

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

M. Ing.

PAR
ZOUHEIR REZKI

ÉTUDE ET OPTIMISATION DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL
REQUIS POUR UN SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO

Montréal, Le 14 OCTOBRE 2003

© droits réservés de Zouheir Rezki

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. François Gagnon, directeur du projet, professeur titulaire de la Chaire Ultra Electronics (TCS) en télécommunications sans fil
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

M. Jean Belzile, codirecteur du projet, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

M. Ammar B. Kouki, Président de jury, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure,

M. René Jr. Landry, professeur
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure.

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET UN PUBLIC

LE 3 OCTOBRE 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

ÉTUDE ET OPTIMISATION DES ALGORITHMES DE TRAITEMENT DE SIGNAL REQUIS POUR UN SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO

Zouheir REZKI

SOMMAIRE

Les systèmes de communication MIMO (Multiple Input Multiple Output) sont l'une des techniques les plus puissantes, ayant émergé récemment. Ils consistent en une architecture de transmission à plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Les travaux de recherche ont montré que ces systèmes sont capables d'atteindre une grande efficacité spectrale. Avec le développement des techniques de traitement numérique du signal, cette efficacité spectrale peut être obtenue avec des systèmes performants mais relativement complexes.

Dans ce mémoire, quelques techniques de détection ont été examinées. Des architectures de réception parallélisables et modulaires ont été par la suite proposées. Celles-ci ont été classées en fonction de leur complexité et de leurs performances. Les résultats des simulations ont démontré que l'architecture proposée, dite détection parallèle à soustraction pondérée des interférences et dont le second étage est à base d'une détection parallèle modifiée (*PPIC-MPD*), est plus performante que les détections séquentielles classiques alors que de complexité comparable.

A SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS STUDY AND OPTIMISATION FOR A MIMO COMMUNICATION SYSTEM

Zouheir Rezki

ABSTRACT

In communication systems, limitations on power and bandwidth restriction impose the use of novel techniques with high spectral efficiency.

The MIMO (Multiple Input Multiple Output) communication systems are beyond the most powerful techniques having emerged recently. They consist of several antennas in both emission and reception. Research has shown that these systems are able to achieve high spectral efficiency. With the development of high speed digital signal processing techniques, this spectral efficiency can be obtained with powerful but relatively complex systems.

In this thesis, some detection techniques are examined. Parallelizable and modular reception architectures are then proposed. They are classified according to their complexity and their performances. Simulation results have shown that the proposed architecture, called partial parallel interference cancellation based on a modified parallel detection second stage (PPIC-MPD), is more powerful than classical sequential detections with comparable complexity.

AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS

Je tiens en premier lieu à exprimer ma profonde reconnaissance à mon directeur de recherche François Gagnon, professeur titulaire de la Chaire Ultra Electronics (TCS) en télécommunications sans fil, au Département de génie électrique, pour ses orientations et son soutien au cours de ce projet. Je remercie amplement mon co-directeur de recherche Jean Belzile, professeur au Département de génie électrique, pour ses précieux conseils et son soutien pédagogique et psychologique.

Je remercie tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'évaluer. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma haute gratitude.

Je remercie particulièrement mes collègues du LACIME pour leur aide et échanges de points de vues durant toute la période de ma recherche.

Je remercie également tous les membres de ma famille, notamment mon cher frère Naoufal et ma chère Nourel pour leur soutien psychologique.

Que tous mes amis, d'ici et d'ailleurs, trouvent dans ce travail l'expression de ma reconnaissance envers leur appui si profond.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
AVANT PROPOS ET REMERCIEMENTS.....	iii
TABLES DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	x
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION.....	4
1.1 LES ÉLÉMENTS D'UN SYSTÈME DE COMMUNICATION.....	4
1.1.1 L'émetteur.....	5
1.1.2 Le canal.....	5
1.1.3 Le récepteur.....	6
1.2 LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION NUMÉRIQUE.....	6
1.2.1 La source de messages.....	6
1.2.2 Le codage de source.....	7
1.2.3 Le codage du canal.....	7
1.2.4 L'émetteur.....	7
1.2.5 Le canal de transmission.....	14
1.2.6 Le récepteur.....	17
1.2.6.1 Le démodulateur.....	18
1.2.6.1.1 Le corrélateur.....	18
1.2.6.1.2 Le démodulateur à base de filtres adaptés.....	19
1.2.6.2 Les détecteurs optimaux.....	21
1.2.6.3 Performances des récepteurs optimaux.....	22
1.3 LA QUALITÉ D'UNE TRANSMISSION NUMÉRIQUE.....	22
CHAPITRE 2 LES COMMUNICATIONS MULTIÉMETTEURS MULTIRÉCEPTEURS.....	24
2.1 INTÉRÊT DES COMMUNICATIONS MULTI-TRANSMETTEURS.....	24
2.2 MODÉLISATION DES SYSTÈMES MIMO.....	25
2.2.1 Le modèle de signaux.....	25
2.2.2 Le modèle de canal.....	26
2.2.2.1 La cohérence du canal.....	27
2.2.2.1.1 Cohérence et sélectivité.....	27
2.2.2.1.2 La cohérence temporelle.....	27

2.2.2.1.3	La cohérence fréquentielle	29
2.2.2.1.4	La cohérence spatiale	31
2.2.3	Le modèle matriciel d'un système MIMO	32
2.3	PRINCIPE DE LA DIVERSITÉ	34
2.3.1	Les diversités d'antennes	35
2.3.2	Les diversités temporelles	35
2.4	LA CAPACITÉ DU CANAL POUR LES SYSTÈMES À PLUSIEURS ANTENNES	36
2.4.1	Système à une antenne à l'émission et une antenne à la réception	36
2.4.2	Système à une antenne à l'émission et à plusieurs antennes à la réception (SIMO)	37
2.4.3	Système à plusieurs antennes à l'émission et à une antenne à la réception (MISO)	38
2.4.4	Système à plusieurs antennes à l'émission et à la réception (MIMO)	39
2.5	CODAGE DU CANAL ET COMPLEXITÉ RADIO FRÉQUENCE (RF) LIÉE AUX SYSTÈMES MIMO	41
CHAPITRE 3 LES ALGORITHMES DE DETECTION DES RÉCEPTEURS MIMO		43
3.1	DESCRIPTION GÉNÉRALE DES SYSTÈMES MIMO	43
3.2	ALGORITHMES DE DÉTECTION LINÉAIRES	45
3.2.1	Détecteur à inversion du canal (DIC)	45
3.2.2	Détecteur à erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error : MMSE)	46
3.3	ALGORITHMES DE DÉTECTION NON LINÉAIRES	47
3.3.1	Algorithme à maximum de vraisemblance	47
3.3.2	Algorithme BLAST	48
3.3.2.1	Algorithme D-BLAST	49
3.3.2.1.1	Émetteur D-BLAST	49
3.3.2.1.2	Récepteur D-BLAST	50
3.3.2.2	Algorithme V-BLAST	52
3.3.2.2.1	Émetteur V-BLAST	52
3.3.2.2.2	Récepteur V-BLAST	53
3.3.2.3	Algorithme T-BLAST	57
3.3.2.3.1	Émetteur T-BLAST	57
3.3.2.3.2	Récepteur T-BLAST	58
CHAPITRE 4 LES ARCHITECTURES DE RÉCEPTION PARALLÉLISABLES		66
4.1	INTÉRÊT DES ARCHITECTURES DE RÉCEPTION PARALLÉLISABLES	66
4.2	DÉTECTION PARALLÈLE MULTIÉTAGES À BASE DE ZF :	67
4.2.1	Détection parallèle (PD) :	67
4.2.2	Architecture modifiée MPD :	70
4.2.3	Evaluation de la Complexité des architectures PD et MPD :	73
4.3	DÉTECTION PARALLÈLE À BASE DE MMSE :	76
4.3.1	Détection parallèle à soustraction brute des interférences PIC :	76
4.3.2	Détection parallèle à soustraction pondérée des interférences PPIC :	77

4.4	ÉVALUATION DE LA COMPLEXITÉ DE LA DÉTECTION SÉQUENTIELLE V-BLAST ET DES DÉTECTIONS PARALLÈLES PROPOSÉES	78
CHAPITRE 5	SIMULATIONS ET RÉSULTATS	82
5.1	INTRODUCTION	82
5.2	MODÈLE DE SIMULATION	82
5.3	RÉSULTATS DES SIMULATIONS	85
5.3.1	Cas MIMO 2 par 2	86
5.3.2	Cas MIMO 4 par 4	87
5.3.2.1	Comparaison des performances des détections PD et MPD	87
5.3.2.2	Comparaison des performances des détections PIC et PPIC	89
5.4	CONCLUSION	92
CONCLUSION	93
RECOMMANDATIONS	95
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	96

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I	Algorithme V-BLAST avec ordre optimal de détection	55
Tableau II	Évaluation de la complexité des détections <i>PD</i> et <i>MPD</i>	74
Tableau III	Évaluation de la complexité des détections parallèles et séquentielles	80

LISTE DES FIGURES

	Page
FIGURE 1	DIAGRAMME FONCTIONNEL D'UN SYSTÈME DE COMMUNICATION 4
FIGURE 2	PRINCIPAUX ÉLÉMENTS D'UN SYSTÈME DE COMMUNICATION NUMÉRIQUE . 6
FIGURE 3	FORME GÉNÉRALE DU MODULATEUR 12
FIGURE 4	DÉFINITION D'UNE CONSTELLATION NUMÉRIQUE 13
FIGURE 5	MODÉLISATION DU CANAL DE TRANSMISSION..... 15
FIGURE 6	CANAL À FILTRE LINÉAIRE À RÉPONSE IMPULSIONNELLE VARIANT DANS LE TEMPS 15
FIGURE 7	SCHÉMA DE PRINCIPE D'UN RÉCEPTEUR NUMÉRIQUE 17
FIGURE 8	DÉMODULATEUR DE TYPE CORRÉLATEUR 19
FIGURE 9	DÉMODULATEUR À BASE DE FILTRES ADAPTÉS 20
FIGURE 10	PROBABILITÉ D'ERREUR PAR SYMBOLE DE LA MDP 22
FIGURE 11	PROBABILITÉ D'ERREUR PAR SYMBOLE POUR UNE MAQ 23
FIGURE 12	CANAL VARIANT DANS LE TEMPS 28
FIGURE 13	ÉVANOUISSEMENTS LENTS ET RAPIDES POUR DES SYMBOLES GÉNÉRÉS À PARTIR D'UNE IMPULSION CARRÉE 29
FIGURE 14	VARIATION FRÉQUENTIELLE DU CANAL 30
FIGURE 15	ÉVANOUISSEMENT SÉLECTIF EN FRÉQUENCE ET ÉVANOUISSEMENT PLAT POUR UN SPECTRE DU SIGNAL TRANSMIS 31
FIGURE 16	VARIATION (UNIDIMENSIONNELLE) DU CANAL EN FONCTION DE L'ESPACE. 32
FIGURE 17	DIAGRAMME BLOC DES DIFFÉRENTS CANAUX D'UN SYSTÈME <i>MIMO</i> 33
FIGURE 18	UNE TRANSMISSION DE TYPE UNE ANTENNE À L'ÉMISSION ET À LA RÉCEPTION 37
FIGURE 19	UNE TRANSMISSION DE TYPE <i>SIMO</i> 38
FIGURE 20	UNE TRANSMISSION DE TYPE <i>MISO</i> 39
FIGURE 21	UNE TRANSMISSION DE TYPE <i>MIMO</i> 40
FIGURE 22	CONFIGURATION GÉNÉRALE D'UN SYSTÈME DE TYPE <i>MIMO</i> 43
FIGURE 23	PROCESSUS D'ÉMISSION DANS LES SYSTÈMES <i>D-BLAST</i> 49
FIGURE 24	TECHNIQUE DE DÉTECTION <i>D-BLAST</i> 51
FIGURE 25	PROCESSUS DE DÉTECTION DE L'ALGORITHME <i>D-BLAST</i> 51
FIGURE 26	DIAGRAMME BLOC DU SYSTÈME <i>V-BLAST</i> 52
FIGURE 27	ÉMETTEUR <i>T-BLAST</i> 57
FIGURE 28	RÉCEPTEUR <i>T-BLAST</i> 58
FIGURE 29	PROCESSUS DE DÉTECTION <i>T-BLAST</i> 60
FIGURE 30	DÉTECTEUR À SOUSTRACTION DOUCE ET ITÉRATIVE DES INTERFÉRENCES 64
FIGURE 31	SCHÉMA BLOC DE LA DÉTECTION PD 67
FIGURE 32	ARCHITECTURE PARALLÉLISABLE D'UN RÉCEPTEUR <i>MIMO</i> 4 PAR 4..... 68
FIGURE 33	ARCHITECTURE DE LA DÉTECTION MDP 71

FIGURE 34	ARCHITECTURE DU RÉCEPTEUR <i>MIMO</i> 4x4 À DÉTECTION PARALLÈLE MODIFIÉE <i>MPD</i>	72
FIGURE 35	ÉVALUATION DE LA COMPLEXITÉ DES ALGORITHMES <i>PD</i> ET <i>MPD</i> EN TERME D'OPÉRATIONS DE MULTIPLICATION	74
FIGURE 36	ÉVALUATION DE LA COMPLEXITÉ DES ALGORITHMES <i>PD</i> ET <i>MPD</i> EN TERME D'OPÉRATIONS D'ADDITION	75
FIGURE 37	DÉTECTION <i>PPIC</i> POUR UN SYSTÈME <i>MIMO</i> 4 PAR 4.....	78
FIGURE 38	ÉVALUATION DE LA COMPLEXITÉ DES ALGORITHMES EN TERME D'OPÉRATIONS DE MULTIPLICATION.....	80
FIGURE 39	ÉVALUATION DE LA COMPLEXITÉ DES ALGORITHMES EN TERME D'OPÉRATIONS D'ADDITION	81
FIGURE 40	MODÈLE DE SIMULATION MONTE CARLO	83
FIGURE 41	PERFORMANCES DES DÉTECTIONS LINÉAIRES PAR <i>ZF</i> ET <i>MMSE</i> ET DES DÉTECTIONS NON LINÉAIRES <i>MLD</i> ET <i>V-BLAST</i>	86
FIGURE 42	<i>PD</i> ET <i>MPD</i> DANS LE CAS D'UN RÉCEPTEUR <i>MIMO</i> 4x4.....	88
FIGURE 43	AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DE LA DÉTECTION SÉQUENTIELLE PAR IMPLANTATION DE 4 ÉTAGES SUPPLÉMENTAIRES DE LA <i>MPD</i>	88
FIGURE 44	COMPARAISON DES PERFORMANCES DE LA DÉTECTION SÉQUENTIELLE CLASSIQUE AVEC LA DÉTECTION <i>MPD</i>	89
FIGURE 45	COMPARAISON DES PERFORMANCES DES DÉTECTIONS <i>PIC</i> ET <i>PPIC</i>	90
FIGURE 46	COMPARAISON DES PERFORMANCES DE LA <i>PPIC</i> ET DE LA DÉTECTION SÉQUENTIELLE	91
FIGURE 47	COMPARAISON DES PERFORMANCES DES DÉTECTIONS <i>PPIC-PD</i> ET <i>PPIC-MPD</i>	91

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

a_i	Vecteur formé des éléments de la constellation considérée
$a(t)$	Enveloppe du signal
$A(t)$	Amplitude de l'enveloppe
ASK	“Amplitude Shift Keying”, Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA
B	Largeur de bande
B_c	Bande de cohérence
bps	Bits par seconde
C	Capacité du canal
$c(t)$	Signal en bande de base
CDMA	Accès multiple par division de codes
D	Débit binaire
D_c	Distance de cohérence
D -BLAST	“Diagonal Bell Labs Layered Space Time”
DPSK	“Differential Phase Shift Keying”, Modulation par Déplacement de Phase Différentiel
E_b	Énergie par bit
$E[X]$	Espérance de la variable aléatoire X
FSK	“Frequency Shift Keying”, Modulation par Déplacement de Fréquence
FIR	Réponse impulsionnelle finie
f_0	Fréquence de la porteuse
f_c	Fréquence du signal
f_s	fréquence d'échantillonnage
$\{f_n(t)\}$	Base orthonormée décrivant l'espace des signaux
$g(t)$	Forme d'onde

H	Fonction de transfert du canal
$H_{j,\dots,k}$	Matrice formée des colonnes $j, j+1, \dots$ jusqu'à k
iid	indépendant et identiquement distribué
J_k	Matrice identité dont le $k^{\text{ième}}$ élément de la diagonale est mis à zéro
L	Ordre de la diversité
L_b	Longueur d'une séquence émise
$L(s_j)$	Ratio de vraisemblance logarithmique du symbole s_j
M	Nombre de points d'une constellation
$m(t)$	Signal modulé
MC	Simulation de Monte Carlo
MIMO	Transmission à plusieurs antennes à l'émission et à plusieurs antennes à la réception
MISO	Transmission à plusieurs antennes à l'émission et à une antenne à la réception
MLD	Détecteur à maximum de vraisemblance
$MMSE$	Erreur quadratique moyenne minimale
MPD	Détection parallèle modifiée
MRC	combinaison à taux maximal
m_X	Moyenne de la variable aléatoire X
n	Bruit Gaussien
n_e	Nombre de symboles en erreur
N_{iter}	Nombre d'itérations d'une simulation
N_r	Nombre d'antennes à la réception
N_t	Nombre d'antennes à l'émission
PD	Détection parallèle
P_{es}	Probabilité d'erreur par symbole
PIC	Soustraction parallèle des interférences

<i>PPIC</i>	Soustraction parallèle pondérée des interférences
<i>PSK</i>	“Phase Shift Keying”, Modulation par Déplacement de Phase
<i>Q(·)</i> ou <i>Dec</i>	Quantification, suivant la constellation utilisée
<i>QAM</i>	“Quadrature Amplitude Modulation” Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ
<i>r</i>	Signal reçu
<i>R</i>	Taux de transmission
<i>RF</i>	“Radio Frequency”, Radio fréquence
<i>RX</i>	Antenne à la réception
<i>s</i>	Signal à émettre.
\hat{s}	Signal estimé décidé
\tilde{s}	Une première estimation du vecteur de données <i>s</i>
\hat{s}_{b_i}	Vecteur formé de la $i^{\text{ème}}$ 2^{m-1} composantes de l'estimation avant décision
s_{est}	signal estimé
<i>SISO</i>	entrée et sortie pondérées.
<i>SIMO</i>	Transmission à une antenne à l'émission et à plusieurs antennes à la réception
<i>SINR</i>	Rapport entre la puissance du signal et la puissance de la somme du bruit et des interférences
\tilde{s}_k	Une reproduction de \tilde{s}
<i>SNR</i>	Rapport signal à bruit.
<i>SER</i>	Taux d'erreur par symbole
<i>t</i>	Temps
<i>T</i>	Intervalle de temps séparant l'émission de deux éléments M-aires
<i>T-BLAST</i>	“Turbo Bell Labs Layered Space Time”
T_b	Intervalle de temps séparant l'émission de deux éléments binaires
T_c	Temps de cohérence

T_s	période d'échantillonnage
TX	Antenne à l'émission
v.a	Variable aléatoire
<i>V-BLAST</i>	"Vertical Bell Labs Layered Space Time"
W	Matrice minimisant l'erreur quadratique moyenne
W_c	Bande passante cohérente
W_i	Vecteur annulant ou de pondération
X	Variable aléatoire discrète
X^*	Transposée conjuguée de la variable X
X^+	Pseudo inverse de X
X^{-1}	Inverse de X
z^{-1}	Délai unitaire dans le temps
<i>ZF</i>	"Zero Forcing", critère de détection annulant successivement les interférences
$\beta(X)$	Biais de la variable aléatoire X
ε^2	Erreur quadratique relative
$\phi(t)$	Phase de l'enveloppe
$\phi_m(f)$	Densité spectrale de puissance du bruit, elle vaut $\frac{1}{2}N_0$
φ_0	Phase de la porteuse
η	Efficacité spectrale
λ	Coefficient de pondération
$\theta(t)$	Phase du signal
σ^2	Variance

INTRODUCTION

Ce travail se propose d'étudier et d'améliorer des techniques de traitement numérique du signal nécessaire à la réalisation d'un récepteur pour les systèmes de communication de type *MIMO* (Multiple Input Multiple Output). Un intérêt particulier est accordé aux algorithmes pouvant amener à la conception d'une architecture de réception parallélisable.

