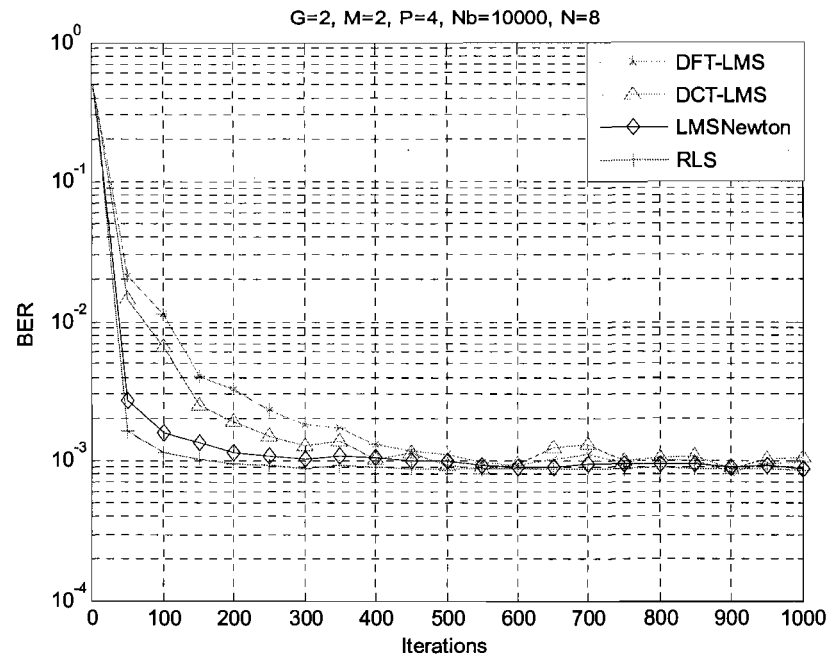


Figure 5.27 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 4$.

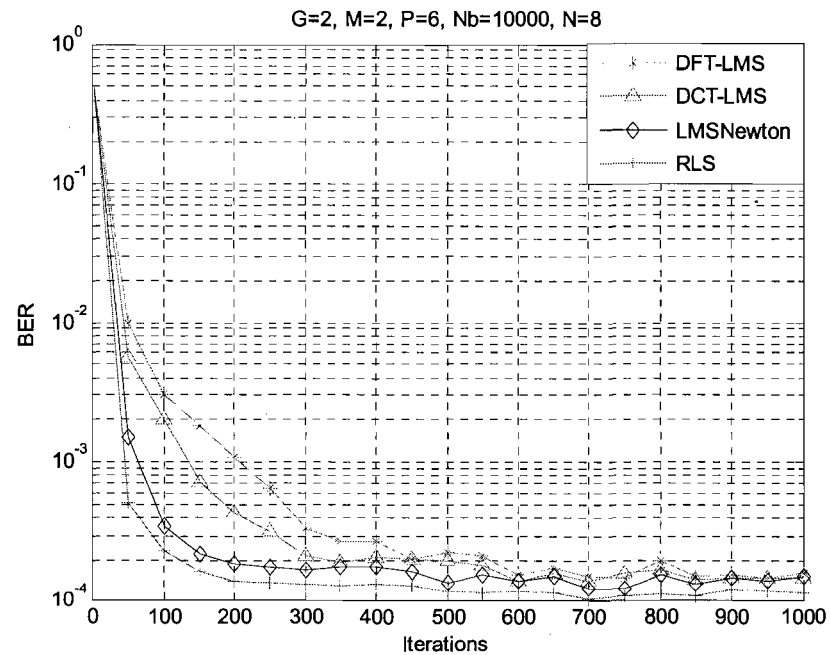


Figure 5.28 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $P = 6$.

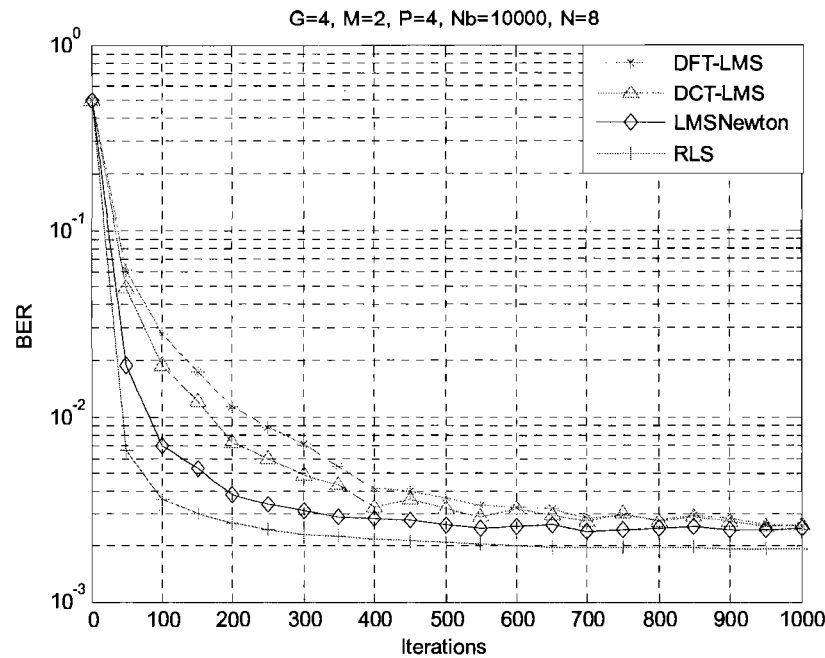


Figure 5.29 Comparaison de la convergence du BER des détecteurs adaptatifs DFT-LMS, DCT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 4$ et $P = 4$.

5.5 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs

Ce paragraphe sera consacré à comparaison entre les détecteurs adaptatifs et les détecteurs indirects. Nous avons conservé deux algorithmes dans chacune des deux classes ainsi que le récepteur conventionnel Rake. Dans le cas adaptatif, nous avons retenu le RLS et LMSNewton. Dans le cas indirect, nous avons retenu le ZF et le ZF-LAST-MUD. Le choix de ces deux derniers est justifié du fait qu'aucune estimation du niveau de bruits n'est nécessaire et sachant que la différence de performance est très minime en comparaison avec celle à base du MMSE. Cette étude comparative des algorithmes de détections permettra de montrer quel est le détecteur qui présente les meilleures performances pour $G = 2, 4$ et 6 (figures 5.30 à 5.32).

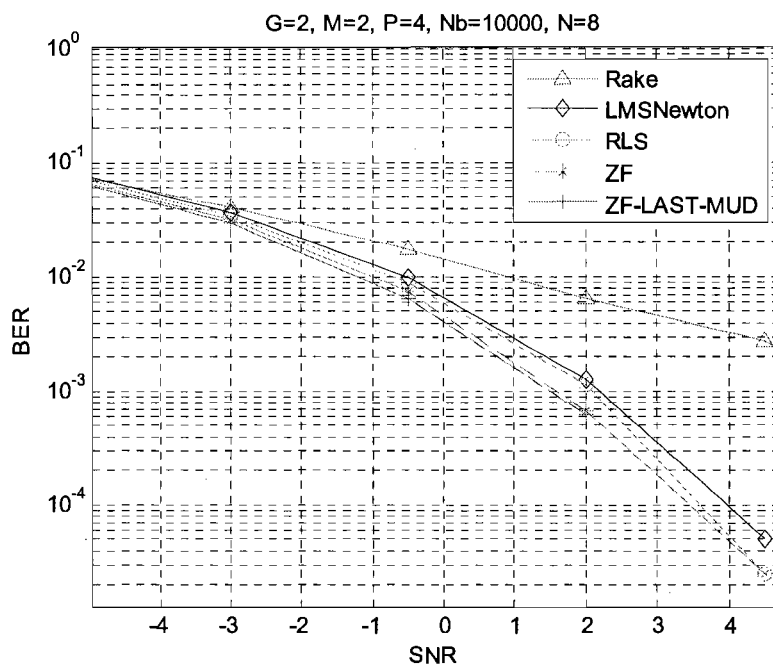


Figure 5.30 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 2$.

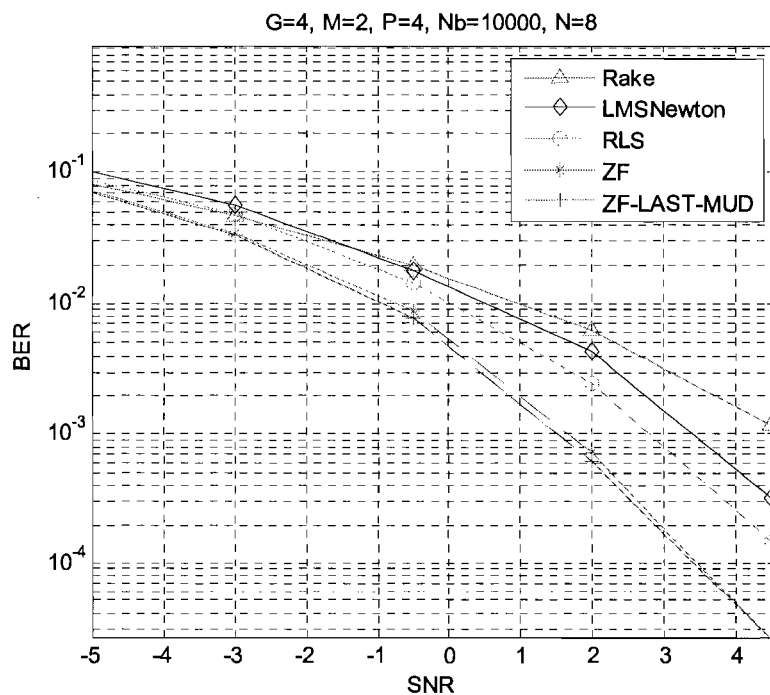


Figure 5.31 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 4$.

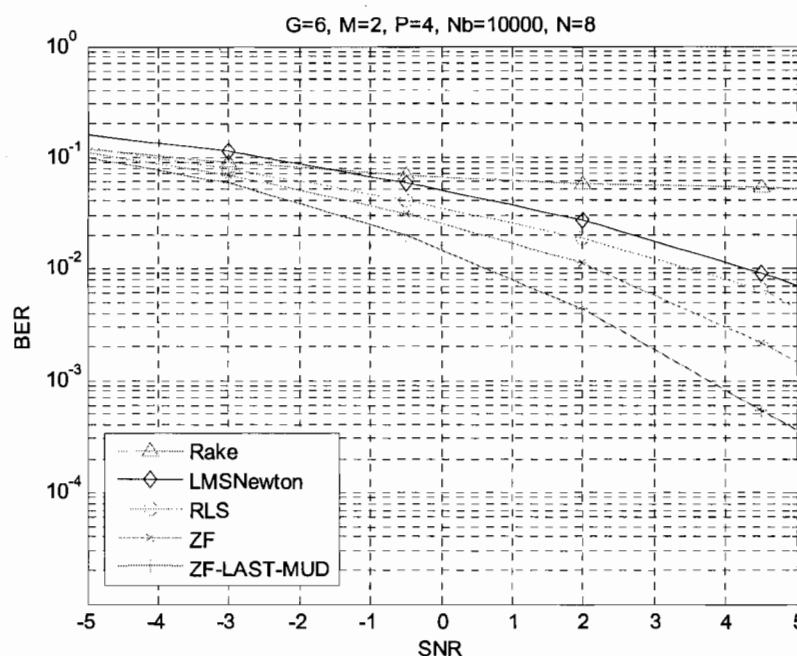


Figure 5.32 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 6$.

On remarque que les performances obtenues par les filtres adaptatifs sont meilleures que celles obtenues par le détecteur Rake même si ce dernier bénéficie d'une parfaite connaissance du canal de communication. On remarque aussi que les détecteurs ZF et ZF-LAST-MUD sont plus performants que les filtres adaptatifs et le détecteur Rake. Cependant, le détecteur ZF-LAST-MUD présente de meilleures performances par rapport aux autres détecteurs. Par contre, il faut toujours garder à l'esprit que les performances de ce dernier sont obtenues en parfaite connaissance du canal.

5.6 Analyse de la complexité de mise en œuvre des détecteurs MIMO-CDMA

La mise en œuvre pratique d'un algorithme de détection MIMO-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 l'implantation pratique. Pour permettre une

comparaison juste entre les techniques de détection MIMO-CDMA que nous avons étudiées, il est impératif d'analyser la complexité arithmétique de ces techniques. Notons que la complexité de mise en œuvre des algorithmes des méthodes indirectes ne tient pas compte de la complexité des algorithmes d'estimation du canal. Pour dresser le tableau (5-1) de la complexité en terme de nombre d'opérations arithmétiques de base des méthodes de détection MIMO-CDMA, il est important de s'arrêter aux différences mathématiques principales entre ces méthodes.

Tableau 5-1 Complexité de calcul des méthodes MUD.

Algorithme	Nombre de multiplications	Nombre de multiplications dans le cas ou $G=2$. $M \times P$		
		2×2	3×3	4×4
RLS	$14K^2 + 8KP + 6P$	132	288	504
ZF	$4K^3 + 8K^2P$	512	1728	4096
MMSE	$4K^3 + 8K^2P$	512	1728	4096
ZF-LAST-MUD	$K^4 + \frac{8}{3}K^3P + 2K^3 + 4K^2P$	853.33	3888	11605
MMSE -LAST-MUD	$K^4 + \frac{8}{3}K^3P + 2K^3 + 4K^2P$	853.33	3888	11605

La méthode des moindres carrés récursifs fait appel à la méthode d'inversion de matrice [HAY95] afin de simplifier l'inversion de la matrice de corrélation dont les dimensions dépendent du nombre d'utilisateurs ainsi que du nombre d'antennes à la transmission et à la réception. La complexité de calcul de cette méthode adaptative est d'ordre 2. Les méthodes

de détection à usager multiple (ZF, MMSE), quant à elles, doivent inverser cette matrice de corrélation. La complexité de calcul de ces méthodes à usager multiple est d'ordre 3.

Les méthodes ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD sont une combinaison des méthodes à usager multiple et de la technique d'annulation successive des interférences MIMO/V-BLAST. Leur complexité de calcul est donc beaucoup plus élevée, car elles doivent inverser cette matrice pour trouver, de façon itérative, les vecteurs d'annulation. Par conséquent, la complexité de calcul de ces méthodes est d'ordre 4. Le tableau 5-1 résume la complexité de ces algorithmes.