Problématique :

De découverte récente, les systèmes de communication *MIMO* utilisent plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception opérant généralement sur une même largeur de bande. Ces systèmes sont capables de générer une capacité supérieure à celle des systèmes classiques à une antenne à l'émission et une antenne à la réception.

Par ailleurs, la grande efficacité spectrale obtenue par les systèmes *MIMO* est au prix d'une complexité de traitement et d'implantation. En effet, les opérations nécessaires à la détection des signaux au niveau du récepteur sont matricielles. La complexité de calcul augmente considérablement. Des algorithmes de détection sont, à ce sujet, proposés dans la littérature. Bien que ces algorithmes soient réalisables pour des configurations où les nombres d'antennes à l'émission et à la réception sont petits, ils deviennent malheureusement complexes et difficiles à implémenter pour des configurations où ces nombres sont assez grands. L'idée est de concevoir des architectures de détection parallélisables où le processus de détection est réalisé par blocs indépendants de complexité réduite.

Objectifs :

L'objectif de ce mémoire est d'étudier ces algorithmes de détection en vue d'examiner leur complexité et leurs performances. En particulier, il y a un grand intérêt à proposer une architecture de détection parallélisable et modulaire. Les performances de type

MIMO pourraient alors être obtenues, tout en répartissant la complexité du système sur des processeurs indépendants ou semi-indépendants.

Ainsi, les méthodes de détection linéaires et non linéaires ont été simulées. Ces simulations ont permis d'examiner de près les performances et la complexité des algorithmes linéaires à base de *ZF* et de *MMSE* et des algorithmes non linéaires tels que *MLD* et *V-BLAST*, dans le cas d'une configuration *MIMO* 2 par 2. Des méthodes de détection parallélisables ont été proposées et examinées. Ces méthodes ont principalement une architecture multi-étages. Dans le premier étage, une estimation des symboles suivant une détection linéaire à base de *ZF* ou de *MMSE* est réalisée; dans les autres étages, une suppression partielle et parallèle des interférences est effectuée.

Contributions :

Ce mémoire est, entre autres, une revue sur les principales techniques de traitement du signal au niveau du récepteur. Le développement théorique de ces techniques ainsi que leur simulation sont à même de solliciter l'intérêt de projets de recherche futurs. La conception et l'amélioration de nouvelles architectures de réception parallélisables, caractérisées par une complexité raisonnable et de bonnes performances, est d'une utilité toute particulière. La parallélisation et la modularité de ces architectures de détection pourraient mener à la réalisation de produits commerciaux. L'efficacité spectrale et la flexibilité obtenues seraient alors très concurrentielles.

Structure du mémoire :

Ce mémoire est composé de cinq chapitres. Dans le premier chapitre, une description générale des systèmes de communications numériques est donnée. Le second chapitre relate, de manière plus spécifique, l'intérêt des communications à plusieurs antennes. Le cas *MIMO* est cité comme un cas particulier de ces systèmes. Dans le chapitre 3, une description de quelques algorithmes des plus connus dans la littérature est donnée. Les méthodes de détection parallélisables sont décrites dans le chapitre 4. Une évaluation

analytique de la complexité de ces méthodes est alors procédée. Le chapitre 5, récapitule les résultats de simulations. Une conclusion et quelques recommandations sont portées à la fin du mémoire.

CHAPITRE 1

LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION

1.1 Les éléments d'un système de communication

Les systèmes de communication sont conçus pour transmettre un message ou une information d'une source à une ou plusieurs destinations. En général, un système de communication peut être schématisé par le diagramme bloc de la figure 1.

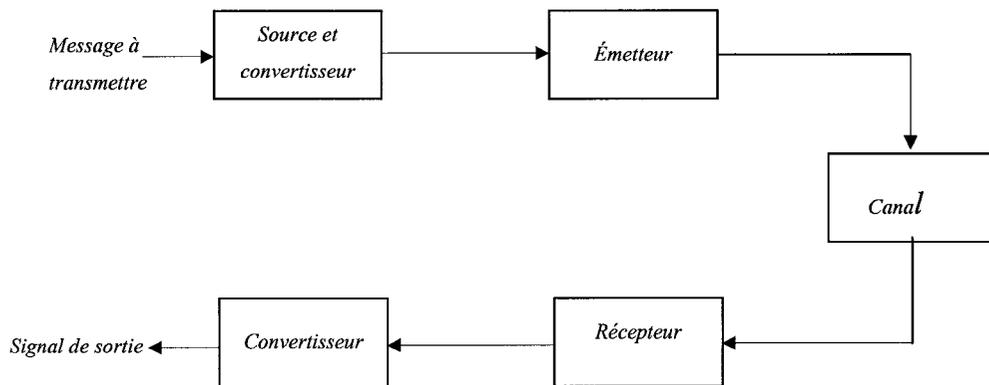


Figure 1 Diagramme fonctionnel d'un système de communication

L'information générée par la source peut être de la voix, une image ou du texte. Un convertisseur est généralement requis pour convertir la sortie de la source en un signal électrique convenable à une transmission. À la réception, un convertisseur similaire permet de transformer le signal électrique en une forme plus adaptée à l'utilisateur; telle qu'un signal acoustique, une image, etc.

Ainsi, un système de communication consiste en trois parties principales : l'émetteur, le canal et le récepteur.

1.1.1 L'émetteur

L'émetteur convertit le signal électrique en une forme adaptée à la transmission dans le canal. Dans les transmissions radio par exemple, une bande de fréquence est allouée à chaque station. L'émetteur doit convertir l'information à transmettre dans la bande de fréquence spécifiée. Ainsi, les signaux transmis par différentes stations ne peuvent interférer.

Généralement, l'adaptation du signal au canal de transmission est réalisée à travers un procédé appelé modulation. La modulation utilise le signal d'information pour varier l'amplitude la fréquence ou la phase d'un signal sinusoïdal appelé la porteuse. Ainsi, la modulation translate le signal d'information en fréquence pour l'adapter au canal de transmission. Le choix du type de modulation dépend de plusieurs facteurs, tels que la largeur de bande allouée à la transmission, la nature du bruit et des interférences dans le canal et les circuits d'amplification en amont de la transmission. Dans tous les cas, la modulation permet d'accommoder la transmission de plusieurs messages, émanant de différents utilisateurs, dans un même canal.

En plus de la modulation, d'autres fonctions sont réalisées au niveau de l'émetteur telles que le filtrage, l'amplification et la diffusion du signal via des antennes, dans le cas de communication sans fil.

1.1.2 Le canal

Le canal de transmission est le moyen physique permettant de véhiculer un signal de l'émetteur au récepteur. Dans les communications sans fil, le canal est l'atmosphère. Les canaux téléphoniques peuvent être des lignes téléphoniques, de la fibre optique ou sans fil (radio micro-onde). Quel que soit ce moyen physique, le signal à transmettre est corrompu aléatoirement par diverses perturbations. Le bruit thermique est une des principales perturbations, il provient généralement des circuits d'amplification du signal au récepteur. D'autres perturbations peuvent être d'origine humaine ou atmosphérique.

Les interférences provenant d'autres utilisateurs du canal constituent aussi une autre forme de bruit additif. Une autre forme de dégradation du signal, qui apparaît dans certaines communications Radio, est le multi-trajets.

1.1.3 Le récepteur

La fonction du récepteur est de reconstruire le message transmis contenu dans le signal reçu. Si le message est transmis par modulation de la porteuse, le récepteur procède à une démodulation de cette porteuse pour extraire le message. Puisque la démodulation s'effectue en présence de bruit additif et d'autres types de perturbations, le signal démodulé est généralement dégradé. La fidélité du message reçu est tributaire du type de modulation, de la puissance du bruit additif, du type et de la puissance d'autres perturbations et interférences.

1.2 Les systèmes de communication numérique

La figure 2 illustre le diagramme fonctionnel et les principaux éléments d'un système de communication numérique.[1]

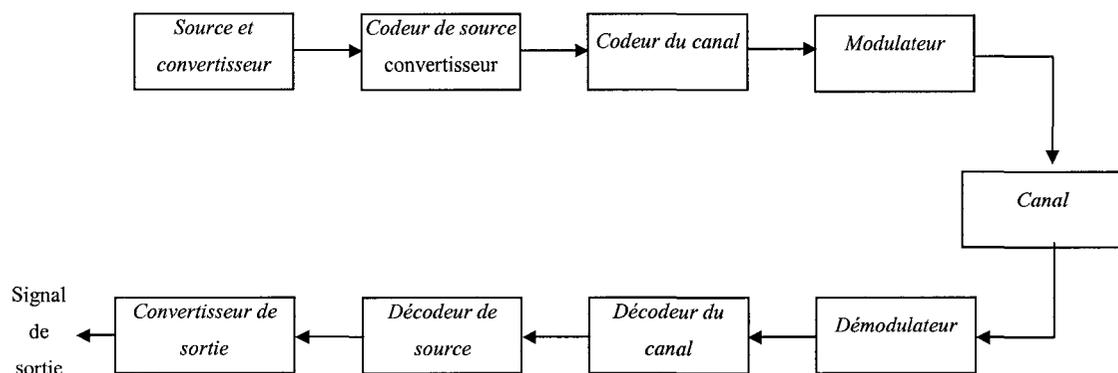


Figure 2 Principaux éléments d'un système de communication numérique

1.2.1 La source de messages

Dans un système de communication numérique, le message produit par la source peut être un signal analogique ou un signal numérique. Si le message est analogique, il doit

être numérisé. La numérisation consiste à échantillonner le message analogique puis à quantifier les échantillons obtenus. Chaque échantillon quantifié est ensuite codé sur m éléments binaires appelés bits.

1.2.2 Le codage de source

Le principe du codage de source trouve ses fondements dans la théorie de l'information. Disons simplement qu'après le codage de source, certains éléments binaires peu significatifs du message seront supprimés. Le message est généralement constitué d'une suite d'éléments binaires mutuellement indépendants et prenant les valeurs 0 ou 1, avec des probabilités p_0 et p_1 . La source est caractérisée par son débit binaire D en bit par seconde. Si l'intervalle de temps séparant l'émission par la source de deux éléments binaires consécutifs est constant et égal à T_b , alors le débit binaire est égal à :[2]

$$D = \frac{1}{T_b} (\text{bits} / \text{s}) \quad (1.1)$$

1.2.3 Le codage du canal

La séquence binaire à la sortie du codeur de source est introduite au codeur du canal. Le rôle du codeur de canal est d'introduire de manière contrôlée une redondance dans la séquence d'information binaire. Cette redondance sert à atténuer l'effet du bruit et des interférences subis par le signal lors de la transmission. Elle augmente par conséquent la pertinence du signal reçu. Une manière de coder la séquence d'information consiste à assigner à chaque k bits d'information n bits appelés *mot de code*. La redondance introduite est caractérisée par le rapport n/k , le *taux de codage* dans ce cas est k/n .

1.2.4 L'émetteur

Étant donné que presque tous les canaux de communication rencontrés dans la pratique sont capables de transmettre des signaux électriques ou électromagnétiques, il est donc nécessaire d'associer au message binaire une représentation physique adéquate à la

transmission. La tâche principale du modulateur est de transformer l'information numérique en une forme d'onde compatible avec le canal de transmission. A titre d'exemple, si on veut transmettre la séquence codée bit par bit, à un taux de transmission R (bits/s), le modulateur peut associer au bit 0 un signal $s_0(t)$ et au bit 1 un signal $s_1(t)$. Chaque bit, dans ce cas, est transmis séparément, on parle de modulation binaire. De la même manière, le modulateur peut transmettre b bits codés à la fois en utilisant $M=2^b$ formes d'onde distinctes $s_i(t)$, $i=0,1,\dots,M-1$, chaque forme d'onde est associée à chacun des 2^b séquences de b bits. On parle de modulation M -aire ($M > 2$). Ainsi, une nouvelle séquence de b bits entre au modulateur chaque b/R secondes. De cette façon, si le taux de transmission dans le canal est R , le temps nécessaire pour transmettre une des M forme d'onde est b fois plus grande que dans les systèmes utilisant une modulation binaire. Le taux de transmission dans le canal s'exprime par :

$$R = \frac{D}{\log_2 M} \cdot \frac{n}{k} \quad (1.2)$$

On rappelle qu'on peut transmettre le signal de deux façons :

En bande de base, méthode qui consiste à émettre le signal directement sur le canal. La bande de fréquence B allouée à la transmission du message numérique inclus le point zéro Hertz.

Par modulation passe bande, méthode qui consiste à émettre le signal au canal de transmission via une onde porteuse. La bande de fréquence B allouée à la transmission du message numérique est centrée autour de la fréquence de la porteuse.

De manière générale, le signal à émettre peut s'exprimer :

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (1.3)$$

$a(t)$ étant l'enveloppe du signal, f_c étant sa fréquence centrale et $\theta(t)$ sa phase.

La modulation adapte le spectre du signal au canal. On module la phase, la fréquence et/ou l'amplitude d'une onde porteuse *centrée* sur la bande de fréquence du canal.

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles. Alors que dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide de paramètres qui prennent M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M=2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

L'*efficacité spectrale* d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en "bit/seconde/Hertz". La valeur R est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles M-aires, on aura :

$$\eta = \frac{1}{T \cdot B} \cdot \log_2 M \quad (\text{bit/sec/Hz}) \quad (1.4)$$

où $T = n \cdot T_b$ désigne l'intervalle e temps séparant l'émission de deux symboles.

Remarquons que pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente avec le nombre de bit/symbole $n = \log_2(M)$. C'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire. Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

- Modulation par Déplacement d'Amplitude *MDA* (Amplitude Shift Keying *ASK*).
- Modulation par Déplacement de Phase *MDP* (Phase Shift Keying *PSK*).
- Modulation par Déplacement de Phase Différentiel *MDPD* (Differential Phase Shift Keying *DPSK*).

- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature *MAQ* (Quadrature Amplitude modulation *QAM*)
- Modulation par Déplacement de Fréquence *MDF* (Frequency Shift Keying *FSK*).

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

$$c(t) = \sum_k c_k(t)g(t - kT), \quad (1.5)$$

Où
$$c_k(t) = c_k g(t - kT). \quad (1.6)$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$.

Dans les modulations MDA, MDP et MAQ, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \text{Re} \left[c(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t + \varphi_0} \right] \quad (1.7)$$

La fréquence f_0 et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $c_k(t)$ sont réels, alors la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Si on pose $c_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$, alors Le signal modulé s'écrit simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.8)$$

ou encore :
$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.9)$$

en posant :
$$a(t) = \sum_k a_k(t) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k(t) \quad (1.10)$$

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

En combinant les relations (1.5), (1.6) et (1.10), on peut écrire :

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT) \quad (1.11)$$

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont aussi appelés "trains modulateurs" et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (1.12)$$

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

Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la figure 3 :

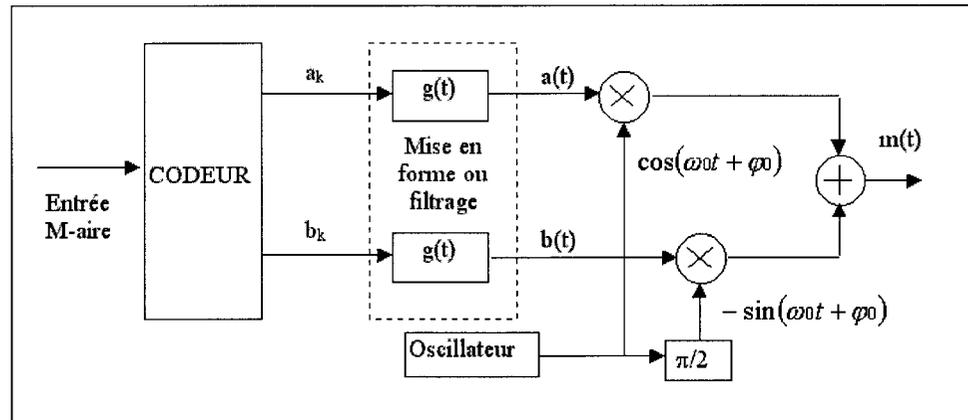


Figure 3 Forme générale du modulateur

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I en anglais) et composante en quadrature (Q en anglais). La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle $[-B, B]$ avec $B < f_0$: Condition de Rayleigh.

La figure 4 illustre une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $c_k = a_k + jb_k$. Une telle représentation permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de *constellation*.

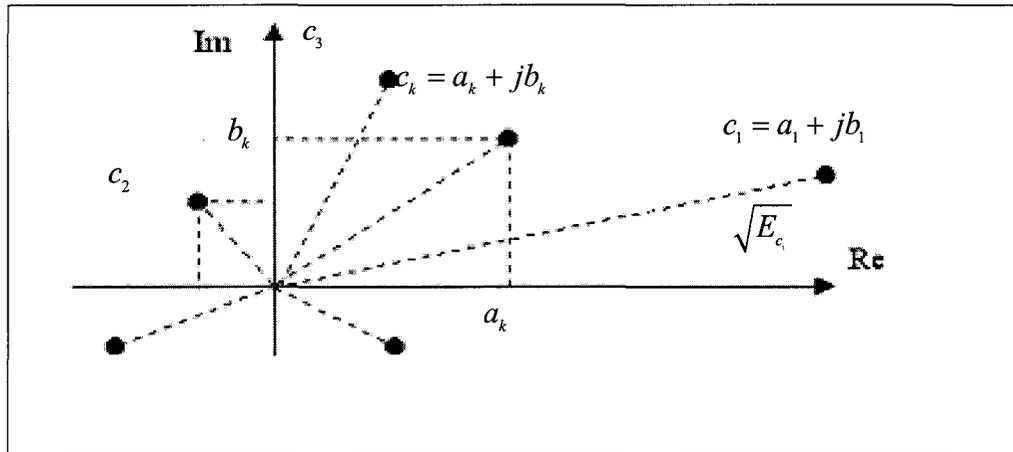


Figure 4 Définition d'une constellation numérique

Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

- Pour pouvoir distinguer deux symboles, il faut respecter une distance minimale d_{\min} , entre les points représentatifs de ces symboles. Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur sera faible. La distance minimale entre tous les symboles est :

$$d_{\min} = \underset{i,j}{\text{Min}}(d_{ij}) \text{ Avec } d_{ij} = |c_i - c_j| \quad i \neq j \quad (1.13)$$

- A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire $m_k(t)$ et par-là même une énergie nécessaire à la transmission de ce symbole. Dans la constellation, la distance entre un point et l'origine est proportionnelle à la racine carrée de l'énergie qu'il faut fournir pendant l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$ pour émettre ce symbole. La puissance moyenne d'émission des symboles est

assimilable à $\frac{\sum |c_i|^2}{M}$ et la puissance crête à $\text{Max}_i |c_i|^2$. La minimisation de la puissance de transmission constitue le second critère.