5.7 Conclusion

Une étude comparative des détecteurs MIMO-CDMA les plus prometteurs en vue de la 4G pour les systèmes cellulaires a été conduite en utilisant une plateforme de simulation MATLAB. Les résultats obtenus nous ont permis d'effectuer une comparaison rapide entre les performances relatives de différentes techniques de détection indirectes et adaptatives et ne retenir que les plus importantes pour faire l'étude de leur complexité.

Nous pouvons conclure que les détecteurs ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD sont plus performants que les autres détecteurs étudiés en considérant un canal parfait. Mais, la complexité arithmétique de ces derniers représente l'inconvénient majeur pour une mise en œuvre pratique. Par contre, le détecteur RLS présente des performances acceptables, mais en plus, la complexité arithmétique est avantageuse en vue d'une mise en œuvre pratique.

Chapitre 6 - Conclusion générale

L'objectif de ce travail de recherche consistait à évaluer les performances des détecteurs DS-CDMA de la quatrième génération (4G) à usagers multiples dans différents environnements MIMO afin de montrer quel est le détecteur qui présente le meilleur compromis entre la performance et la complexité dont la mise en œuvre pratique est possible. Nous avons donc mené nos travaux en définissant un modèle général des détecteurs DS-CDMA de la 4G et de ses éléments d'influence. Nous avons ainsi constaté que les interférences MAI sont proportionnelles au nombre d'antennes utilisées dans le système ce qui limite les performances de la technologie MIMO. Donc, les détecteurs utilisés devront être capable d'éliminer les interférences MAI pour répondre aux exigences de la 4G en termes de capacité du système (nombre d'usagers) et de débit de transmission de données (hauts débits de transmission).

Nous avons investigué les méthodes de détection adaptatives et indirectes proposées dans la littérature pour améliorer la qualité de réception des systèmes MIMO-CDMA. Ces méthodes de détection ont été évaluées dans une plateforme MIMO-CDMA que nous avons élaborée pour effectuer une étude comparative des performances en terme de robustesse aux bruits et en terme de capacité.

Les méthodes de détection indirectes MIMO-CDMA que nous avons étudiées reposent sur l'identification du canal pour appliquer leur algorithme. Dans le cas où les données sont transmises sans l'estimation du canal au détecteur, les méthodes indirectes ne seront plus applicables. Dans ce cas, nous avons appliqué des méthodes de détection qui se basent sur des algorithmes adaptatifs pour obtenir le signal désiré.

L'étude comparative nous a montré que les performances des systèmes DS-CDMA dans un environnement MIMO sont étroitement liées au détecteur employé. Les méthodes adaptatives semblent moins performantes que les méthodes indirectes. Cependant, ces dernières considèrent une connaissance parfaite des paramètres du canal. Dans la pratique, les paramètres du canal doivent être bien estimés.

On remarque aussi que dans les méthodes indirectes, le détecteur conventionnel (Rake) n'est pas bien adapté pour assurer une qualité de service adéquate lorsque le système est chargé. Par contre, les détecteurs ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD donnent une meilleure performance dans le cas d'un système chargé et non chargé au détriment d'une complexité de mise œuvre importante. Par contre, le détecteur RLS présente des performances acceptables et la complexité arithmétique de ce dernier est un avantage de sa mise en œuvre pratique grâce à sa structure et sa vitesse de convergence.

Ce travail de recherche met l'accent sur l'évaluation des méthodes de détection à usagers multiples pour les systèmes MIMO-CDMA de la 4G, il est cependant important pour les travaux futurs, de développer une méthode de détection MUD mixte basée sur la combinaison du VBLAST et d'une classe d'algorithmes adaptatifs capable d'annuler les interférences MAI et jouissant de bonnes propriétés de mises en œuvre en technologie VLSI. Il serait également important d'étudier les performances des détecteurs indirectes en présence d'estimateurs de canaux. Finalement, une analyse des performances en présence de canaux sélectifs en fréquence permettrait d'analyser la robustesse des différents détecteurs en présence d'interférences intersymboles.

Bibliographie

- [BER02] Olivier BERDER "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", l'université de Bretagne occidentale Mention électronique 20 décembre 2002
- [CAV01] K. CAVALEC-AMIS. Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale. PhD thesis, Université de Rennes 1, Département Signal et Communications, ENST Bretagne, Décembre 2001.
- [CHI00] D. Chizhik, F. R. Farrokhi, J. Ling, and A. Lozano, "Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels," IEEE Communications Letters, Vol. 4 Issue. 11, pp. 337 -339, Nov. 2000.
- [DAH04] A.O. Dahmane "Méthode De Détection À Usagers Multiples Pour Les Systèmes De Communication Ds-Cdma" UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES Avril 2004.
- [DAV87] C.E. Davila, A.J. Welch, and H.G. Rylander III. A second-order adaptive Volterra filter with rapid convergence. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ASSP-35(9) :1259–1263, September 1987.
- [FOS98] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications, 6(3):311–335, march 1998.
- [GAZ92] GAZOR, S., and FARHANG-BOROUJENY, B.: 'Quantization Effects in transform domain normalised LMS algorithm', 1992 IEEE Trans. on Circuits and Syst. (to be published).
- [GES02] D. Gesbert and J. Akhtar. Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless system. Teletronikk Telenor Journal, January 2002.
- [GHA00] Ghauri I., "Traitement du signal pour les systèmes d'accès multiple par répartition en codes utilisant la méthode de séquence directe", thèse de doctorat en génie électrique, École Nationale Supérieure de Télécommunications, Paris, 2000.
- [GIA97] G.B. Giannakis. Filterbanks for blind channel identification and equalization. IEEE Signal Processing Letters, 4(1) :184–187, 1997.
- [GOL99] G. D. GOLDEN, C. J. FOSCHINI, R. A. VALENZUELA, and P. W. WOLNIANSKY. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST

- space-time communication architecture. In *Electronic Letters*, volume 35, pages 14–15, January 1999.
- [HAY91] S. Haykin. *Adaptive filter theory*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 2nd edition, 1991.
- [HAY95] S. Haykin. *Adaptive filter theory*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 3rd edition, 1995.
- [JIN05] Jingming Wang, Babak Daneshrad, Electrical Engineering Department University Of California, Los Angeles, CA 90095 “A Comparative Study of MIMO Detection Algorithms for Wideband Spatial Multiplexing Systems,” *IEEE Communications Society / WCNC 2005*.
- [JUN00] Juntti M. J., and Latva-Aho M., "Multiuser Receivers for CDMA Systems in Rayleigh Fading Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 3, May 2000, pp. 885-899.
- [LAT00] Latva-aho M. and Juntti M. J., "LMMSE Detection for DS-CDMA Systems Fading Channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 48, No. 2, 2000, pp 194-199.
- [LEE89] J. C. Lee and C. K. Un, “Performance analysis of frequency- Domain block LMS adaptive digital filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 36, pp. 173–189, Feb. 1989
- [LEE92] J.C., and UN, C.K.: ‘Performance of transform-domain LMS Adaptive algorithms’, *IEEE Trans.*, 1986, ASP-34, pp. 499-510 *IEEE PROCEEDINGS-F*, Vol. 139, No. 5, OCTOBER 1992-1.
- [LEE93] J. Lee and V.J. Mathews. A fast recursive least squares adaptive secondorder Volterra filter and its performance analysis. *IEEE Trans. Signal Processing*, 41(3) :1087–1102, March 1993.
- [LEO99] Leonard Anair D., *Performance of Fixed and Adaptive Multi-User Linear Detectors for DS-CDMA under Non-ideal Conditions A Software Package*, Technical report, BERG, Cornell University, 1999.
- [MAR89] MARSHALL, D.F., JENKINS, W.K., and MURPHY, JJ: The usc of orthogonal transforms for improving performance of Adaptive filters’, *IEEE Trans.*, 1989, CS-36, pp. 474-483.
- [MIL95] Miller S. L., "An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for Multiuser Interference Rejection", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No. 2/3/4, 1995, pp. 1746-1755.
- [MAT91] V.J. Mathews. Adaptive polynomial filters. *IEEE Signal Processing Mag.*, 8(3) :10–26, 1991.

- [NGA06] N. Ngajikin, N. N. Nik Abdul Malik, Mona Riza M. Esa, Sevia M. Idrus and Noorliza Ramli "Performance Analysis of MIMO-CDMA System",) 2006 IEEE.
- [OJA98] T. Ojanpera and R. Prasad, "An Overview of Third-Generation Wireless Personal Communications: A European Prospective," *Wireless Personnel Communications*, Vol. 5, No. 6, pp. 59-65, 1998.
- [PRO95] J. G. PROAKIS. *Digital Communications. Electrical and Computer Engineering*. McGraw-Hill, third edition, 1995.
- [PET95] Peterson L. R., Ziemer R. E., and Borth D. E., *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice-Hall, 1995.
- [SUM06] Sunmi Kim, Jaewon Park, Yongwan Park "MIMO Partial Parallel Interference Cancellation for Space Time Block Coded MIMO-CDMA System", *Information and Communication Engineering*, Yeungnam University Dae-dong, Gyeongsan-si, Gyeongsangbuk-do, Korea ICA0T2006
- [SFA03] Sfar, S.; Letaief, K.B.; 'Group ordered successive interference cancellation for multiuser detection in MIMO CDMA systems 'Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003. 2003 IEEE Volume 2, 16-20 March '2003 Page(s):888 - 893 vol.2.
- [SIM85] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz et B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, Computer Science Press, Maryland, première édition, 1985.
- [THÉ05] Michel Thériault "étude des performances d'un système ds cdma avec détecteur raque dans le contexte uwb", *faculté des sciences et de génie université Laval Québec* octobre 2005.
- [TEL99] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [KLE96] Klein S., Kaleh G. K., and Baier P. W., "Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple- Access Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 2, May 1996, pp. 276-287.
- [KOH85] T. Koh and E.J. Powers. Second-order Volterra filtering and its application to nonlinear system identification. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ASSP-33(6) :1445–1455, December 1985.
- [WOL98] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE)*, pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.

[WID85] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

Annexe A – Complément de l'analyse des performances des méthodes indirectes MIMO DS-CDMA

Cette annexe présente un complément du chapitre 5 sections 2 relativement à l'étude des performances des différentes méthodes indirectes de détection MIMO DS-CDMA à usager multiples. Les simulations présentées dans cette annexe sont conduites en connaissance parfaite des délais et des coefficients du canal de communication. Ce dernier est modélisé selon la configuration canal stationnaire à un seul chemin de propagation et $N_b = 10000$ données envoyées par les utilisateurs.

A.1 Influence du nombre d'utilisateurs sur les détecteurs indirects

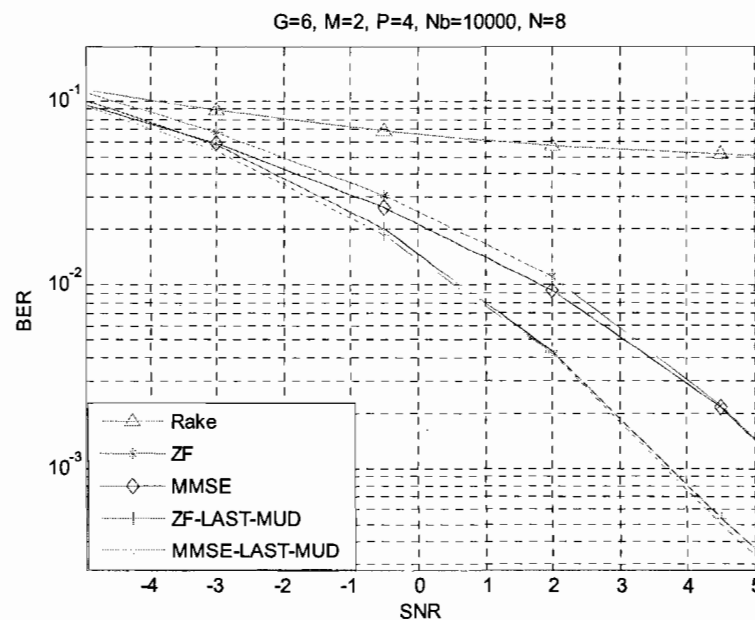


Figure A.1 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=6$.

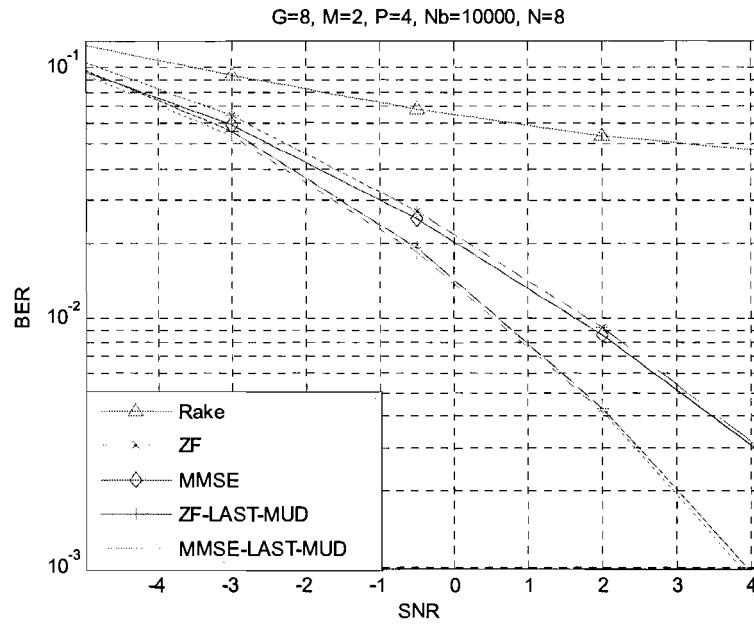


Figure A.2 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=8$.