Les deux critères évoqués ci-dessus sont antagonistes puisque l'on serait tenté d'une part d'éloigner les symboles au maximum pour diminuer la probabilité d'erreur et d'autre part, de les rapprocher de l'origine pour minimiser l'énergie nécessaire à la transmission.

Les critères de choix d'une modulation sont :

- La constellation qui, suivant les applications, mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé.
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

L'émetteur assure aussi une fonction d'adaptation du signal modulé au canal de transmission. Ainsi, l'émetteur opère un filtrage du signal modulé pour limiter le spectre occupé et permettre ainsi à plusieurs utilisateurs de partager un même milieu de transmission sans risques d'interférence.

1.2.5 Le canal de transmission

Au sens de la théorie des communications, le canal de transmission peut inclure le milieu de transmission, le bruit et les filtres d'émission et de réception, ainsi que les antennes d'émission et de réception pour les transmissions dans l'espace libre. Une représentation du canal est illustrée à la figure 5.

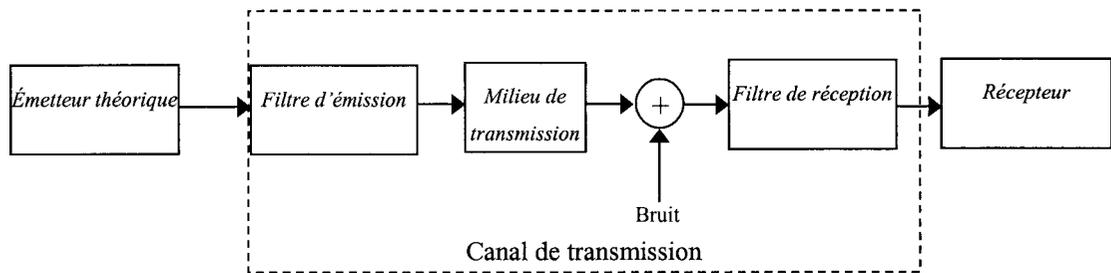


Figure 5 Modélisation du canal de transmission

Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur. La modélisation de ce milieu peut être très complexe. Le milieu peut se comporter comme un simple filtre linéaire, de réponse en fréquence $C(f)$; il peut aussi être non stationnaire, la réponse $C(f)$ serait alors une fonction du temps qui peut être non linéaire et/ou peut présenter un effet Doppler.

La conception des systèmes de communication nécessite l'adoption d'un modèle mathématique qui reflète les caractéristiques du milieu de transmission. Ce modèle sera utile lors de la conception du codeur et du modulateur à l'émission, ainsi que du démodulateur et du décodeur à la réception. Dans le cas général, le canal peut être modélisé comme illustré à la figure 6

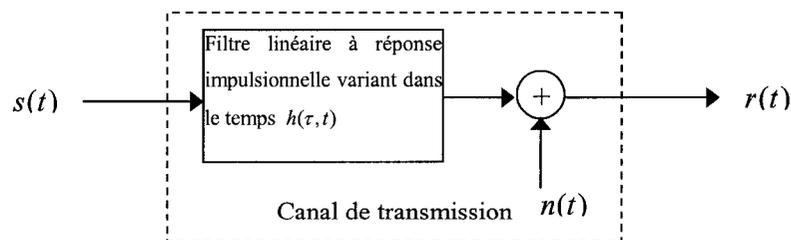


Figure 6 Canal à filtre linéaire à réponse impulsionnelle variant dans le temps

Où la variable $h(\tau, t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de canal. C'est en fait la réponse du canal à l'instant t due à une impulsion appliquée à l'instant $t - \tau$, τ étant le temps écoulé (elapsed time), $n(t)$ étant le bruit additif. Le signal de sortie $r(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * h(\tau, t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \end{aligned} \quad (1.14)$$

une modélisation de la propagation à trajets multiples (ou à chemins multiples) des signaux, dans les communications sans fil est un cas particulier de (1.14) où la réponse impulsionnelle du canal est de la forme :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.15)$$

$\{a_k(t)\}$ étant les facteurs d'atténuation des L trajets de propagation, δ étant la fonction de Dirac.

Dans ce cas, le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(t - \tau_k) + n(t) \quad (1.16)$$

Le signal reçu est formé de L composantes chacune atténuée de $\{a_k(t)\}$ et retardée de $\{\tau_k\}$.

1.2.6 Le récepteur

Le récepteur a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation pour les transmissions sur onde porteuse, de filtrage, d'échantillonnage et de prise de décision. Le changement de fréquence et la démodulation permettent de ramener le signal modulé en bande de base. Le signal est ensuite filtré et échantillonné. Finalement, un circuit de décision identifie la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons reçus, ce qui correspond à une opération de détection. Si en plus un signal analogique est *désiré* à la sortie, le décodeur de source, connaissant la méthode de codage entrepris au niveau du codeur de source, reconstruit le signal d'origine à partir de la séquence décodée. Le signal à la sortie du décodeur de source est une approximation du signal d'origine en raison des distorsions survenues au niveau du décodeur de canal, de l'encodeur de source et du décodeur de source. La différence entre le signal d'origine et le signal reconstruit constitue une mesure de la distorsion du système de communication numérique.

Le récepteur est schématisé à la figure 7 :

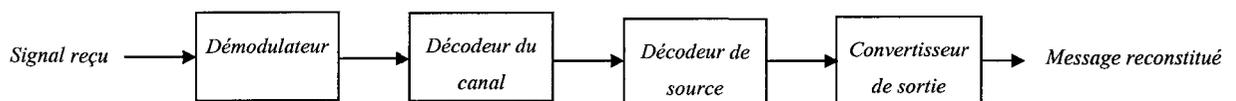


Figure 7 Schéma de principe d'un récepteur numérique

Supposons que l'émetteur transmet de l'information numérique via M formes d'ondes $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$ et que le canal introduit un bruit blanc Gaussien. La transmission de chaque forme d'onde se fait pendant la durée d'un symbole de durée T . Le signal reçu peut s'exprimer comme la somme du signal émis et du bruit introduit par le canal :

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.17)$$

Où $n(t)$ représente un bruit additif blanc Gaussien de densité spectrale de puissance $\phi_m(f) = \frac{1}{2} N_0$ W/Hz. L'extraction du signal émis à partir de cette équation, tout en minimisant la probabilité d'erreur, est la fonction principale des récepteurs optimaux.

Dans le paragraphe suivant, on décrira les principaux blocs d'un récepteur optimal : le démodulateur et le détecteur.

1.2.6.1 Le démodulateur

Deux types de démodulateurs seront décrits : le démodulateur à base de corrélateurs de signaux et le démodulateur à base de filtres adaptés.

1.2.6.1.1 Le corrélateur

Le démodulateur par corrélation de signaux décompose le signal reçu en un vecteur de N dimensions suivant une base orthonormée $\{f_n(t)\}$ décrivant l'espace des signaux. Le schéma du corrélateur est illustré à la figure 8.

Il a été établi que, la décision est basée sur les signaux à la sortie du corrélateur et les composantes du bruit : $r_k = s_{mk} + n_k$, $k = 1, 2, \dots, N$ [1]. On démontre aussi que la densité de probabilité de recevoir r sachant que s_m a été transmis, s'exprime par : [1]

$$p(r / s_m) = \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[- \sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right], \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (1.18)$$

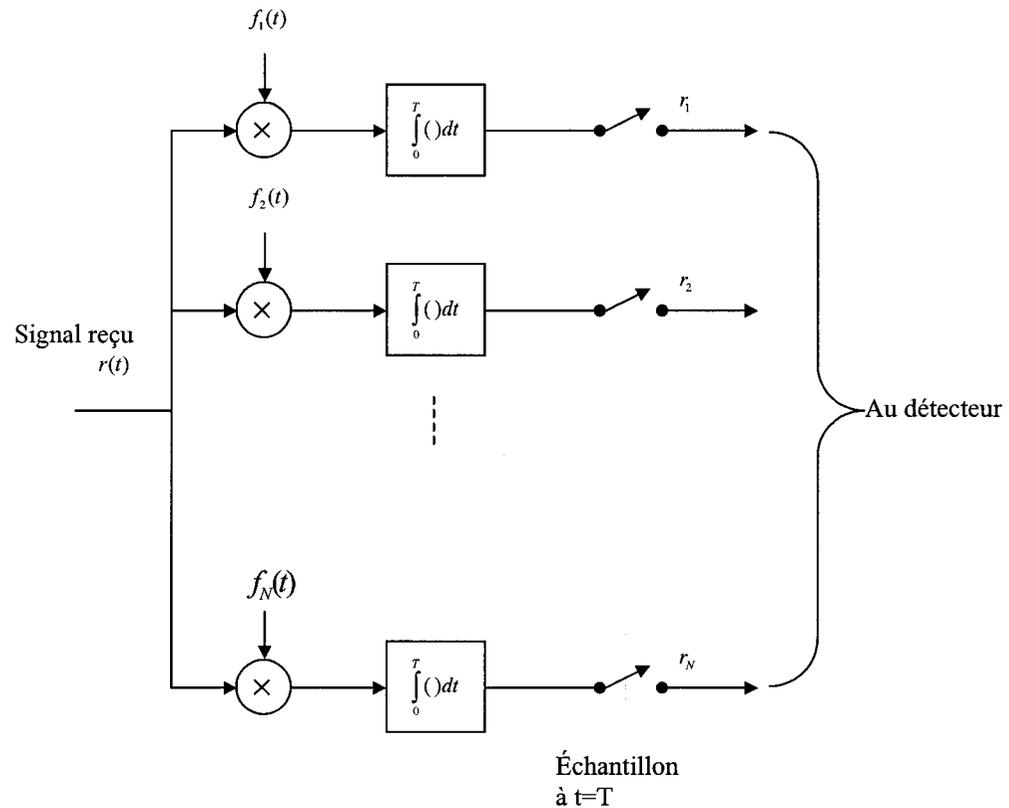


Figure 8 Démodulateur de type corrélateur

1.2.6.1.2 Le démodulateur à base de filtres adaptés

Une banque de N filtres linéaires est utilisée pour générer les composantes $\{r_k\}$. Ces filtres ont une réponse impulsionnelle telle que :

$$h_k(t) = \begin{cases} f_k(T-t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.19)$$

Une représentation du démodulateur à filtres adaptés est illustrée à la figure 9.

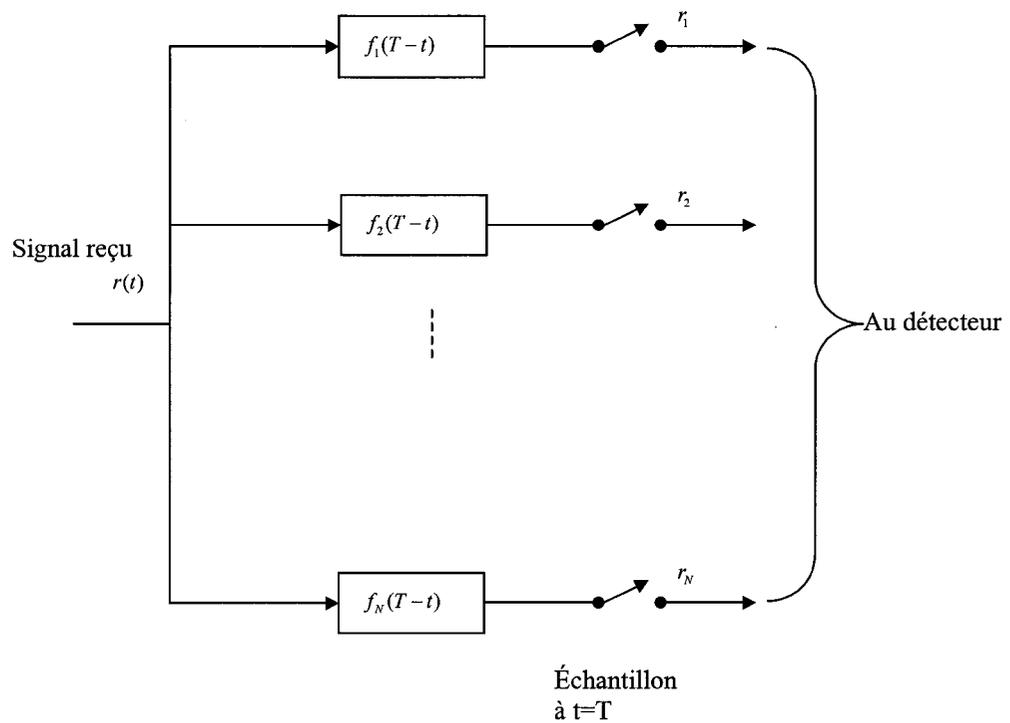


Figure 9 Démodulateur à base de filtres adaptés

Ainsi, la sortie de ces filtres est la décomposition du signal reçu dans la base orthonormée.

Une des propriétés intéressantes des filtres adaptés est qu'ils permettent de maximiser le rapport signal à bruit à leur sortie si le signal à l'entrée est corrompu par un bruit blanc Gaussien. [1]

$$SNR_0 = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt \quad (1.20)$$

Une autre propriété intéressante des filtres adaptés est que le rapport signal à bruit ne dépend que de l'énergie du signal d'entrée et non du signal lui-même.[1]

1.2.6.2 Les détecteurs optimaux

Le détecteur optimal décide quel signal a été transmis sachant que le vecteur r est reçu de manière à maximiser la probabilité que cette décision soit correcte. Cette condition peut être formulée de la manière suivante : trouver le signal s_m tel que la probabilité à posteriori définie comme la probabilité que s_m a été transmis sachant que r a été reçu, et notée $P(s_m/r)$, soit maximale. Ce critère s'appelle souvent *décision à base du maximum de la probabilité à posteriori (maximum a posteriori probability)*.

Dans le cas où les M signaux seraient équiprobables : $P(s_m) = \frac{1}{M}$ pour tout m , alors maximiser la quantité $P(s_m/r)$ se réduit à maximiser $p(r/s_m)$. Le critère de décision basée sur la maximisation de $p(r/s_m)$ est appelé *maximum de vraisemblance (maximum likelihood ML)*

Il a été démontré [1] que dans le cas d'un canal à bruit additif blanc et Gaussien (Additive White Gaussian Noise Channel AWGN), ML est équivalent à minimiser la distance :

$$D(r, s_m) = \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \quad (1.21)$$

Autrement dit, le critère de maximum de vraisemblance se résout à trouver le signal s_m qui est le plus proche du vecteur observation r , c'est le critère de *la distance minimale*.

1.2.6.3 Performances des récepteurs optimaux

Une manière de mesurer la performance du démodulateur et du décodeur est de calculer la fréquence à laquelle des erreurs surviennent dans la séquence décodée ou la probabilité moyenne d'erreur binaire. Les performances d'un récepteur optimal dépendent entre autres de la dimension de l'espace des signaux ainsi que de la modulation utilisée. On donne à titre d'illustration à la figure 10 et à la figure 11 ces performances pour deux types de modulation : la modulation par déplacement de Phase MDP et la modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ

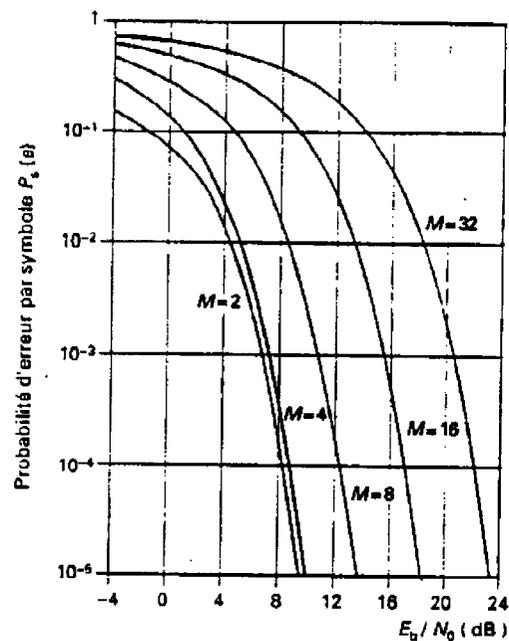


Figure 10 Probabilité d'erreur par symbole de la MDP

1.3 La qualité d'une transmission numérique

La qualité d'une transmission numérique dépend de la fidélité avec laquelle les éléments binaires ou M-aires du message sont restitués. Elle se mesure en général en évaluant la

probabilité d'erreur par élément binaire ou par symbole, définie comme la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire ou un symbole.

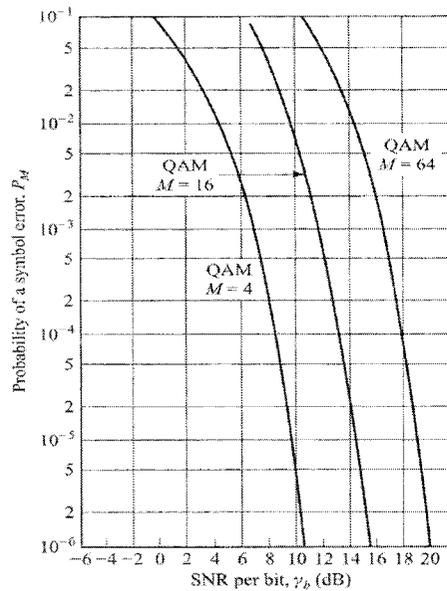


Figure 11 Probabilité d'erreur par symbole pour une MAQ

Cette probabilité d'erreur n'est jamais strictement nulle, mais cela ne signifie pas pour autant que la transmission est de mauvaise qualité. En effet, il suffit qu'elle prenne une valeur suffisamment faible pour satisfaire à un certain critère de fidélité, cette valeur dépend évidemment du type d'information transmise (parole, son, image, données, etc.) et du niveau de fidélité désiré : Une probabilité d'erreur de 10^{-6} par exemple peut être jugée satisfaisante pour la transmission de la parole en téléphonie.

CHAPITRE 2

LES COMMUNICATIONS MULTIÉMETTEURS MULTIRÉCEPTEURS

2.1 Intérêt des communications multi-transmetteurs

Une des tendances les plus importantes dans les systèmes de communication sans fil est l'utilisation des systèmes à multi-émetteurs multi-récepteurs communément connus sous le nom systèmes *MIMO* (Multiple Input Multiple Output). Un système *MIMO* utilise plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception pour diviser, par traitement du signal, les multitrajets du canal en des canaux indépendants. De tels systèmes peuvent utiliser un codage spatio-temporel pour accroître la Capacité [3]. Le flot de données à transmettre est divisé en des signaux séparés, et transmis dans différents canaux à multi-trajets dans l'espace. Bien que des considérations pratiques, telles l'intégration des antennes et les techniques de traitement numérique du signal, constituent un vrai défi pour ces systèmes, ils sont considérés comme l'avenir des communications sans fil dans les canaux à bande passante limitée. Ainsi une grande quantité d'information peut être canalisée dans un canal à bande étroite moyennant une utilisation intelligente de l'espace.

Les systèmes *MIMO* constituent de ce fait, un changement important quant à la conception des systèmes de communication. Ce changement est lié à la manière dont on considère le multi-trajet dans les systèmes de communication sans fil : l'ancienne vision considère que l'objectif des systèmes de communication sans fil est de combattre les distorsions causées par les multi-trajets afin d'approcher la limite théorique de la capacité pour une largeur de bande déterminée. La nouvelle vision avance que puisque les multi-trajets représentent plusieurs canaux entre l'émetteur et le récepteur, alors l'objectif des communications sans fil est de profiter des multi-trajets pour dépasser la capacité pour une largeur de bande limitée.