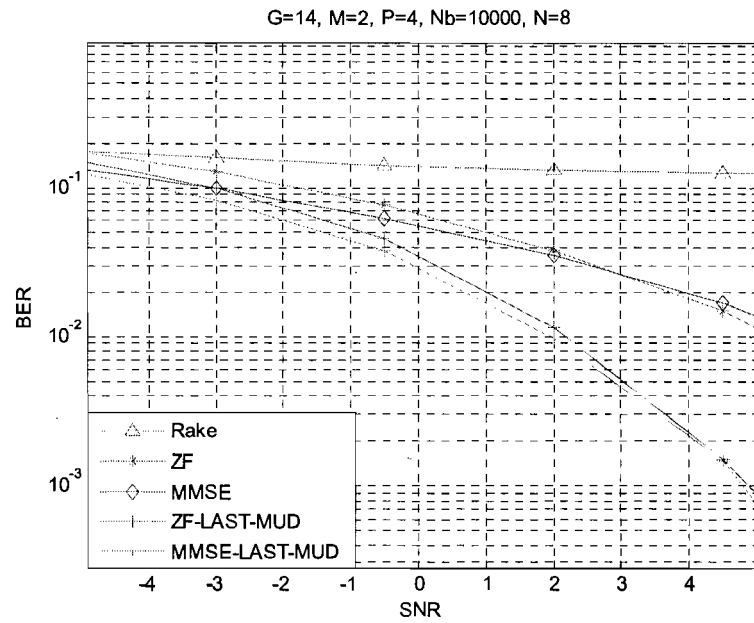


Figure A.3 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=14$.

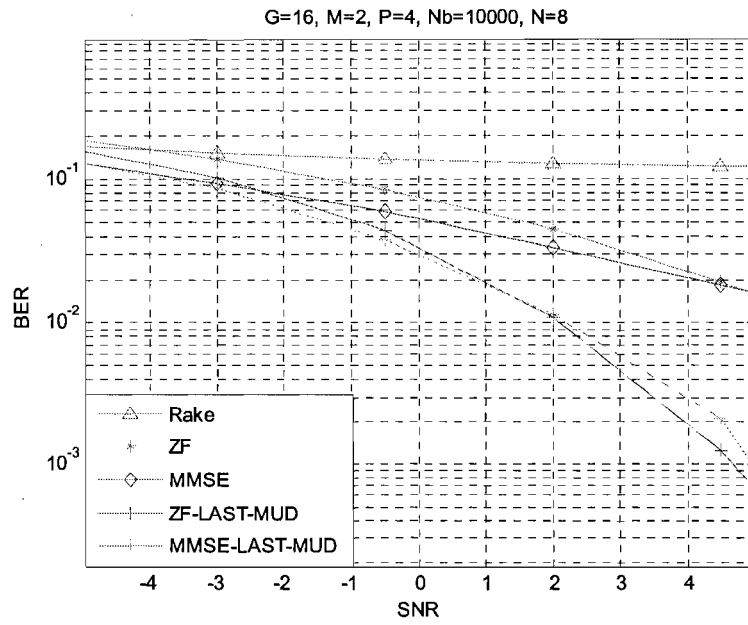


Figure A.4 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=16$.

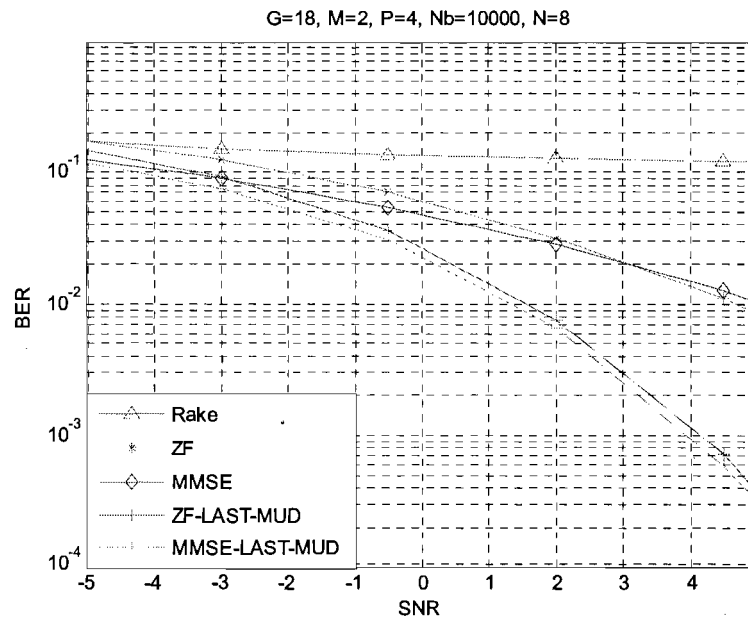


Figure A.5 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=18$.

A.2 Influence du nombre d'antennes à l'émission sur les détecteurs indirects

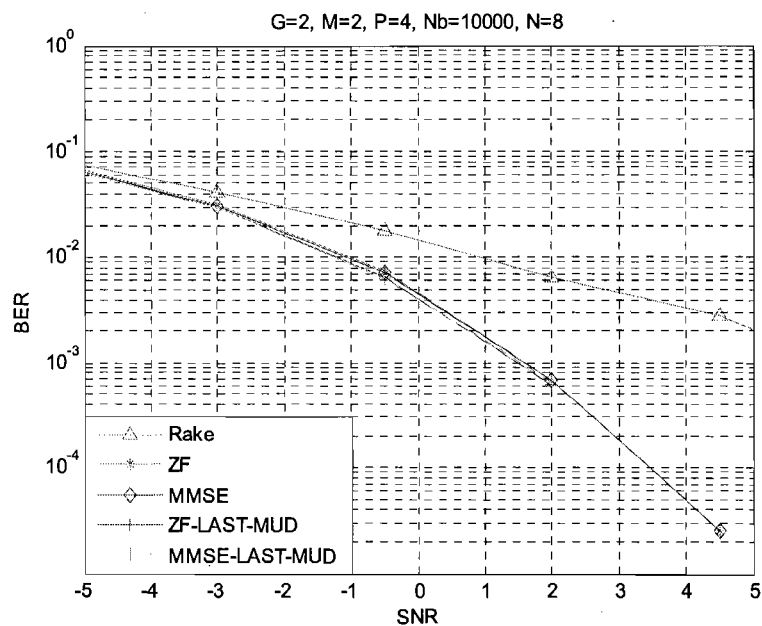


Figure A.6 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=2$ et $M=2$.

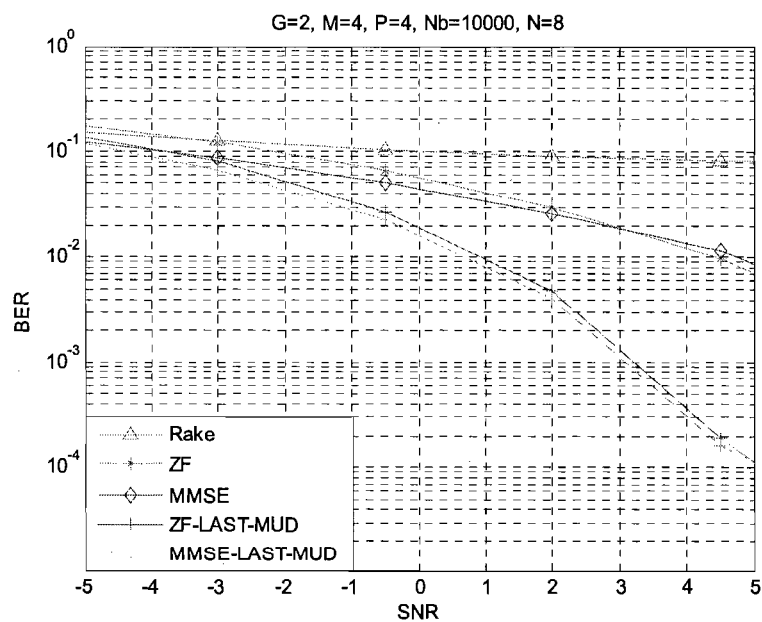


Figure A.7 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=2$ et $M=4$.