2.2 Modélisation des systèmes *MIMO*

2.2.1 Le modèle de signaux

En général, la transmission des signaux se fait soit en bande de base ou via une porteuse à travers un canal ayant une bande passante limitée. Si le signal et le canal ont des bandes passantes petites par rapport à la largeur de bande de cohérence du canal, alors le système est dit à bande étroite et passe bande. Pour analyser des systèmes de communication numériques, il n'est pas toujours nécessaire de considérer les translations dans le domaine fréquentielle. Ainsi, on peut choisir de travailler sur le modèle en bande de base ou de manière équivalente travailler sur le signal modulé à valeurs complexes. Si le signal à transmettre est de la forme :

$$x(t) = A(t) \cdot \sin(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

où f_c désigne la fréquence de la porteuse et $A(t), \phi(t)$ sont respectivement l'amplitude et la phase de l'enveloppe, alors sa représentation équivalente en bande de base est $\tilde{x}(t)$ telle que :

$$x(t) = \operatorname{Re}\{\tilde{x}(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.2)$$

et donc $\tilde{x}(t) = A(t)e^{j\phi(t)}$. Dans le reste de ce mémoire, on utilisera qu'une représentation en bande de base.

De plus, les modèles et les signaux sont supposés discrets dans le temps, c'est à dire qu'ils sont échantillonnés avec un même taux d'échantillonnage T_s correspondant à une fréquence d'échantillonnage $f_s = \frac{1}{T_s}$. Le signal continu $x(t)$ est représenté par $x(nT_s)$

où simplement par $x(n)$ où la variable n désigne un entier positif.

2.2.2 Le modèle de canal

Un système avec N_t émetteurs et N_r récepteurs est décrit par un filtre linéaire et causal ayant le même nombre d'entrées que le nombre d'antennes émettrices et le même nombre de sortie que le nombre d'antennes réceptrices. En raison de la propagation multi-trajets, le signal reçu par une antenne est une somme pondérée des symboles transmis précédemment. Ainsi, dans la plupart des cas, le modèle du canal *MIMO* peut être écrit une série infinie : [4]

$$H(z^{-1}) = \sum_{n=0}^{\infty} H_n z^{-n} \quad (2.3)$$

où H_n sont des matrices complexes de dimension $N_r \times N_t$ dont les éléments représentent l'atténuation et le déphasage du signal reçu avec un délai n . Le $i, j^{\text{ème}}$ élément de H est la fonction de transfert reliant l'émetteur j au récepteur i . La variable z^{-1} désigne un délai unitaire dans le temps.

En pratique, il est impossible d'estimer une infinité de matrices H_n à partir d'un nombre fini de données, ainsi un modèle linéaire avec un nombre fini de paramètres est adopté. Le nombre de termes dans l'équation (2.3) est limité, ce qui correspond à une réponse impulsionnelle d'un filtre FIR.

Les configurations les plus rencontrées sont celles où l'émetteur et le récepteur sont connectés à différentes antennes. Les cas particuliers du modèle de canal *MIMO* représenté par l'équation (2.3) sont le modèle à une entrée et à plusieurs sorties *SIMO* (Single Input Multiple Output), le modèle à plusieurs entrées et à une sortie *MISO* (Multiple Output Single Input) où $H(z^{-1})$ est respectivement un vecteur colonne ou ligne et le modèle à une entrée et à une sortie *SISO* (Single Input Single Output) où l'équation (2.3) se réduit à une sommation finie de scalaires.

2.2.2.1 La cohérence du canal

L'un des paramètres les plus importants pour décrire les canaux de communication sans fil est la cohérence. On donnera dans ce paragraphe un aperçu sur les types de cohérence dans les canaux sans fil [5].

2.2.2.1.1 Cohérence et sélectivité

L'évanouissement est un terme général pour décrire un canal sans fil affecté par une certaine sélectivité. Un canal est sélectif s'il varie comme une fonction du temps, de la fréquence ou de l'espace. Le terme opposé à la sélectivité est la cohérence. Un canal est dit cohérent s'il ne change pas comme une fonction du temps, de la fréquence ou de l'espace dans un intervalle donné correspondant à une fenêtre d'intérêt.

Puisque le canal peut alors varier en fonction du temps, de la fréquence et de l'espace, alors un concept fondamental dans la modélisation des canaux consiste à les classer selon qu'ils sont cohérents ou sélectifs [5].

2.2.2.1.2 La cohérence temporelle

Si on considère les hypothèses où la bande passante est suffisamment étroite : on néglige la variation du canal en fonction de la fréquence, et si on néglige la variation du canal dans l'espace, la cohérence temporelle peut être caractérisée par :

$$|H(t)| \approx V_0, \text{ pour } |t - t_0| \leq \frac{T_c}{2} \quad (2.4)$$

Où V_0 est une constante, T_c est l'intervalle d'intérêt dont la moyenne est définie comme le temps de cohérence [5]. La figure 12 illustre ces définitions.

La relation (2.4) est indépendante de la fréquence de la porteuse. La transmission d'un signal produit une onde sinusoïdale variant dans le temps, néanmoins la définition de la cohérence temporelle concerne plutôt l'enveloppe de cette onde.

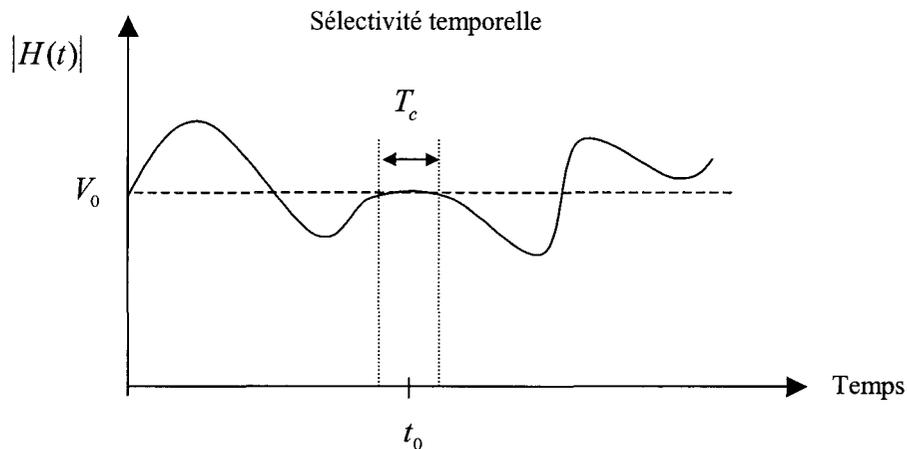


Figure 12 Canal variant dans le temps

L'évanouissement temporel du canal peut dégrader considérablement les performances d'un système de communication. Si le taux de transmission est comparable à la cohérence temporelle, le récepteur ne peut facilement démoduler le signal transmis de manière pertinente. Les fluctuations dues à la modulation des données et celles dues aux variations temporelles du canal parviennent en même temps, causant ainsi des distorsions catastrophiques.

Une méthode pour augmenter la pertinence d'un système de communication numérique dans un canal variant dans le temps serait de transmettre des symboles beaucoup plus large que la cohérence temporelle du canal et qui s'étalent sur une longue période afin de pouvoir filtrer les fluctuations de la porteuse de chaque symbole. Lorsque l'enveloppe de l'onde porteuse fluctue à un taux plus rapide que le taux de transmission des symboles, le canal est dit à *évanouissement rapide (fast fading)*.

Une autre méthode pour une communication pertinente dans un canal variant dans le temps serait de transmettre des symboles de durée beaucoup plus petite que la cohérence temporelle du canal. Dans ce cas, le canal apparaît comme statique durant la période

d'un symbole. Lorsque l'enveloppe de la porteuse varie à un rythme beaucoup plus bas que le taux de transmission des symboles alors le canal est dit à *évanouissement lent* (*slow fading*). Une illustration de ces évanouissements apparaît à la figure 13.

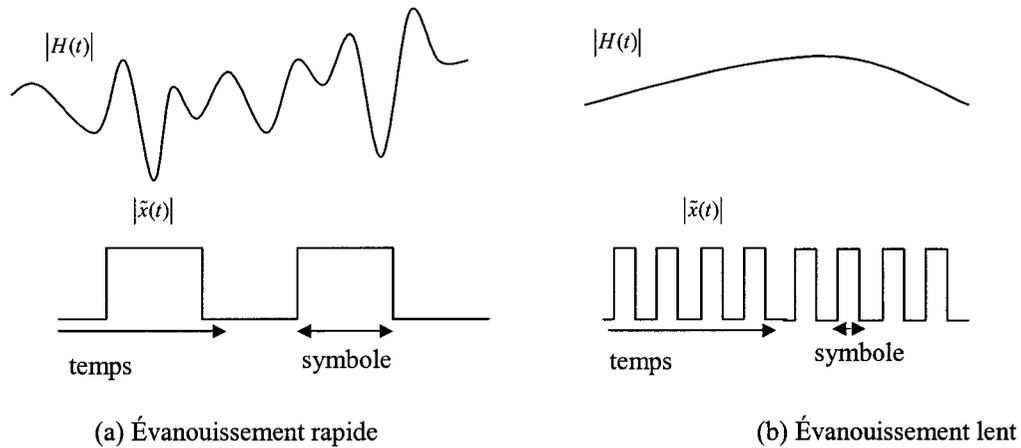


Figure 13 Évanouissements lents et rapides pour des symboles générés à partir d'une impulsion carrée

2.2.2.1.3 La cohérence fréquentielle

Un canal de communication a une cohérence fréquentielle si l'amplitude du signal modulé demeure constante dans un intervalle de fréquence spécifié. Cet intervalle de fréquence est souvent la bande passante du signal transmis. La cohérence fréquentielle peut être caractérisée par la relation :

$$|H(f)| \approx V_0 \text{ pour } |f_c - f| \leq \frac{B_c}{2}, \quad (2.5)$$

où V_0 est une amplitude constante, B_c est la largeur de l'intervalle de fréquence spécifié et f_c est la fréquence de la porteuse. La plus grande valeur de B_c qui vérifie la relation

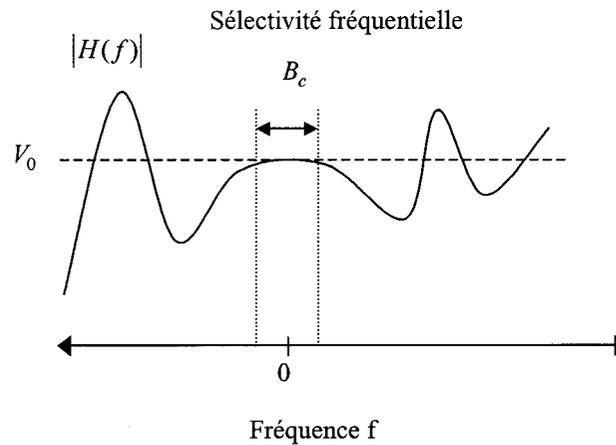


Figure 14 Variation fréquentielle du canal

(2.5) est appelée *bande de cohérence*. Une illustration de ces définitions est donnée à la figure 14.

Dans les communications sans fil, la perte de la cohérence fréquentielle est causée par la dispersion de la propagation dans les multi-trajets. Le récepteur voit arriver plusieurs copies du signal émis à des délais différents, la différence entre le plus grand et le plus petit de ces délais est appelée : *le délai d'étalement*. Chacune de ces copies correspond à un trajet depuis l'émetteur au récepteur. Ainsi, dans le domaine temporel, la dispersion dans le canal introduit ce qu'on appelle *les interférences entre symboles*, alors que dans le domaine fréquentielle, la dispersion induit des sommets et des creux dans la bande de fréquence spécifiée. Ce comportement fréquentiel permet une classification de l'évanouissement dans les canaux sans fil. Un canal dont la bande de cohérence est plus petite que la bande passante du signal transmis, est dit à *évanouissement sélectif* en fréquence. Un canal dont la bande de cohérence est plus grande que la bande passante du signal transmis, est dit à *évanouissement plat*. Une illustration de ces deux types d'évanouissement est donnée à la figure 15.

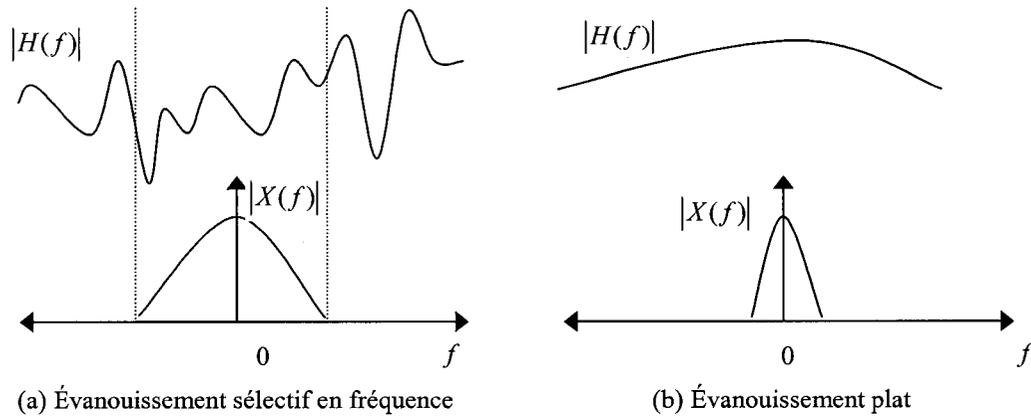


Figure 15 Évanouissement sélectif en fréquence et évanouissement plat pour un spectre du signal transmis

2.2.2.1.4 La cohérence spatiale

Un canal de communication a une cohérence spatiale si l'amplitude du signal modulé ne varie pas lors d'un déplacement du récepteur. Cette définition peut être caractérisée par la relation (2.6).

$$|H(r)| \approx V_0 \text{ pour } |r - r_0| \leq \frac{D_c}{2}, \quad (2.6)$$

où V_0 est une amplitude constante, D_c est la largeur de la position du déplacement et r_0 est une position arbitraire dans l'espace. La plus grande valeur de D_c pour laquelle la relation (2.6) est vérifiée, est appelée *distance de cohérence*. Elle représente le déplacement maximal qu'un récepteur ne peut dépasser si l'on veut considérer que le canal est statique. Une illustration de cette définition est donnée à la figure 16.

Cette définition de la sélectivité spatiale a été donnée dans le cas où le canal varie suivant la direction de déplacement du récepteur, il est donc une fonction à une dimension, cette définition peut toutefois être étendue à des variations dans l'espace [5].

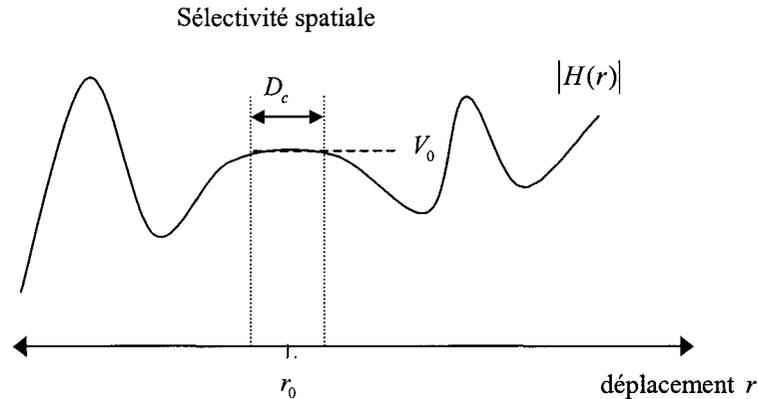


Figure 16 Variation (unidimensionnelle) du canal en fonction de l'espace

La sélectivité spatiale est due aux multi-trajets des signaux arrivant de différentes directions de l'espace. Ces signaux créent des interférences constructives et destructives qui font varier la puissance du signal reçu même pour des petits déplacements du récepteur. Si le déplacement effectué par le récepteur est plus grand que la distance de cohérence du canal, le canal subit alors un *évanouissement à petite échelle*.

2.2.3 Le modèle matriciel d'un système *MIMO*

Le modèle matriciel du canal d'un système *MIMO* est illustré à la figure 17.[5]

La structure de la figure 17 modélise les éléments de la matrice représentant le canal comme des fonctions de transfert $H_{ij}(\tau; t)$ entre l'élément $s_i(t)$ du vecteur signal transmis à travers l'émetteur i d'une part, et l'élément $r_j(t)$ du vecteur reçu au récepteur j . La variable n_j est la $j^{\text{ème}}$ composante d'un vecteur n représentant un bruit blanc Gaussien. Le canal varie en fonction du temps t et du délai τ représentant la dispersion due à une transmission à large bande. On peut alors écrire :

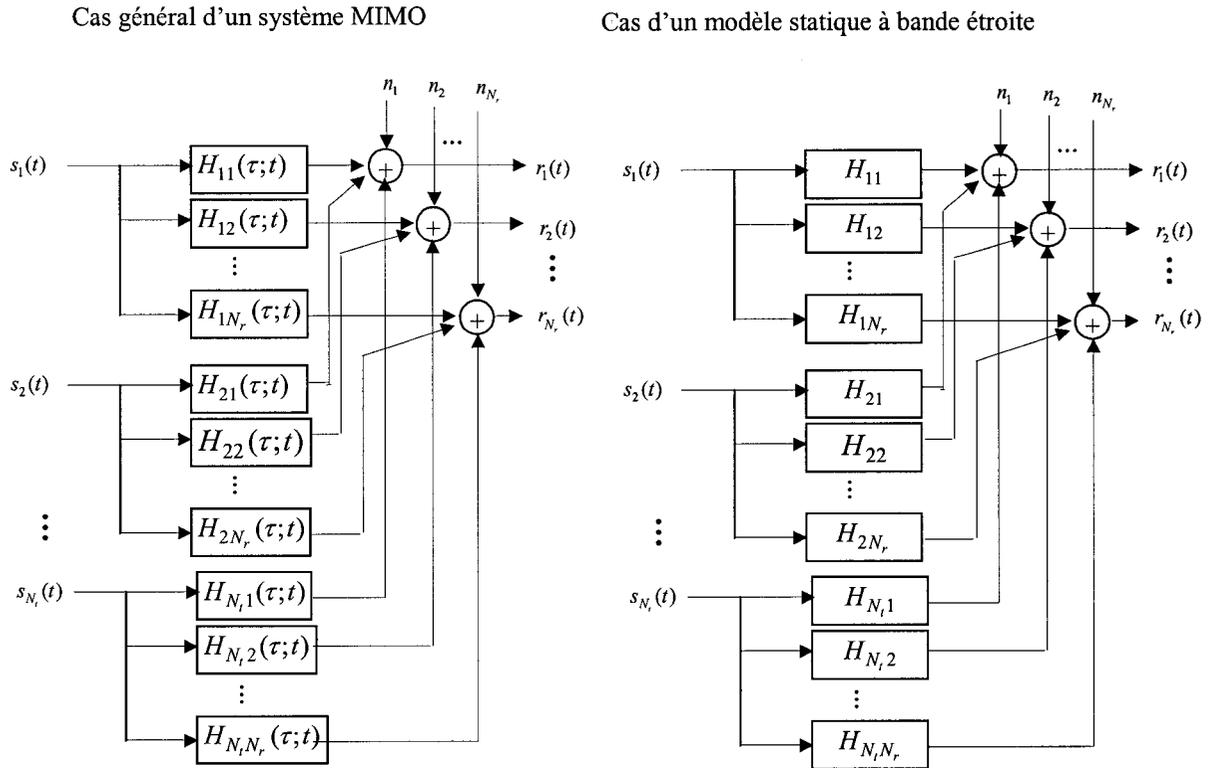


Figure 17 Diagramme bloc des différents canaux d'un système MIMO

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(\tau; t) \cdot s(\tau) \cdot d\tau + n(t), \quad (2.7)$$

$$\text{avec : } r(t) = \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \\ \vdots \\ r_{N_r}(t) \end{bmatrix}, \quad s(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_{N_s}(t) \end{bmatrix},$$

$$H(\tau;t) = \begin{bmatrix} H_{11}(\tau;t) & \cdot & \cdot & \cdot & H_{N_r,1}(\tau;t) \\ & & & & \\ & & & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{1,N_r}(\tau;t) & & & & H_{N_r,N_r}(\tau;t) \end{bmatrix} \text{ et } n(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ n_{N_r}(t) \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'un canal invariant dans le temps et une transmission à bande étroite, on peut écrire $H(\tau;t) = H$, et l'équation précédente se résume à :

$$r(t) = H \cdot s(t) + n(t) \quad (2.8)$$

2.3 Principe de la diversité

Les techniques de la diversité s'appuient sur le principe que des erreurs surviennent à la réception si les atténuations dues au canal sont larges, c'est à dire si le canal opère un évanouissement important. Si on peut faire parvenir au récepteur plusieurs répliques de l'information à transmettre mais à travers des trajets à évanouissements indépendants alors la probabilité que toutes les composantes du signal subissent simultanément un évanouissement, est petite. Autrement dit, si p est la probabilité qu'un signal subit un évanouissement plus important qu'une valeur critique, alors la probabilité que toutes les répliques subissent le même évanouissement est p^L , où L est le nombre de répliques indépendantes d'un signal donné. On dit alors que *la diversité du système est d'ordre L* . Plusieurs techniques sont utilisées pour acheminer ces répliques au récepteur [1]. Plusieurs techniques sont disponibles pour créer une diversité dans un système de communication.

2.3.1 Les diversités d'antennes

L'objectif de la diversité d'antennes est de surmonter la sélectivité spatiale dans les canaux de communication sans fil causée par de faibles évanouissements. Elle comporte plusieurs types de diversité : [5]

* La diversité spatiale

Un récepteur qui utilise la diversité spatiale possède plusieurs antennes identiques, chacun générant un canal de communication indépendant. Du point de vue conception, toutes les antennes ont le même diagramme de rayonnement et la même polarisation.

* La diversité de polarisation

Cette technique utilise deux ou plusieurs antennes polarisées différemment pour créer différents canaux au niveau du récepteur.

* La diversité de rayonnement

Elle utilise des antennes à diagrammes de rayonnement différentes. Ces différentes configurations recombinent les multi-trajets de façon à produire un canal différent pour chaque configuration et ce, même si les antennes sont localisées au même endroit.

* La diversité de transmission

Elle consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission pour contrôler l'évanouissement au niveau du récepteur.

2.3.2 Les diversités temporelles

Il existe un autre type d'évanouissement qui affecte les canaux de communication sans fil variant dans le temps ou en fréquence. La diversité temporelle a pour objectif de surmonter ce type d'évanouissement. La diversité temporelle comporte toutes les configurations qui permettent d'obtenir des canaux d'information supplémentaires en utilisant les techniques de traitement numérique du signal. On en cite les principales :

* La diversité fréquentielle

Elle consiste à transmettre la même information sur différentes porteuses. Ces porteuses doivent être suffisamment séparées pour que les évanouissements correspondants ne soient pas corrélés.

* La diversité de codes

C'est une technique qui consiste à utiliser un signal ayant une largeur de bande suffisamment grande associée à diverses fréquences. À cause des multi-trajets, des répliques de ce signal arrivent au récepteur mais avec des retards différents. Ces composantes seront par la suite résolues et recombinaées dans un égaliseur.

* La diversité de temps

Elle consiste à transmettre le signal à des intervalles de temps différents dans un canal variant dans le temps. Ces intervalles dépendent du rythme de variation du canal. Ces répétitions du signal seront reçues avec des évanouissements différents et engendreront une diversité en conséquence.

2.4 La capacité du canal pour les systèmes à plusieurs antennes

Les nouvelles recherches en théorie de l'information ont montré que les systèmes *MIMO* sont capables d'une grande capacité de transmission dans les systèmes de communication sans fil [3;6]. Cette amélioration peut être obtenue grâce aux techniques de traitements numériques de signal. Des algorithmes ont été proposés à ce sujet [3;4;6-11], certains de ces algorithmes seront abordés dans le chapitre 3. Mais avant de quantifier cette amélioration de la capacité de transmission, les performances liées à la limite de Shannon des systèmes classiques à antennes multiples seront abordées.

2.4.1 Système à une antenne à l'émission et une antenne à la réception

La configuration d'un tel système est illustrée à la figure 18.[5]

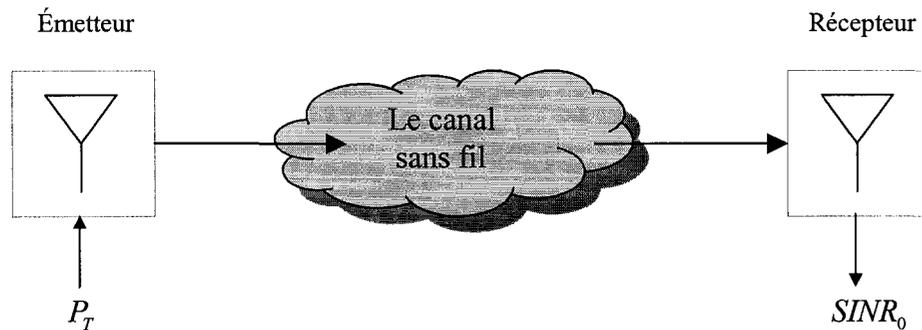


Figure 18 Une transmission de type une antenne à l'émission et à la réception

Pour un canal donné, une puissance à l'émission P_T , on a au récepteur un signal ayant un rapport, entre la puissance du signal et la puissance de la somme du bruit et des interférences, égal à $SINR_0$, la limite de Shannon en terme de capacité du canal s'exprime par : [5]

$$C = B \cdot \log_2(1 + SINR_0) \quad (2.9)$$

Où B est la bande passante dont on dispose pour la transmission. Cette configuration sera prise comme base pour évaluer la variation de la capacité en fonction du nombre d'antennes à l'émission ou/et à la réception.

2.4.2 Système à une antenne à l'émission et à plusieurs antennes à la réception (SIMO)

Une représentation des systèmes *SIMO* est illustrée à la figure 19.

Pour les systèmes *SIMO*, N_r antennes sont utilisées au récepteur, produisant ainsi N_r différentes copies du signal transmis. Si ces copies ont en moyenne la même amplitude, alors elles peuvent être combinées de manière à créer un signal reçu de puissance N_r^2 fois plus grande que cette moyenne. Le rapport entre la puissance du signal et celle de la

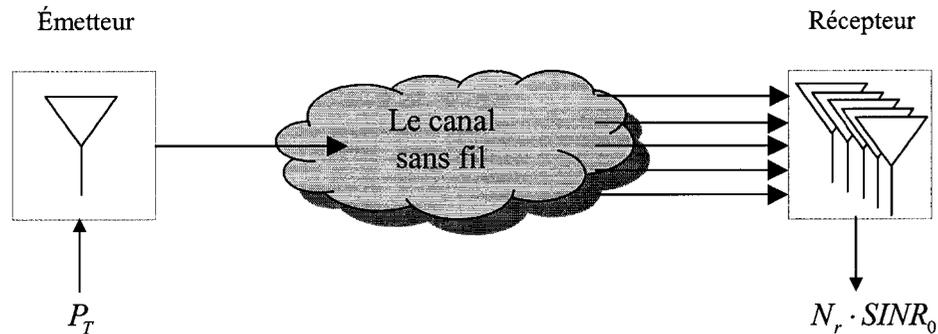


Figure 19 Une transmission de type *SIMO*

somme du bruit et des interférences s'exprime par : [5]

$$SINR \approx \frac{N_r^2 \cdot \text{Puissance du signal}}{N_r \cdot \text{Puissance du bruit et interférences}} = N_r \cdot SINR_0 \quad (2.10)$$

La capacité dans ce cas est approximativement égale à : [5]

$$C \approx B \cdot \log_2(1 + N_r \cdot SINR_0) \quad (2.11)$$

2.4.3 Système à plusieurs antennes à l'émission et à une antenne à la réception (*MISO*)

Une représentation des systèmes *MISO* est illustrée à la figure 20.

Dans cette configuration, N_t antennes sont utilisées à l'émission. La puissance totale à l'émission est répartie sur les N_t branches à la transmission. Bien que la puissance par antenne à l'émission soit atténuée, les signaux transmis peuvent être déphasés de façon à s'ajouter constructivement à la réception. Le rapport entre la puissance du signal et celle de la somme du bruit et des interférences s'exprime par : [5]

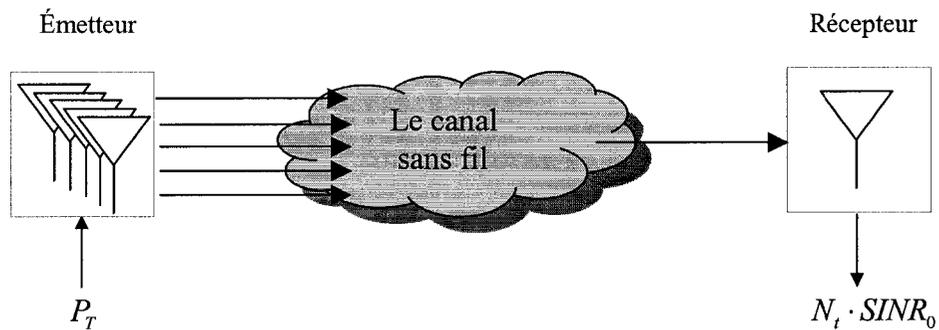


Figure 20 Une transmission de type *MISO*

$$SINR \approx \frac{N_t^2 \cdot \text{Puissance du signal} / N_t}{\text{Puissance du bruit et interférences}} = N_t \cdot SINR_0 \quad (2.12)$$

la capacité dans ce cas est approximativement égale à :

$$C \approx B \cdot \log_2(1 + N_t \cdot SINR_0) \quad (2.13)$$

2.4.4 Système à plusieurs antennes à l'émission et à la réception (*MIMO*)

Une représentation des systèmes *MIMO* est illustrée à la figure 21.

Le système *MIMO* peut être interprété comme une combinaison d'une configuration *SIMO* et une autre *MISO*. Les signaux sont transmis et reçus avec des déphasages de façon à maximiser la puissance totale du signal reçu. Théoriquement, le résultat est approximativement une augmentation par $N_t \cdot N_r$ du $SINR_0$ du signal reçu :[5]

$$C \approx B \cdot \log_2(1 + N_t \cdot N_r \cdot SINR_0) \quad (2.14)$$

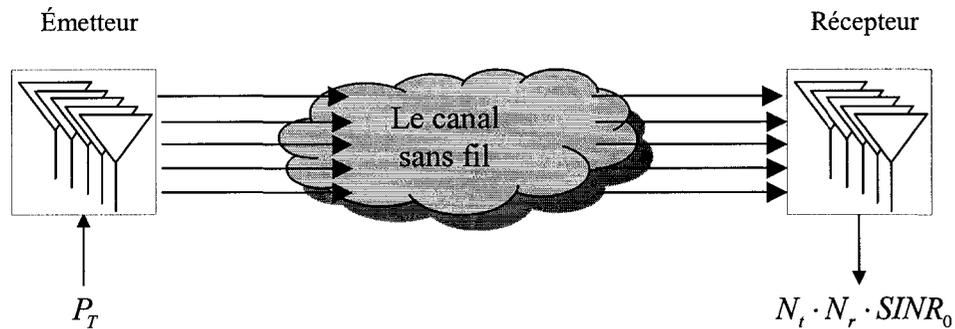


Figure 21 Une transmission de type *MIMO*

Les configurations à plusieurs antennes décrites jusqu'à présent ont été étudiées de manière classique où la maximisation de la capacité de transmission est réalisée via une maximisation du *SINR* de chaque signal transmis. Ainsi, cette configuration est caractérisée par une augmentation de la capacité du canal par rapport au système conventionnel à une antenne à l'émission et à la réception, toutefois cette augmentation est logarithmique en fonction du nombre d'émetteurs et de récepteurs. Il y a un autre type d'interprétations physiques du canal *MIMO* qui permettent une augmentation linéaire de la capacité de transmission en fonction du nombre d'émetteurs.

En effet, si on prend en considération les différents signaux transmis à travers chaque antenne, une augmentation linéaire de la capacité peut être atteinte. A cet effet, on peut établir que si on transmet différents bits d'information sur chacun des N_t antennes vers N_r antennes réceptrices, en supposant que $N_r \geq N_t$, alors la capacité du système *MIMO* s'exprime par :[5]

$$C \approx N_t \cdot B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{N_r}{N_t} \cdot \text{SINR}_0 \right) \quad (2.15)$$

Notons que l'équation (2.15) diffère de l'équation (2.14) du système classique à plusieurs antennes : Le *SINR* de chaque canal diminue, alors que la capacité globale du système augmente linéairement en fonction du nombre d'émetteurs. La formule (2.15) constitue tout l'intérêt des systèmes *MIMO*.

Il est à signaler que cette capacité est obtenue moyennant des techniques de traitement numérique du signal qui engendrent une complexité aux systèmes. Heureusement que cette complexité peut être réduite considérablement en choisissant des algorithmes de détection appropriés.

2.5 Codage du canal et complexité radio fréquence (RF) liée aux systèmes MIMO

Le codage correcteur d'erreurs constitue un volet de recherche important dans les systèmes de communication MIMO. Le codage spatio-temporel proposé dans [12] est réalisé d'une façon intercalée à travers les antennes à l'émission afin de fournir le même niveau de protection à chaque antenne. Ce codage permet de générer un gain en diversité pour les systèmes MIMO. Les schémas de codage généralement utilisés sont à base de codes de convolutions. Toutefois, un autre type de codage simple et linéaire a été proposé dans [13]. Ce codage ne fonctionne malheureusement que pour une configuration à deux antennes à l'émission.

Comme il a été signalé précédemment, la théorie de l'information a démontré que la capacité augmente considérablement avec le nombre d'antennes. Ceci suggère l'intégration du plus grand nombre d'éléments possible dans l'espace disponible. L'utilisation d'un espacement entre antennes de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde peut améliorer énormément la capacité de transmission. À une fréquence de 2 GHz par exemple, cet espacement correspond à 7.5 centimètres. Cependant, la corrélation spatiale entre antennes peut être considérable même pour un espacement supérieur à la longueur d'onde si l'étalement angulaire des ondes entrantes est petit. De

ce fait, pour un espacement inférieur à la moitié de la longueur d'onde, les effets d'accouplement mutuel commencent à surgir, et la capacité de transmission se dégrade considérablement[14].

CHAPITRE 3

LES ALGORITHMES DE DETECTION DES RÉCEPTEURS *MIMO*

3.1 Description générale des systèmes *MIMO*

Une configuration générale d'un système de communication de type *MIMO* est illustrée à la figure 22. Un flot de données est démultiplexé en N_t sous-flots. Chaque sous-flot est ensuite codé en symboles et transmis via une antenne. Le processus de codage constitue une possibilité de traitement de données à l'émission, il sera expliqué d'avantage par la suite. Chaque émetteur transmet les symboles à un taux de $1/T$ symboles par seconde suivant une constellation QAM. On suppose que la même constellation est utilisée pour tous les émetteurs et que la transmission est réalisée par trame de L_b symboles. La puissance d'excitation de chaque émetteur est proportionnelle à $1/N_t$, ainsi la puissance totale radiée demeure constante et indépendante du nombre d'émetteurs N_t [6].

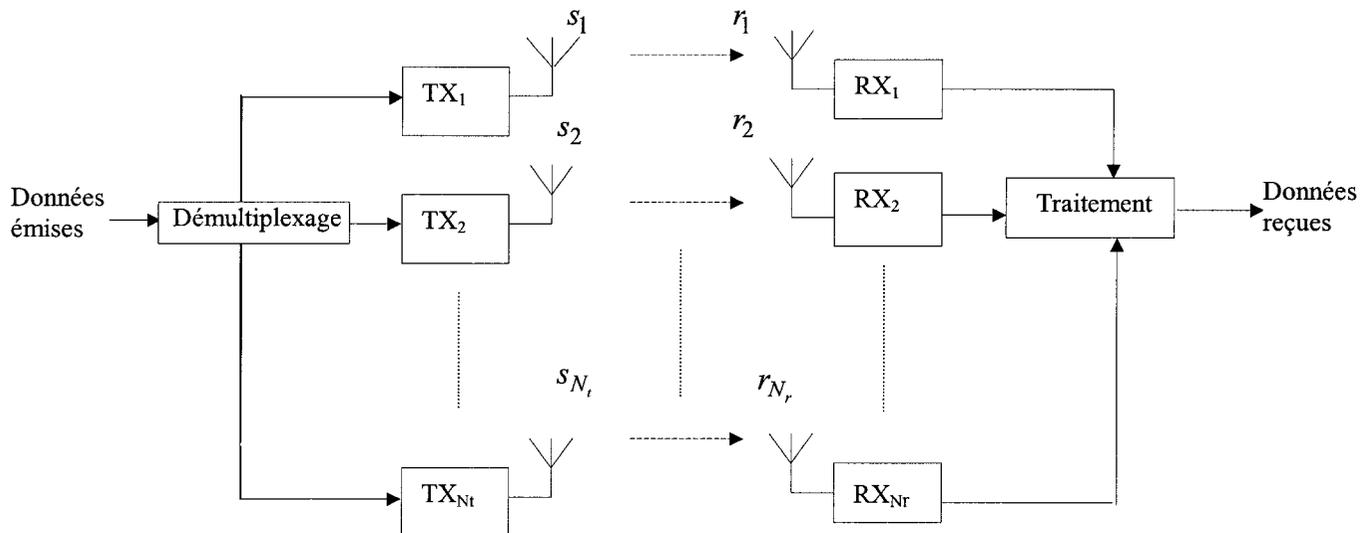


Figure 22 Configuration générale d'un système de type *MIMO*

On suppose que la propagation des signaux de l'émetteur au récepteur est réalisée suivant un canal de Rayleigh et que chaque signal subit un évanouissement non sélectif en fréquence. On suppose aussi que le canal varie lentement pendant la durée d'une trame de L_b symboles. Les pertes entre chaque paire d'antennes du canal sont supposées connus au récepteur à travers des séquences d'entraînements ou des algorithmes d'adaptation. On ne fera, de ce fait, aucune différence entre H la matrice représentant le canal et son estimation.

Après échantillonnage du signal reçu, l'équation (2.8) s'écrit :

$$r(k \cdot T) = H \cdot s(k \cdot T) + n(k \cdot T) \quad (3.1)$$

Où k est un entier positif. Cette équation peut s'écrire simplement en mode discret comme :

$$r = H \cdot s + n \quad (3.2)$$

Où $s = [s_1, s_2, \dots, s_{N_t}]^T$ est le vecteur de symboles émis, $r = [r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]^T$ est le vecteur de symboles reçu, H est la matrice d'ordre (N_t, N_r) représentant le canal dont les éléments sont indépendants et identiquement distribués, et $n = [n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]^T$ est le vecteur représentant le bruit dont les composantes sont des variables aléatoires Gaussiennes identiquement distribuées de moyenne nulle et de variance $\frac{\sigma^2}{2}$.

L'équation (3.2) sera la base de notre développement des algorithmes de détection des récepteurs *MIMO*, ainsi que des résultats de simulation. Les résultats de simulations seront présentés dans le chapitre 5.

3.2 Algorithmes de détection linéaires

Dans ce paragraphe, les algorithmes de détection linéaires sont introduits. Un algorithme de détection est dit linéaire si l'estimation statistique (avant décision) du vecteur émis s'obtient par transformation linéaire du vecteur reçu. Ces algorithmes sont caractérisés par leur simplicité et leurs performances moyennes.