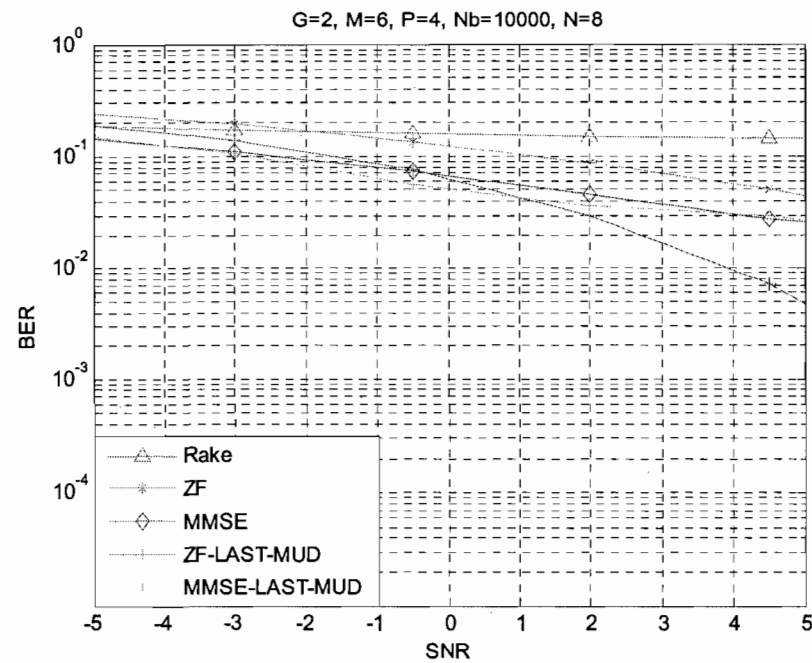


Figure A.8 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=2$ et $M=6$.

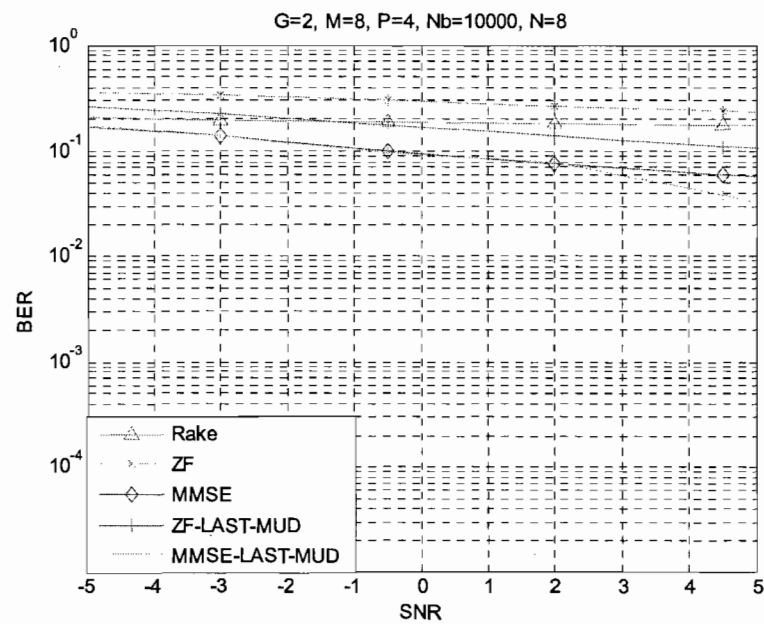


Figure A.9 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=2$ et $M=8$.

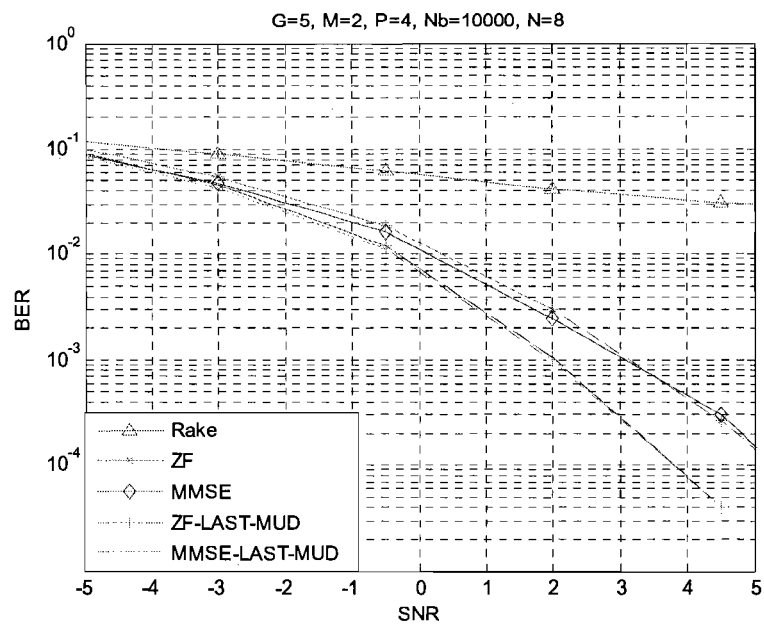


Figure A.10 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=5$ et $M=2$.

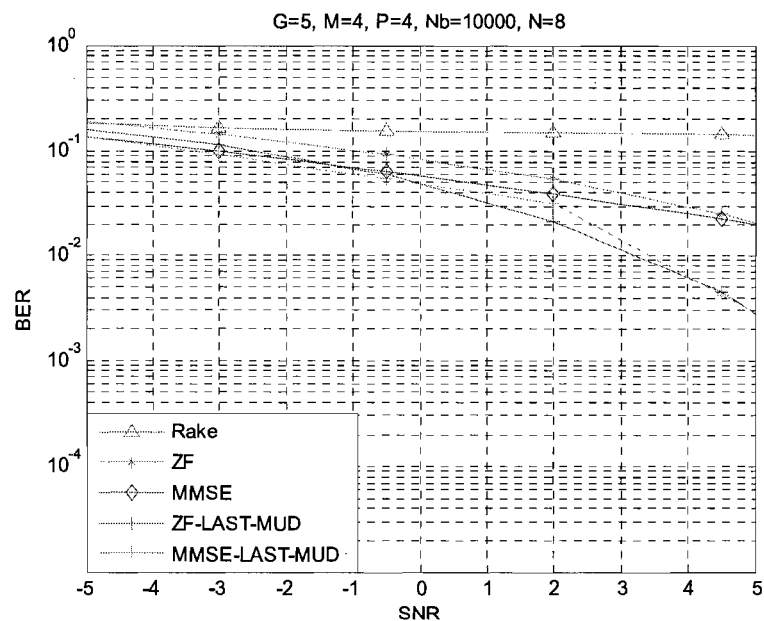


Figure A.11 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G=5$ et $M=4$.