3.2.1 Détecteur à inversion du canal (DIC)

Cette technique est basée sur le calcul de l'inverse de la matrice représentant le canal H . Le vecteur estimé est obtenu par :

$$s_{est} = \left[(H^* H)^{-1} H^* \right] r = H^+ r \quad (3.3)$$

Où H^* désigne la transposée conjuguée de la matrice. H^+ est la *matrice pseudo inverse* de H . La condition principale pour l'existence de la *matrice pseudo inverse* (appelée aussi *matrice inverse au sens de Moore-Penrose*) est que le nombre de colonnes soit inférieur ou égal au nombre de lignes, c'est-à-dire $N_t \leq N_r$, sinon la matrice $H^* \cdot H$ devient singulière et donc sa matrice inverse n'existe pas [15]. D'autre part, $(H^* \cdot H)^{-1}$ existe si et seulement si les colonnes de H sont indépendantes. C'est en fait le cas, puisqu'on a supposé que les éléments de H sont indépendants [7].

L'étape finale consiste à prendre une décision sur chacune des composantes $(s_{est})_i$ du vecteur s_{est} , c'est à dire à assigner à chacune des composantes le point le plus proche de la constellation considérée. On dénotera le vecteur décidé par \hat{s} .

Il a été établi que pour un système de communication où une configuration (N_t, N_r) est utilisée, avec $N_t \leq N_r$, l'ordre de la diversité de la probabilité d'erreur moyenne est celle d'un système utilisant un filtre adapté basé sur une combinaison à taux maximal (Maximal Ratio Combiner : MRC) et ayant une antenne à l'émission et $N_r - N_t + 1$ antennes à la réception. L'ordre de la diversité dans ce cas, est $N_r - N_t + 1$ [1;7].

3.2.1 Détecteur à erreur quadratique moyenne minimale (Minimum Mean Square Error : MMSE)

Ce détecteur est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Il consiste à utiliser une matrice W telle que les conditions (3.4) et (3.5) soient réalisées :

$$s_{est} = W \cdot r \quad (3.4)$$

$$J(W) = E[\|e\|^2] = E[\|s - W \cdot r\|^2] \text{ est minimale} \quad (3.5)$$

Cette matrice est égale à : [7]

$$W = (\alpha I_{N_t} + H^* H)^{-1} H^*, \quad (3.6)$$

où $\alpha = 1/\rho$ et ρ étant le rapport signal à bruit SNR par antenne réceptrice.

Les composantes du vecteur s_{est} ainsi obtenu, sont assimilées aux points les plus proches de la constellation dans le bloc de décision.

Remarques :

1. À la différence du DIC, le détecteur MMSE tient compte du bruit

2. L'ordre de la diversité du détecteur MMSE est le même que celui obtenu par le détecteur DIC.

Les deux algorithmes présentés dans ce paragraphe sont attrayants en raison de leur simplicité et la linéarité des opérations matricielle effectuées lors de la détection. Toutefois, ils ne peuvent être appliqués que sous la condition $N_t \leq N_r$, en raison du calcul de la matrice pseudo inverse, ce qui limite considérablement la capacité de transmission. De plus, leurs performances sont très moyennes [16]. De meilleures performances peuvent être obtenues si des techniques de détection non linéaires sont utilisées

3.3 Algorithmes de détection non linéaires

3.3.1 Algorithme à maximum de vraisemblance

Le détecteur à maximum de vraisemblance établit l'estimation du vecteur émis suivant la relation (3.7) :

$$s_{est} = \arg \min_i \|r - H.a_i\|, \quad (3.7)$$

où a_i est un vecteur formé des éléments de la constellation considérée.

Le vecteur reçu est comparé exhaustivement avec toutes les combinaisons possibles de vecteurs formés de points de la constellation considérée. Ainsi, s_{est} sera confondu avec la combinaison ayant généré la distance minimale suivant la relation (3.7).

Contrairement aux détecteurs linéaires, il a été établi que l'ordre de la diversité de la probabilité d'erreur moyenne pour un détecteur à maximum de vraisemblance est égal au nombre d'antennes à la réception N_r , indépendamment du nombre d'émetteurs

[1;7;16]. Ainsi la probabilité d'erreur moyenne est proportionnelle à SNR^{-N_r} . D'autre part, cet algorithme ne nécessite pas de calcul de matrice inverse et demeure fonctionnel même dans les cas où $N_t \geq N_r$ [16].

Cependant, cet algorithme présente des inconvénients liés à sa complexité qui augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes, notamment pour des constellations à plusieurs points. Des techniques sont proposées à ce sujet en vue de diminuer sa complexité de calcul tout en conservant ses attrayantes performances [16].

3.3.2 Algorithme *BLAST*

Entre les détecteurs linéaires moins performants et relativement faciles à implanter et les détecteurs optimaux de haute performance mais de grande complexité, les algorithmes *BLAST* constituent un compromis intéressant en raison de leur simplicité relative et de leurs performances qui se situent entre celles des algorithmes linéaires et des détecteurs optimaux. Proposés pour la première fois en 1996 aux laboratoires Bell Labs à New Jersey aux États Unis par G. J. Foschini [3], ces algorithmes consistent à détecter les signaux séquentiellement et à annuler successivement l'effet des interférences sur les signaux non encore détectés par soustraction des signaux déjà détectés.

En effet, il a été prouvé qu'une amélioration considérable des performances peut être obtenue si en plus de l'annulation linéaire une soustraction successive des symboles déjà détectés est réalisée [6]. En utilisant une soustraction de ces symboles, les interférences provenant de ces composantes sont aussi soustraites du vecteur reçu. On se retrouve de ce fait, avec un vecteur reçu contenant moins d'interférences. Ce processus est en quelque sorte similaire à l'égaliseur à retour d'état.

Depuis la première version des algorithmes *BLAST* appelée Diagonal *BLAST* (*D-BLAST*), des modifications de cette technique ont été proposées dans la littérature. Ces approches visaient tantôt à diminuer la complexité tantôt à améliorer les performances.

3.3.2.1 Algorithme *D-BLAST*

Présenté pour la première fois par G. J. Foschini dans [3], les algorithmes dits *D-BLAST* emploient un codage spatio-temporel à l'émission en vue d'atteindre la pleine diversité (full diversity). Avec cette technique, la limite de Shannon peut être approchée. Ainsi, il a été démontré qu'une capacité de transmission 40 fois plus grande qu'un système classique à une antenne à l'émission et une antenne à la réception, peut être atteinte, et ce pour une même puissance d'émission et une même largeur de bande [3].

3.3.2.1.1 Émetteur *D-BLAST*

La figure 23 illustre le scénario à l'émission dans les architectures *D-BLAST* [3].

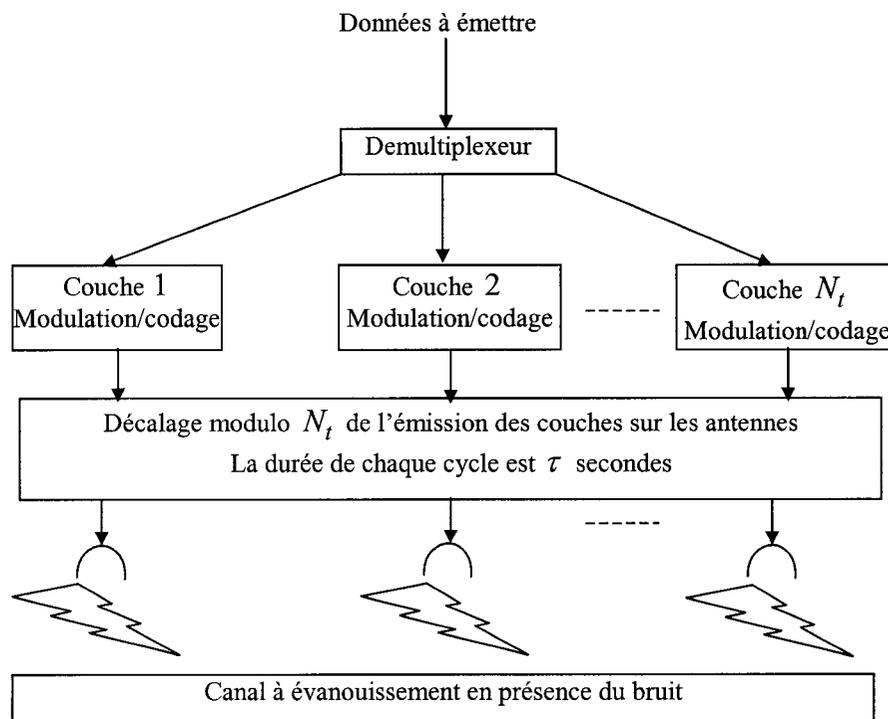


Figure 23 Processus d'émission dans les systèmes *D-BLAST*

Le flot de données à émettre est démultiplexé en N_t sous-flots à taux de transmission égal. Par la suite, chaque sous-flot est codé de manière indépendante. Le type de codage utilisé n'a volontairement pas été spécifié dans [3]. Au lieu de véhiculer un sous-flot à

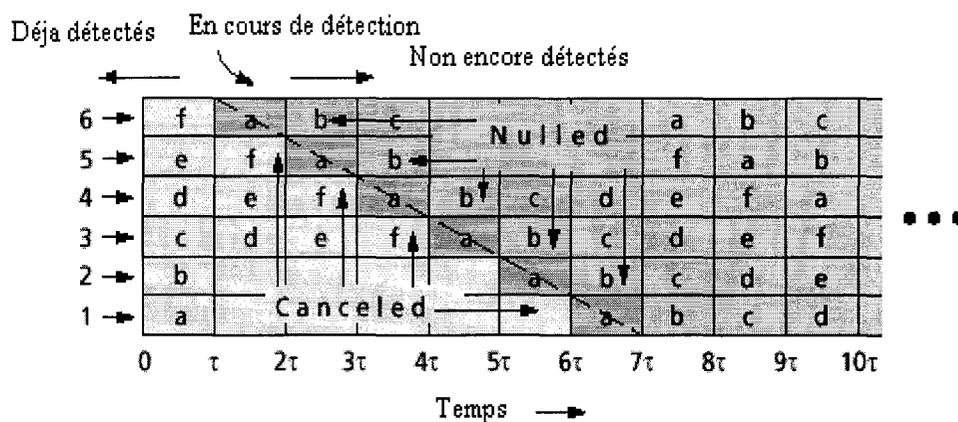
l'antenne correspondante, celui-ci est associé à chacune des N_t antennes pendant un cycle de temps de durée τ . Chaque sous-flot est de ce fait, émis à travers toutes les antennes pendant un cycle totale de durée $N_t \cdot \tau$. Les sous-flots partagent ainsi une présence équilibrée sur tous les chemins en direction du récepteur. De ce fait, aucun des sous-flots n'est emprisonné dans un chemin défavorable. Avec une telle architecture, chaque sous-canal a la même capacité de transmission

3.3.2.1.2 Récepteur *D-BLAST*

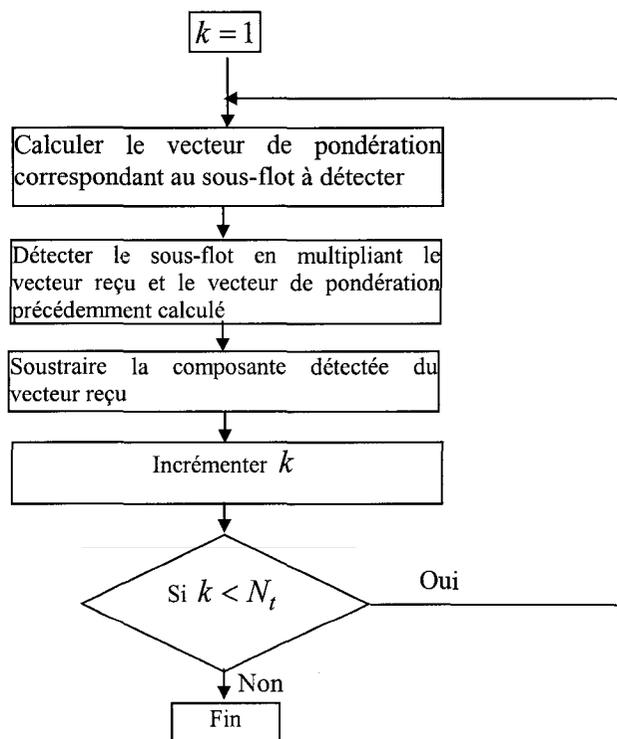
Le récepteur stocke les sous-flots de données émanant de l'émetteur et les extrait de manière séquentielle. Chaque étape de détection dure τ secondes pendant laquelle une couche de données est détectée. Cette couche consiste en un sous-flot de longueur $N_t \cdot \tau$. Les couches sont par la suite décodées et multiplexées pour générer le flot de données initialement émis [5].

Quand l'algorithme détecte le premier sous-flot, les autres sous-flots non encore détectés sont annulés et ceux qui l'ont précédemment été sont soustraits pour augmenter le gain en diversité [5]. La figure 24 illustre un processus de détection pour une configuration d'antennes 6 par 6 telle que présenté dans [3]. Le vecteur reçu est dénoté par $r = [a, b, c, d, e, f]$. La figure 24 illustre le processus de détection pour le premier sous-flot en diagonal a , les autres sous-flots non encore détectés sont annulés et ceux déjà détectés sont soustraits.

La détection de chaque sous-flots nécessite le calcul d'un vecteur de pondération. Ce vecteur dépend en fait du critère de détection utilisé. Si le critère de détection est le forçage à zéro (*Zero Forcing :ZF*), alors le vecteur de pondération est ligne correspondant au sous-flot à détecter de la matrice H^+ donnée par (3.3). Si le critère de détection est le *MMSE*, alors le vecteur de pondération est la ligne correspondant au sous-flot à détecter de la matrice W donnée par la relation (3.6).

Figure 24 Technique de détection *D-BLAST*

L'algorithme *D-BLAST* est décrit à la figure 25 :

Figure 25 Processus de détection de l'algorithme *D-BLAST*

Cependant, l'algorithme *D-BLAST* souffre d'une complexité liée à la difficulté d'implémentation en raison principalement du codage spatio-temporel entrepris à l'émission. L'algorithme Vertical BLAST (*V-BLAST*) a été proposé par la suite dans [6] en vue de surmonter ces difficultés d'implantation au prix de performances légèrement moins importantes.

3.3.2.2 Algorithme *V-BLAST*

L'architecture dite Vertical BLAST (*V-BLAST*) a été présentée la première fois dans [6]. Des mesures au laboratoire ont montré qu'une capacité de 40 bps/Hz, peut être atteinte. Le bloc diagramme du système *V-BLAST* est illustré à la figure 26 :

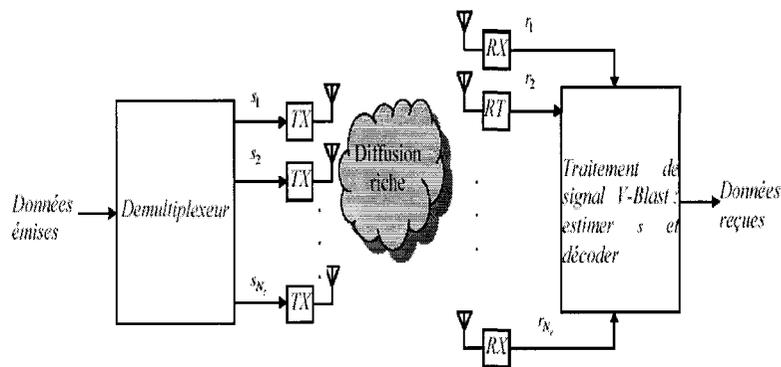


Figure 26 Diagramme bloc du système *V-BLAST*

3.3.2.2.1 Émetteur *V-BLAST*

Un flot de données est démultiplexé en N_t sous-flots. Chaque sous-flot est codé en symboles, puis transmis à travers une antenne. Les émetteurs $1, 2, \dots, N_t$ opèrent en canal commun à un taux de $1/T$ symboles par seconde. On suppose que les temps d'émission des symboles sont synchronisés. Les composantes du vecteur émis sont des symboles représentant les points d'une constellation QAM. On suppose que la même constellation est utilisée pour chaque sous-flot et que la transmission est réalisée par rafale de longueur L_b symboles. La puissance d'excitation de chaque émetteur est proportionnelle

à $1/N_r$, de façon à ce que la puissance de radiation totale soit constante et indépendante de N_r [6;17].

À la différence du *D-BLAST*, le traitement du signal à l'émission est simplement un démultiplexage suivi d'un codage indépendant de chaque sous-flot. Aucune redondance n'est nécessaire, ni retransmission des sous-flots sur les différentes antennes. De plus, aucun codage entre sous-flot n'est nécessaire, car ces derniers sont indépendants dans leur architecture spatio-temporelle. Cependant, un codage individuel par sous-flot peut être utilisé. De ce fait, la diversité temporelle dans le processus d'émission en *V-BLAST* est pénalisée par rapport au *D-BLAST*. Ainsi, la réduction de la complexité est réalisée au détriment des performances.

3.3.2.2 Récepteur V-BLAST

Les récepteurs $1,2,\dots,N_r$, sont des récepteurs QAM conventionnels. Ces récepteurs opèrent aussi en canal commun. Le processus de traitement du signal à la réception utilise une combinaison des anciennes et nouvelles techniques pour séparer les signaux de manière efficace. Ainsi, une grande efficacité spectrale est atteinte et la capacité de Shannon est approchée à 90 %. En effet, la technique *V-BLAST* propose en plus d'une détection linéaire par annulation des interférences telles que proposée par les méthodes de détection linéaires, une soustraction des symboles déjà détectés. En utilisant cette technique les interférences émanant des symboles déjà détectés sont aussi soustraites du vecteur reçu générant ainsi un nouveau vecteur renfermant moins d'interférences [6;17].

Lorsque la soustraction des symboles est utilisée, l'ordre dans lequel les composantes du vecteur s sont détectées, devient important. A cet effet, il a été démontré qu'en détectant à chaque étape la composante ayant le plus grand *SNR*, on réalise une détection avec un ordre optimal [6;17].

L'algorithme de détection *V-BLAST* peut être décrit comme suit [6] :

Étape préliminaire: Ordonnancement des puissances des composantes du vecteur reçu.

Si on suppose que $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_t}\}$ est l'ordre optimal de la détection, alors on peut écrire :

$$SNR(s_{k_1}) \geq SNR(s_{k_2}) \geq \dots \geq SNR(s_{k_{N_t}}) \quad (3.8)$$

Où $SNR(s_{k_i})$ désigne le SNR de la composante s_{k_i} du vecteur émis s .

N.B : Pour simplifier les notations, les indices seront volontairement omis lors de la description des algorithmes, ainsi s_{k_i} sera simplifié par s_k

Étape 1 : En utilisant le vecteur annulant w_k , former la décision y_k telle que :

$$y_k = w_k^T \cdot r_1 \quad (3.9)$$

Où $r_1 = r$ désigne le vecteur reçu.

Étape 2 : Décider sur y_k pour obtenir \hat{s}_k

$$\hat{s}_k = Q(y_k) \quad (3.10)$$

Où $Q(\cdot)$ désigne une opération de quantification, suivant la constellation utilisée.

Étape 3 : Soustraction des symboles déjà détectés du vecteur reçu :

$$r_2 = r_1 - \hat{s}_k(H)_k \quad (3.11)$$

Où $(H)_k$ est la colonne k de la matrice canal H . Le processus est par suite réitéré jusqu'à la détection de tous les symboles.

Le calcul du vecteur annulant w_k dépend du critère de détection choisi. Les critères les plus fréquents sont le critère de forçage à zéro (Zero Forcing : ZF) ou le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne ($MMSE$). Si ZF est choisi comme critère de détection, alors w_k est la ligne k de la matrice pseudo-inverse H^+ donnée par (3.3). Si le critère de détection est $MMSE$, alors w_k est la ligne k de la matrice W donnée par la relation (3.6). L'algorithme V-BLAST, incluant la détermination de l'ordre optimal de la détection, est décrit dans le tableau I:

	Traitement	Étape
Initialisation	$i = 1$	(a)
	$G_1 = G$	(b)
	$k_1 = \arg \min_j \ (G_1)_j\ ^2$	(c)
Itération	$w_{k_i} = (G_i)_{k_i}$	(d)
	$y_{k_i} = w_{k_i}^T \cdot r_i$	(e)
	$\hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i})$	(f)
	$r_{i+1} = r_i - \hat{s}_{k_i} (H)_{k_i}$	(g)
	$G_{i+1} = G_{\bar{k}_i}$	(h)
	$k_{i+1} = \arg \min_{j \in \{k_1, \dots, k_i\}} \ (G_{i+1})_j\ ^2$	(i)
	$i = i + 1$	(j)

Tableau I Algorithme V-BLAST avec ordre optimal de détection

Où $(G_i)_j$ désigne la ligne j de G_i .

Les étapes décrites dans le tableau I représentent :

- (a) : Initialisation
- (b) : Calcul de la matrice G selon le critère de détection
- (c) : Détermination de l'ordre de la ligne de G_1 ayant la norme minimale
- (d) : Identifier le vecteur annulant w_{k_i} à la ligne de G_1 ayant la norme minimale
- (e) : Estimation de la composante k_i du vecteur émis
- (f) : Décision suivant la constellation considérée
- (g) : Soustraction de la composante décidée du vecteur reçu
- (h) : Calcul de la nouvelle matrice de détection à partir d'une nouvelle version de H où les colonnes correspondant aux composantes déjà détectées sont annulées
- (i) : Détermination de l'ordre de la ligne de G_i ayant la norme minimale parmi les lignes correspondant aux composantes non encore détectées
- (j) : Réitération du processus

Ainsi, l'algorithme V-BLAST permet d'éviter la complexité inhérente au codage spatio-temporel réalisé à l'émission dans l'algorithme D-BLAST, au prix de performances moins importantes. Toutefois, les calculs inhérents à la détermination de l'ordre optimal de détection ainsi que le calcul successif des pseudo-inverses à chaque étape, rendent l'algorithme V-BLAST lent à implanter. Cette lenteur augmente considérablement en particulier pour des configurations où le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, sont grands. Des versions dites rapides et efficaces des algorithmes V-BLAST, générant moins de complexité de calcul, ont été proposées dans ce sens [18;19].

Cependant, les algorithmes V-BLAST sont affectés entre autres par le problème de la propagation d'erreur et de la limitation de la diversité globale de transmission ainsi que

de la médiocrité des performances dans des configurations où $N_r \leq N_t$ [11;20-24]. Les algorithmes dits Turbo-BLAST (T-BLAST) se proposent de remédier à ces limitations.

3.3.2.3 Algorithme T-BLAST

A notre connaissance, les algorithmes T-BLAST ont été introduits pour la première fois dans [21]. Le terme « Turbo » dans T-BLAST se relie au processus itératif de l'algorithme par analogie au décodage Turbo. Contrairement à D-BLAST, les systèmes T-BLAST sont capables d'une grande efficacité spectrale en utilisant un codage conventionnel à l'émission et à la réception [21].

3.3.2.3.1 Émetteur T-BLAST

Le schéma de l'émetteur dans les architectures T-BLAST est illustré à la figure 27 [21] :

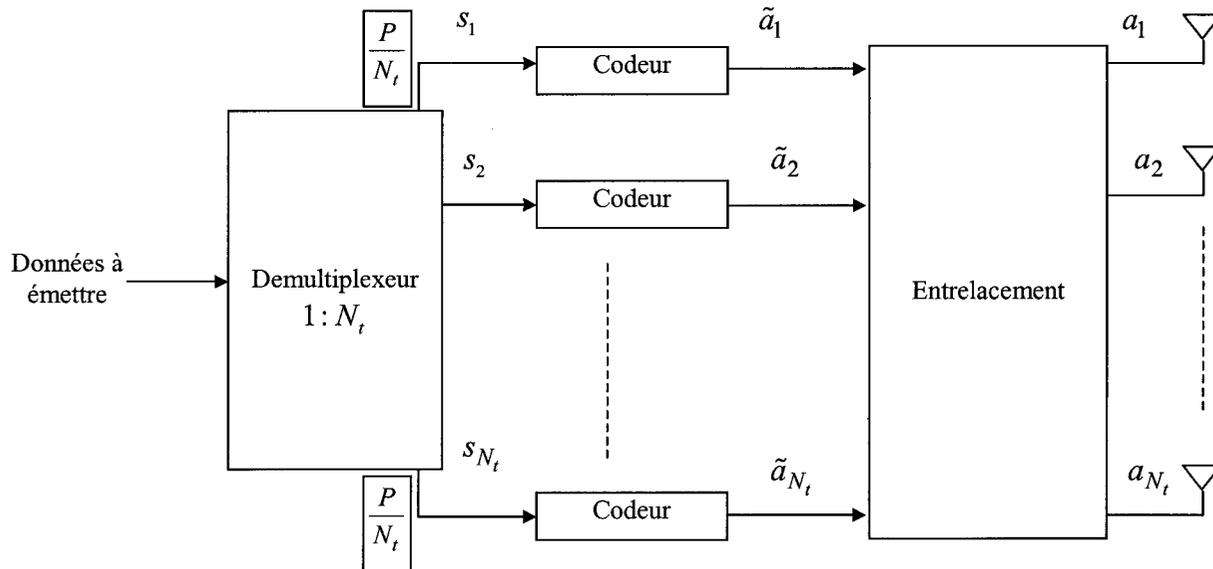


Figure 27 Émetteur T-BLAST

Le flot de données à émettre est démultiplexé en N_t sous flots $\{s_k\}_{k=1}^{N_t}$. On suppose que les N_t émetteurs sont synchronisés et débitent à taux d'émission constant égal à $1/T$

symboles par seconde. Les sous-flots sont codés dans un codeur correcteur d'erreur, puis transformés par une modulation BPSK en symboles $\{\tilde{a}_k\}_{k=1}^{N_t}$. Les symboles sont par la suite entrelacés pour éliminer la corrélation entre les flots à émettre. Chaque sous-flot entrelacé, dénoté par $\{a_k\}_{k=1}^{N_t}$, est finalement transmis à travers une antenne [21].

3.3.2.3.2 Récepteur T-BLAST

Le schéma bloc du récepteur T-BLAST est illustré à la figure 28 [21] :

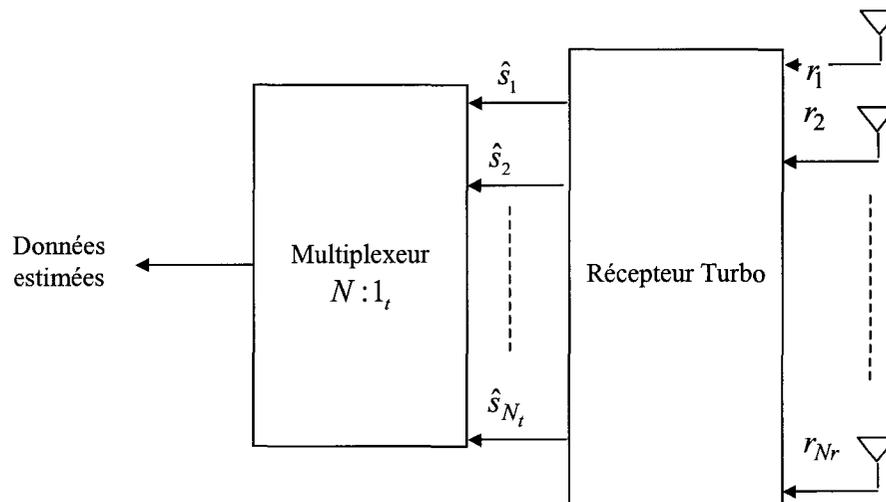


Figure 28 Récepteur T-BLAST

A la réception, chacune des antennes reçoit les signaux radiés des N_t antennes émettrices. Les instants d'échantillonnage des N_r récepteurs sont supposés synchronisés. Le modèle BLAST est utilisé pour une communication point à point.

En vue de faciliter l'écriture des équations à la réception, on suppose que le canal varie lentement dans le temps, que la transmission se fait en bande étroite et que l'évanouissement en fréquence est plat.

Le vecteur reçu r peut s'écrire :

$$r = \sum_{k=1}^{N_t} h_k a_k + n \quad (3.12)$$

Où $r = [r_1, r_2, \dots, r_{N_r}]^T$ est un vecteur de dimension N_r , la variable $a_k, k = 1, 2, \dots, N_t$ représente les sous-flots de données, la variable $n = [n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]^T$ désigne un vecteur complexe de dimension N_r représentant le bruit. Les composantes du bruit sont des gaussiennes supposées non corrélées de moyenne nulle et de variance σ^2 . La variable $h_k = [h_{k1}, h_{k2}, \dots, h_{kN_r}]^T$ est un vecteur représentant la ligne k de la matrice H du canal. Si a_k est le signal désiré, alors l'équation (3.12) s'écrit :

$$r = h_k a_k + \sum_{j \neq k} h_j a_j + n \quad (3.13)$$

La source majeure des interférences dans les systèmes BLAST est l'interférence générée par la présence simultanée de plusieurs antennes (Co-Antenna Interference : CAI), et désignée dans la relation (3.13) par le terme $\sum_{j \neq k} h_j a_j$. Il est possible d'utiliser un filtre adapté basé sur une combinaison à taux maximal (MRC) pour extraire le signal désiré. Toutefois, cette technique n'est pas efficace en raison des CAI [21].

Dans les récepteurs T-BLAST, le recours à une technique non-linéaire, basée sur une soustraction parallèle et successive des interférences, est utilisé. Le schéma du récepteur itératif (ou Turbo) est présenté à la figure 29 [21].

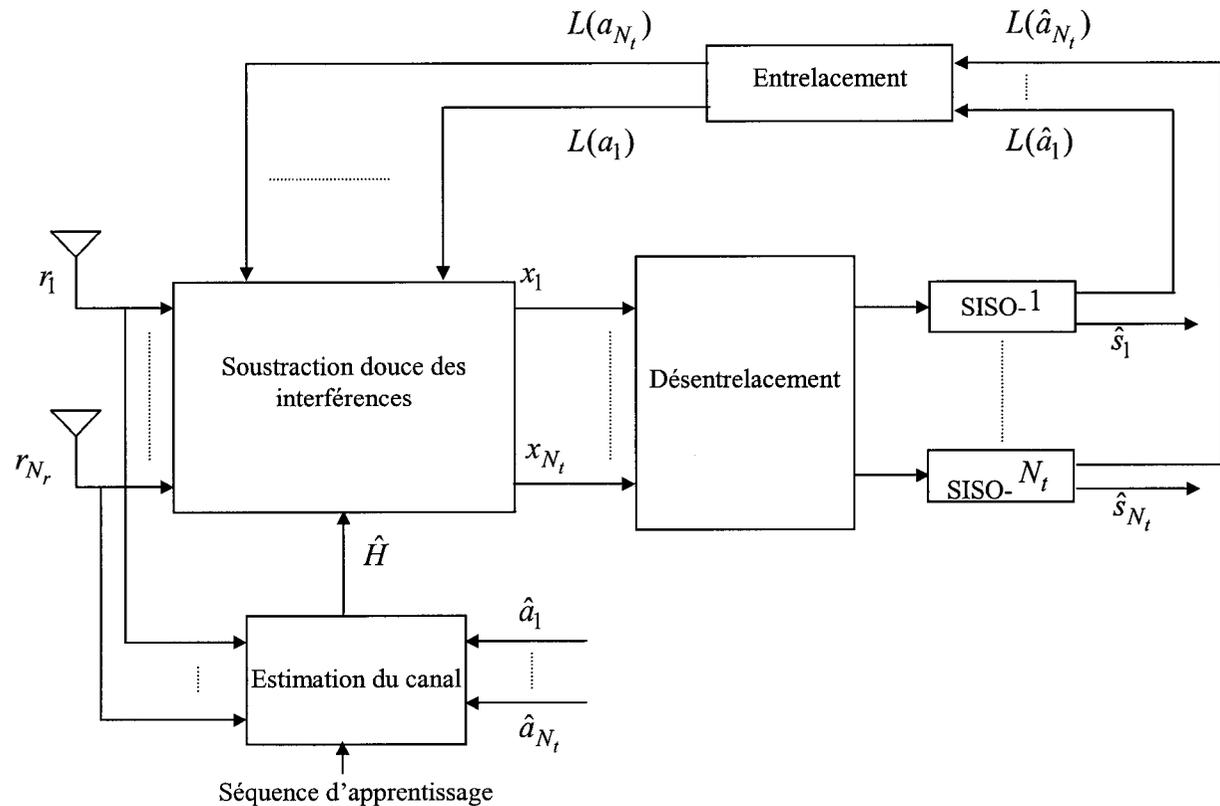


Figure 29 Processus de détection T-BLAST

Le récepteur itératif T-BLAST est composé de deux étages. Le premier étage renferme N_t détecteurs parallèles à soustraction douce des interférences. Le second étage est un ensemble de N_t décodeurs de canal parallèles à entrée et sortie douces (Soft Input Soft Output Decoder : SISO Decoder). Les détecteurs et décodeurs s'échangent mutuellement de l'information concernant les signaux à détecter. Ce processus est réitéré pour améliorer graduellement la décision. Le désentrelacement introduit au récepteur est utilisé pour compenser l'entrelacement à l'émission.

Les tâches réalisées par le détecteur du premier étage peuvent être récapitulées comme suit :

- Soustraction douce et itérative des interférences

- Filtrage adapté basé sur un MRC

Pour ces deux tâches, une courte séquence d'apprentissage est utilisée pour estimer le canal.

- Re-estimation du canal à chaque itération, à l'aide de l'ensemble des symboles décodés
- **Soustraction douce et itérative des interférences :**

Dans ce processus, les interférences CAI sont soustraites du signal reçu avant que le récepteur procède à un filtrage adapté de type MRC.

Supposons que $\{\hat{s}_j\}_{j=1}^{N_t}$ est une première estimation des sous-flots émis. Le vecteur reçu r_k , correspondant au sous-flot k et ne contenant aucune interférence, est exprimé par :

$$r_k = r - \sum_{j \neq k} h_j \hat{a}_j. \quad (3.14)$$

Si on filtre ce vecteur à travers un filtre *MRC* dont les coefficients sont les composantes de la transposée conjuguée du vecteur h_k , alors la décision statistique s'exprime :

$$\begin{aligned} x_k &= h_k^* h_k s_k + \sum_{j \neq k} h_k^H h_j (s_j - \hat{s}_j) + h_k^* n \\ &= d_k + \delta_k + \bar{n}_k \end{aligned} \quad (3.15)$$

Si les interférences sont parfaitement identifiées, alors $\delta_k \rightarrow 0$, et x_k se réduit à :

$$\begin{aligned}
x_k &= h_k^* h_k s_k + h_k^* n \\
&= \|h_k\|^2 s_k + \bar{n}_k
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Cependant, puisqu'on ne connaît pas une estimation des sous-flots émis, on remplace l'estimée des symboles $\{\hat{s}_j\}$ par leur espérance statistique $E[s_j]$ qui vaut :

$$E[s_j] = \sum_{s_j \in \{-1, +1\}} s_j P(s_j) \quad j = 1, 2, \dots, N_t \tag{3.17}$$

la relation (3.15) devient :

$$\begin{aligned}
x_k &= h_k^* h_k s_k + \sum_{j \neq k} h_k^* h_j (s_j - E(s_j)) + h_k^* n \\
&= d_k + \hat{\delta}_k + \bar{n}_k
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Au fur et à mesure que le nombre d'itérations augmente, $E[s_j] \rightarrow s_j$, et l'équation (3.18) se réduit à (3.16)

- **Décodage SISO :**

La probabilité à priori $P(s_j)$ de l'équation (3.17) est fournie par les décodeurs appelés SISO [21;25]. Ces décodeurs oeuvrent de manière identique que l'algorithme BCJR utilisé en Turbo-décodage [21;25].

Les probabilités à priori, sont calculées à partir des sorties douces du décodeur lors des itérations ultérieures, en utilisant les relations suivantes :

$$P(s_j = +1) = \frac{\exp(L(s_j))}{1 + \exp(L(s_j))} \quad (3.19)$$

$$P(s_j = -1) = \frac{1}{1 + \exp(L(s_j))}, \quad (3.20)$$

où $L(s_j)$ est le ratio de vraisemblance logarithmique (Log-Likelihood Ratio : LLR) du symbole s_j en provenance du décodeur SISO j . L'espérance statistique $E[s_j]$ est donnée par :

$$\begin{aligned} E\{s_j\} &= \frac{(+1)\exp(L(s_j))}{1 + \exp(L(s_j))} + \frac{(-1)}{1 + \exp(L(s_j))} \\ &= \tanh\left(\frac{L(s_j)}{2}\right) \quad j = 1, 2, \dots, N_t, \end{aligned} \quad (3.21)$$

où $\tanh(x)$ désigne la tangente hyperbolique de la variable x .

Finalement, l'estimation des interférences est donnée par :

$$E(u_k) = \sum_{j \neq k} h_j E(s_j) = \sum_{j \neq k} h_j \tanh(L(s_j)/2) \quad (3.22)$$

La structure du soustracteur itératif d'interférences est illustrée à la figure 30 :

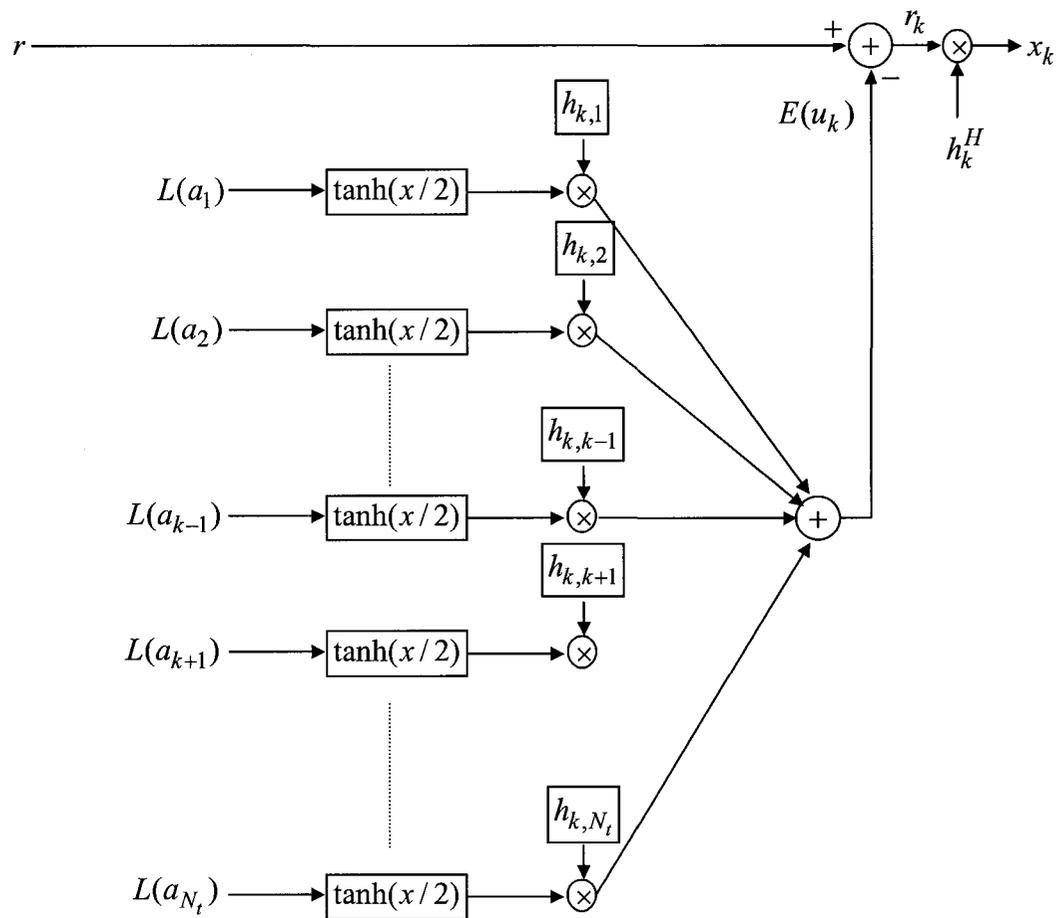


Figure 30 Détecteur à soustraction douce et itérative des interférences

- **Re-estimation du canal :**

En pratique, pour que la soustraction des interférences s'opère de manière efficace, une estimation du canal est nécessaire. Durant les premières itérations, une courte séquence d'apprentissage est utilisée en vue d'estimer le canal. Celle-ci est nécessaire pour réaliser la soustraction des interférences et le filtrage dans les *MRC*. Toutefois, à l'aide d'une courte séquence d'apprentissage, l'estimation d'un canal variant lentement dans le temps est difficile dans les systèmes BLAST [21]. Une re-estimation du canal est de ce fait nécessaire. Celle-ci est réalisée à chaque itération, à l'aide de tous les symboles déjà

détectés d'un paquet. Cette nouvelle estimation du canal est utilisée par le détecteur pour estimer les vecteurs de pondération des filtres d'adaptation ainsi que les interférences.