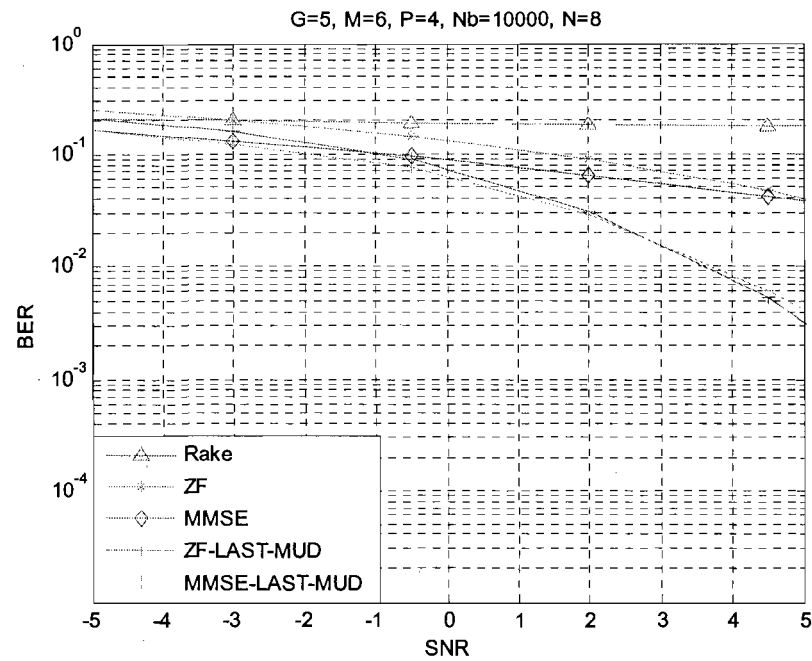


Figure A.12 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 5$ et $M = 6$.

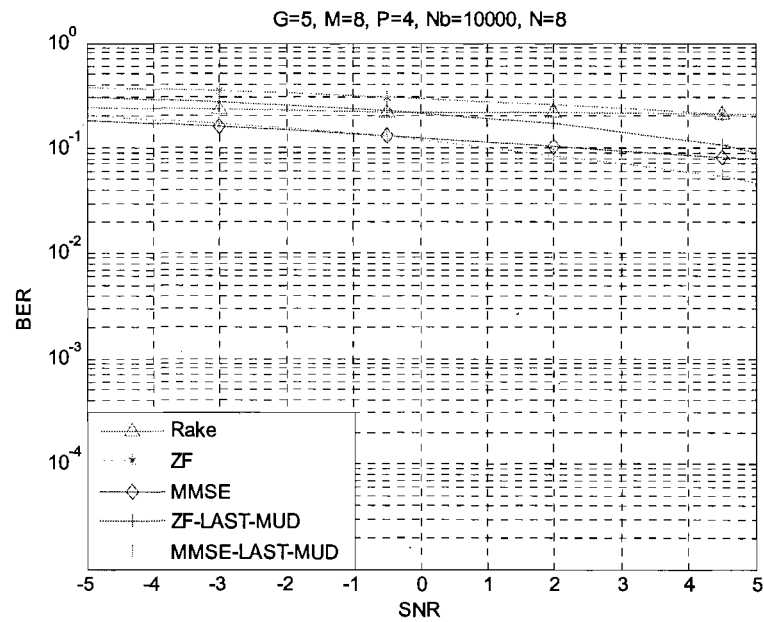


Figure A.13 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $G = 5$ et $M = 8$.

A.3 Influence du nombre d'antennes à réception sur les détecteurs indirects

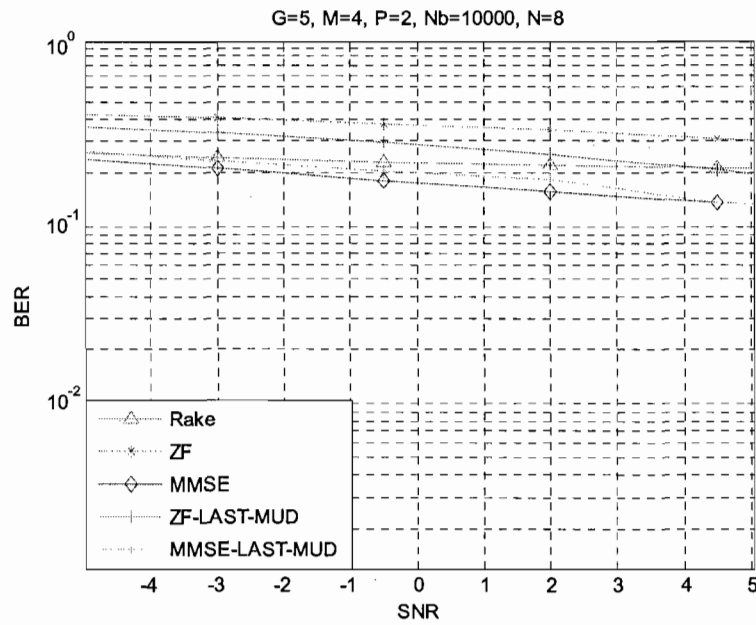


Figure A.14 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 2$.

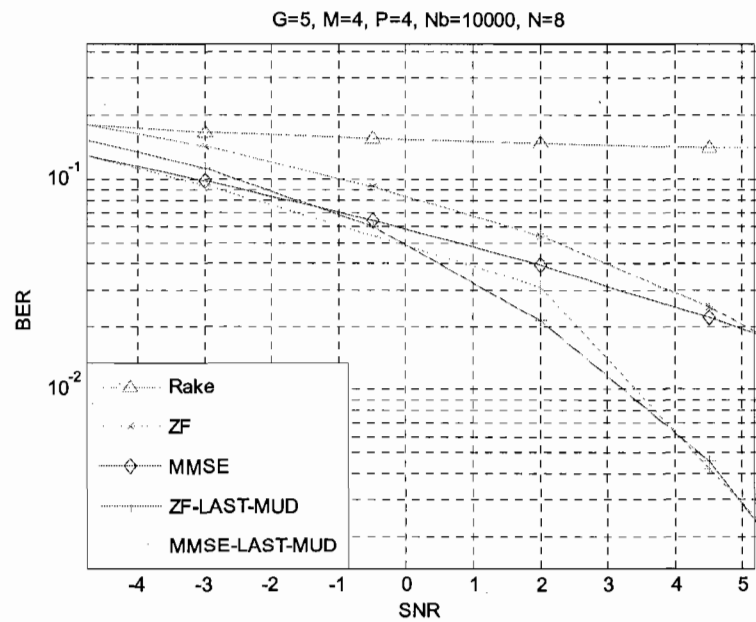


Figure A.15 Performances des détecteurs Rake, ZF, MMSE, ZF-LAST-MUD et MMSE-LAST-MUD pour $P = 4$.

Annexe B – Complément à l'étude des performances des méthodes adaptatives MIMO DS-CDMA

Nous présentons dans cette annexe, le complément du chapitre 5 sections 3 relativement à l'analyse des performances des différentes méthodes adaptatives de détection MIMO DS-CDMA à usager multiples. Dans cette annexe, nous allons présenter les courbes de performances, qui mettent en évidence le taux d'erreurs sur les bits transmis en fonction du rapport signal sur bruit, obtenu sans connaissance des délais et des coefficients du canal de communication et selon la configuration canal stationnaire à un seul chemin de propagation et $N_b = 10000$ données envoyées par les utilisateurs.

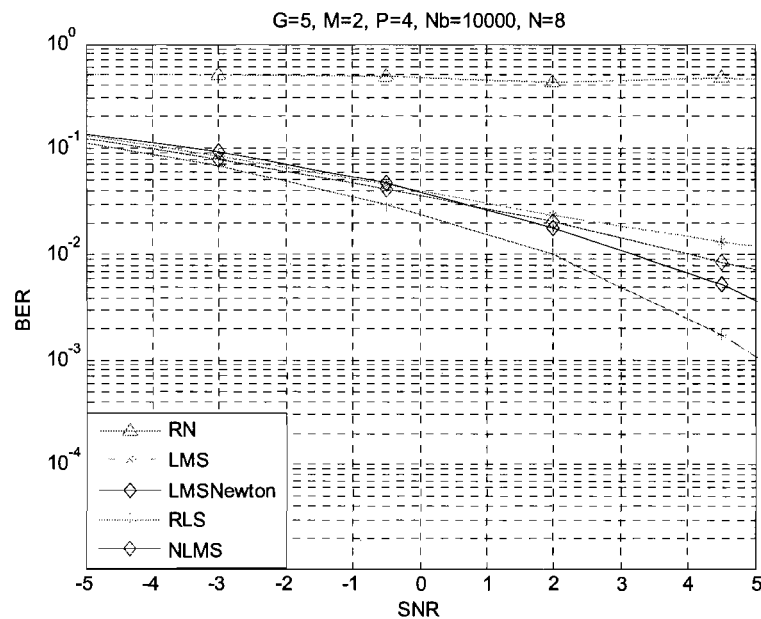


Figure B.1 Performances des détecteurs adaptatifs LMS, LMSNewton, RLS et NLMS pour $G = 5$.

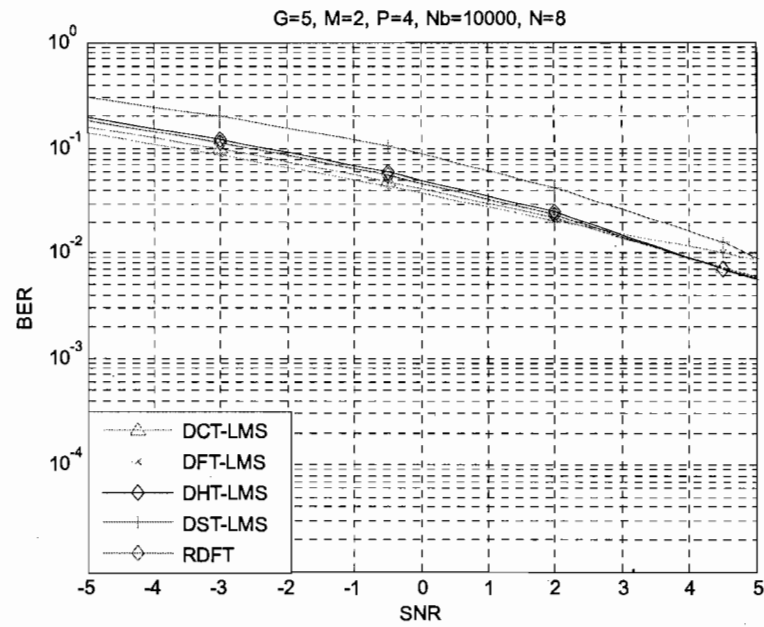


Figure B.2 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, DHT-LMS, DST-LMS et RDFT pour $G = 5$.

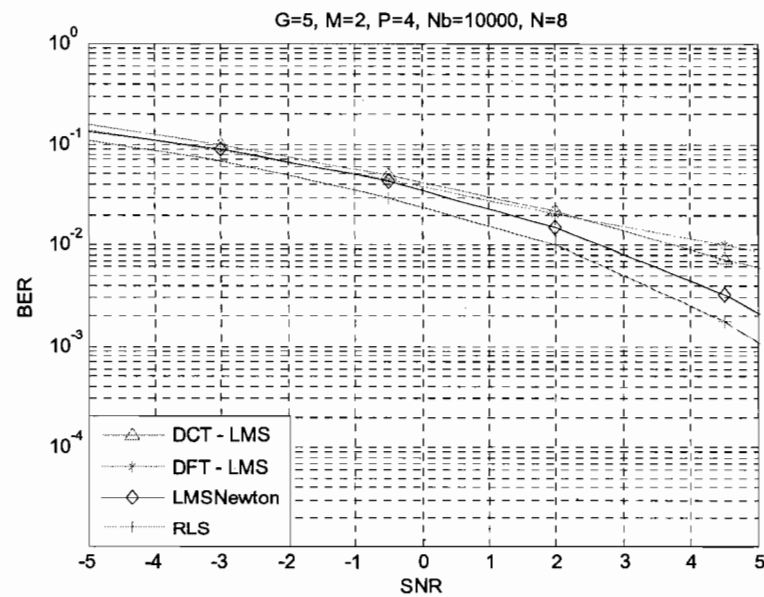


Figure B.3 Performances des détecteurs adaptatifs DCT-LMS, DFT-LMS, LMSNewton et RLS pour $G = 5$.

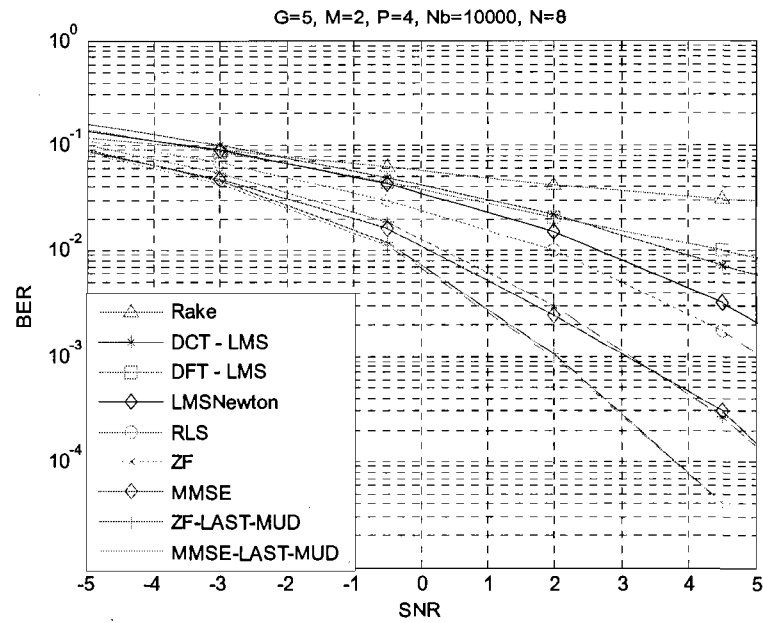


Figure B.4 Comparaison des résultats de simulation des détecteurs indirects et adaptatifs pour $G = 5$.