Dans ce chapitre, quelques algorithmes de détection des systèmes de communication à plusieurs antennes ont été présentés. Ces algorithmes sont soit linéaires, facilement réalisables, mais de performances modestes ou non linéaires introduisant une complexité relative et de performances plus importantes. Les algorithmes optimaux enregistrent les meilleures performances, ils sont toutefois très complexes à implanter. Les algorithmes BLAST constituent alors un compromis intéressant en raison de leur simplicité relative et de leurs performances importantes. Plusieurs travaux de recherche ont été proposés en vue de les améliorer d'avantage [8;10;11;18;19;22;23].

Les algorithmes présentés supposent généralement une propagation dans un canal de Rayleigh, à évanouissement non sélectif en fréquence et qui est complètement identifié au récepteur. Des scénarios où le canal est sélectif en fréquence ont été étudiés dans [26-29]. Des algorithmes dits adaptatifs, où le canal est supposé non identifié au récepteur, sont présentés dans [27].

CHAPITRE 4

LES ARCHITECTURES DE RÉCEPTION PARALLÉLISABLES

4.1 Intérêt des architectures de réception parallélisables

Dans les systèmes de communication *MIMO*, les architectures de réception parallèles ont l'avantage d'être plus rapides que la détection séquentielle pour une technologie donnée, de ne requérir aucun ordonnancement de puissance à la réception, et de réduire les délais de détection. Les architectures de réception dites parallélisables offrent en plus, la possibilité de former des blocs de réception élémentaires indépendants ou semi-indépendants. Le traitement de données dans chaque pseudo-détecteur est ainsi simplifié et l'échange éventuel de données entre les blocs est considérablement réduit. Cette parallélisation (matérielle ou logicielle) de la réception dans les systèmes de communication à plusieurs antennes est une méthode classique de traiter un problème mathématique engendrant des calculs importants. La résolution, par exemple, d'un système d'équation de la forme $AX + B = C$, où A est une matrice de dimension m par n , X est l'inconnue et B et C sont des vecteurs de dimension m , peut s'effectuer par diagonalisation en bloc de la matrice A , c'est en fait une parallélisation de ce système d'équation permettant de réduire énormément la complexité du problème. De manière inverse, la parallélisation de l'architecture de réception permettrait aussi d'opérer une détection pour un système de communication dont le nombre d'antennes à l'émission et à la réception est grand en imbriquant des sous-détecteurs élémentaires 8×8 , 4×4 ou 2×2 .

Cependant, les calculs au niveau du récepteur dans les scénarios à détection parallèle sont complexes et les performances généralement pas meilleures que celles de la détection séquentielle classique. D'autre part, les performances et la complexité de tels systèmes dépendent du nombre d'émetteurs et de récepteurs, ainsi que des algorithmes adoptés au niveau de la réception.

Les algorithmes V-BLAST par leur processus de détection séquentiel suppose évidemment une grande différence de SNR entre symboles. De plus, pour les communications à très haut débit, ce scénario est peu commode à cause des délais de détection. La détection parallèle remédie à cet handicap et présente l'avantage de permettre de créer des structures de réception parallélisables ou modulaires.

4.2 Détection parallèle multiétages à base de ZF :

4.2.1 Détection parallèle (PD) :

La méthode de détection proposée est une détection parallèle (PD : Parallel Detection) similaire à celle proposée dans [30]. Contrairement à la détection en série où le nombre d'étages est égal au nombre de symboles à détecter, la détection parallèle fonctionne par approximations successives des symboles. Chaque approximation est un étage de détection où tous les symboles sont estimés en même temps. Le premier étage est un détecteur à base de ZF. Il génère une estimation grossière du signal émis. Le deuxième étage raffine cette estimation. Le processus est réitéré pour obtenir de meilleures performances. le diagramme bloc de la détection PD pour un système N_t par N_r est schématisé dans la figure 31 :

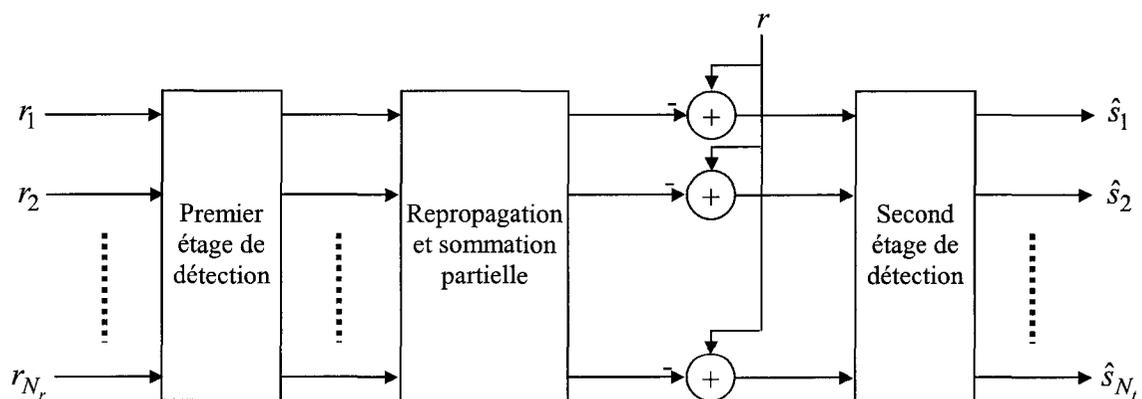


Figure 31 Schéma bloc de la détection PD

A titre d'illustration, l'architecture du récepteur, pour un système 4x4, est donnée à la figure 32 :

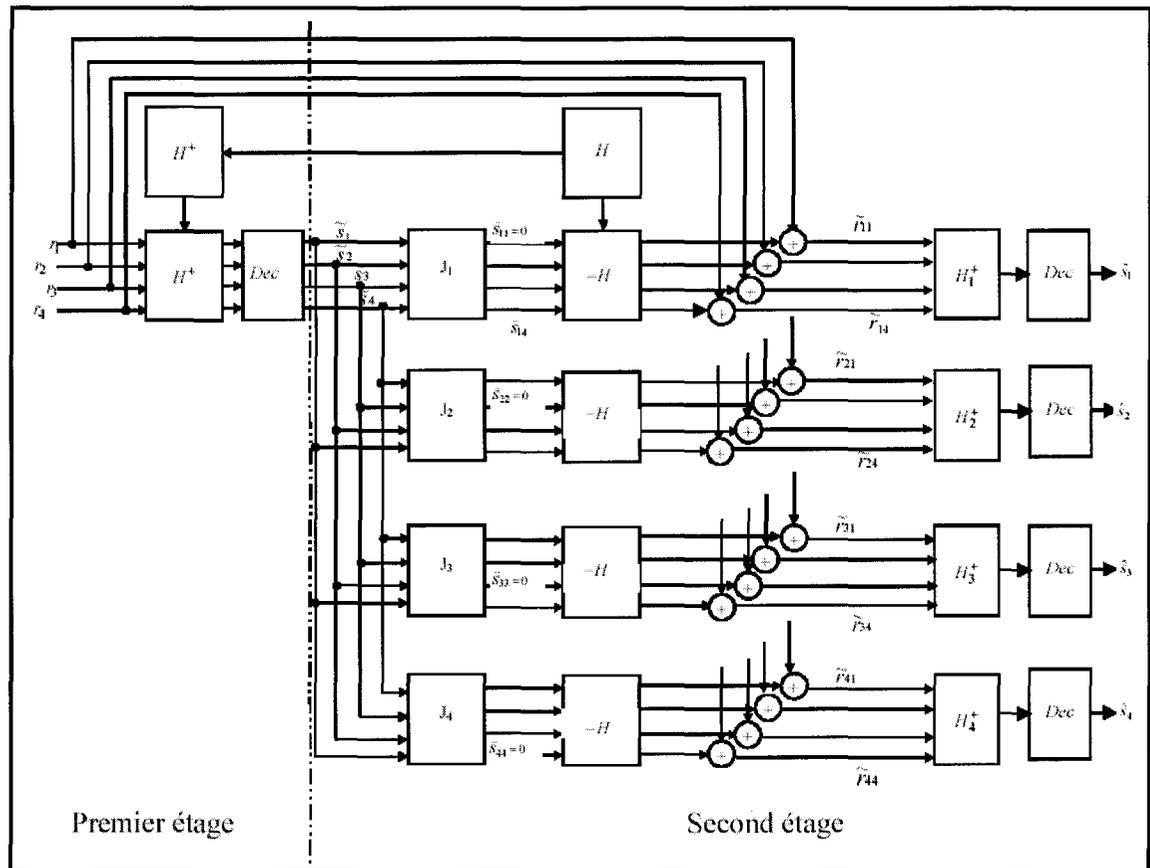


Figure 32 Architecture parallélisable d'un récepteur MIMO 4 par 4

Dans la figure 32, H^+ ($H^+ = (H^*H)^{-1}H^*$) est la matrice pseudo-inverse de H [15], Dec désigne le bloc de décision, \tilde{s} est une première estimation du vecteur de données s , J_k est la matrice identité dont le k -ième élément de la diagonale est mis à zéro, \tilde{s}_k ($k=1, \dots, 4$) est une reproduction de \tilde{s} dont la k -ième composante est nulle, H_k^+ est le pseudo-inverse de la k -ième colonne de la matrice H et \hat{s}_k ($k=1, \dots, 4$) est une estimation raffinée du k -ième élément du vecteur de données.

L'algorithme gérant cette architecture est décrit comme suit :

- **Première étape** : La sortie du premier étage de détection s'écrit :

$$\tilde{s} = Dec(H^+ r) \quad (4.1)$$

- **Deuxième étape** : Des vecteurs auxiliaires de symboles \tilde{s}_k ($k = 1, \dots, N_t$) sont par la suite formés à partir du vecteur décision \tilde{s} de façon à ce que dans chaque vecteur, une composante soit annulée :

$$\tilde{s}_k = J_k \tilde{s} \quad (4.2)$$

- **Troisième étape** : Des vecteurs reçus auxiliaires sont ensuite formés à partir des \tilde{s}_k par la relation (4.3) :

$$\tilde{r}_k = r - H\tilde{s}_k \quad k = 1, 2, \dots, N_t \quad (4.3)$$

- **Quatrième étape** : Dans chaque vecteur reçu auxiliaire \tilde{r}_k la contribution de toutes les composantes transmises sont annulées sauf la $k^{\text{ème}}$. De ce fait on procède à une estimation de la $k^{\text{ème}}$ composante en utilisant la pseudo-inverse de la colonne correspondante de la matrice du canal H suivant l'équation (4.4):

$$\hat{s}_k = Dec(H_k^+ \tilde{r}_k) \quad k = 1, 2, \dots, N_t \quad (4.4)$$

Cette technique a les avantages d'être plus rapide que la détection séquentielle, de réduire les délais de détection et de ne requérir aucun ordonnancement de puissances des

signaux reçus. Cependant, le traitement des données au récepteur est matriciel à détection de chaque symbole. Ceci constitue l'inconvénient majeur de cette méthode, notamment pour une configuration où N_t ou N_r sont grands.

Dans le paragraphe qui suit, nous présenterons une version modifiée dite MPD (MPD : Modified Parallel Detection), permettant de réduire considérablement la complexité au niveau récepteur.

4.2.2 Architecture modifiée MPD :

Dans cette architecture, le premier étage demeure le même. On suppose $N_t = N_r = 2^m$ où m est un entier strictement supérieur à 1. On propose d'opérer la soustraction sur 2^{m-1} symboles simultanément plutôt que l'ensemble de ceux-ci. La structure est par suite scindée en 2 blocs récepteurs semi-indépendants. Chaque bloc est de dimension $2^m \times 2^{m-1}$, au lieu de 2^m blocs récepteurs chacun de dimension $2^m \times 2^m$ dans le cas de la DP. Le flux de données échangées entre blocs est ainsi diminué de plus de la moitié, ce qui favoriserait une réalisation suivant des architectures de réception parallélisables et modulaires. Chaque bloc peut à son tour être subdivisé de la même manière en 2 sous-blocs de dimension $2^m \times 2^{m-2}$ et ainsi de suite. De ce fait, il sera possible, par exemple, de réaliser un récepteur pour un système MIMO 8 par 8 à partir de deux récepteurs 4 par 8 ou quatre récepteurs 2 par 8. Le schéma de cette architecture est illustré à la figure 33.

Dans la figure 33, $H_{j,\dots,k}$ est la matrice formée des colonnes $j, j+1, \dots$ jusqu'à k de la matrice H ($j \leq k$), $H_{j,\dots,k}^+$ est sa matrice pseudo-inverse. Par la suite, on dénote $H_{b_1} = [H_1, \dots, H_{2^{m-1}}]$ et $H_{b_2} = [H_{2^{m-1}+1}, \dots, H_{2^m}]$.

L'algorithme gérant cette architecture est décrit comme suit :

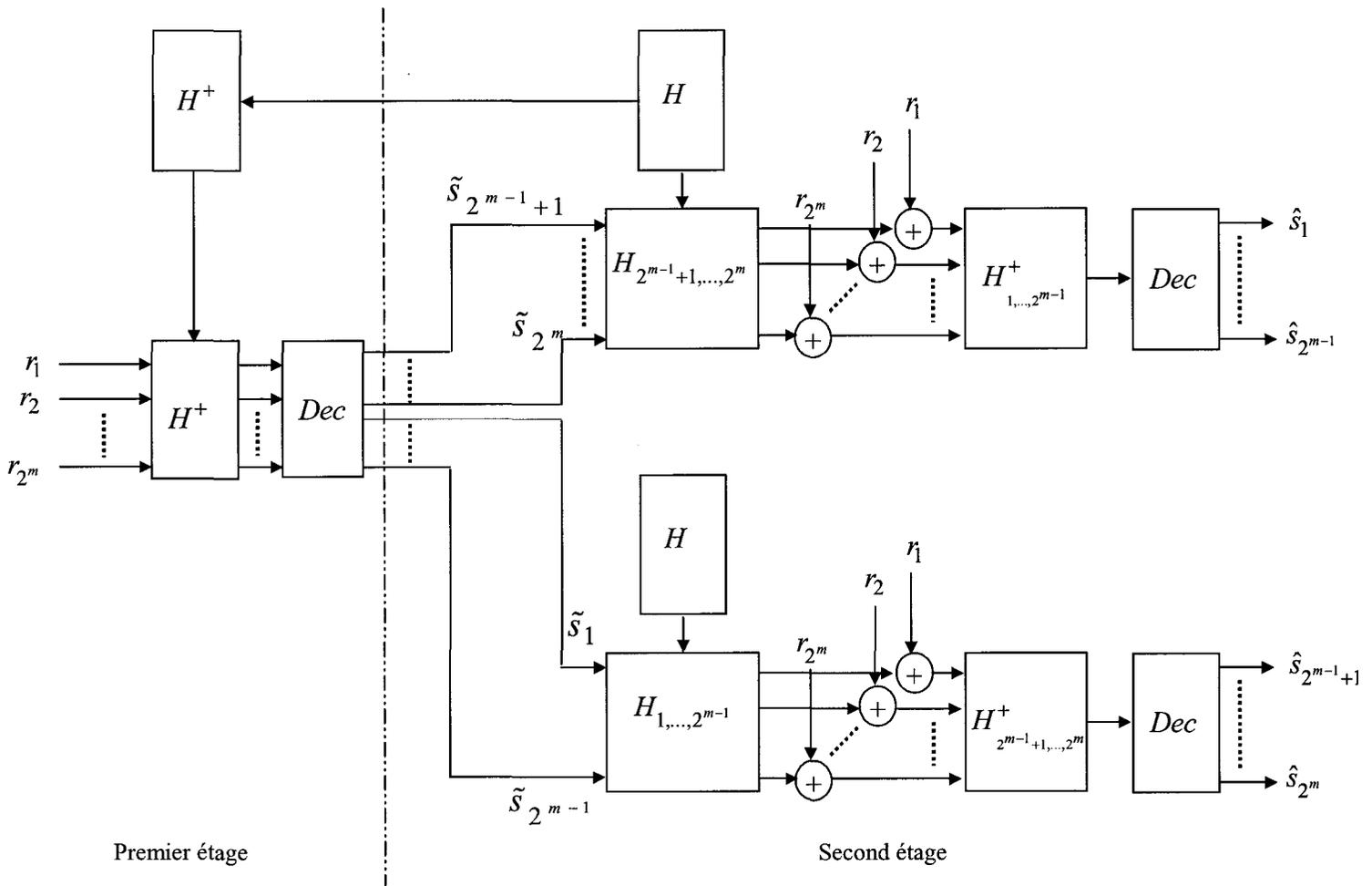


Figure 33 Architecture de la détection MDP

- **Première étape** : La sortie du premier étage demeure la même que celle de la PD. Elle est donnée par l'équation (4.1)
- **Deuxième étape** : Le vecteur \tilde{s} est subdivisé en deux vecteurs distincts ayant chacun 2^{m-1} composantes : $\tilde{s}_{b_1} = [\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_{2^{m-1}}]^T$ et $\tilde{s}_{b_2} = [\tilde{s}_{2^{m-1}+1}, \dots, \tilde{s}_{2^m}]^T$.
- **Troisième étape** : Des vecteurs reçus auxiliaires sont ensuite formés à partir de ces deux vecteurs par la relation (4.4) :

$$\tilde{r}_{b_i} = r - \sum_{k=1}^{2^{m-1}} H_{b_i,k} \tilde{s}_{b_i,k} \quad b_i = 1, 2 \quad (4.5)$$

- **Quatrième étape** : On procède à une estimation de toutes les composantes des deux vecteurs élémentaires ainsi formés en utilisant le pseudo-inverse de la matrice composée par les colonnes correspondantes de la matrice du canal H suivant l'équation (4.5) :

$$\hat{s}_{b_i} = Dec(H_{b_i}^+ \tilde{r}_{b_{3-i}}) \quad i = 1, 2 \quad (4.6)$$

Le cas *MIMO* 4 par 4 est présenté à la figure 34 pour illustrer l'algorithme MPD.

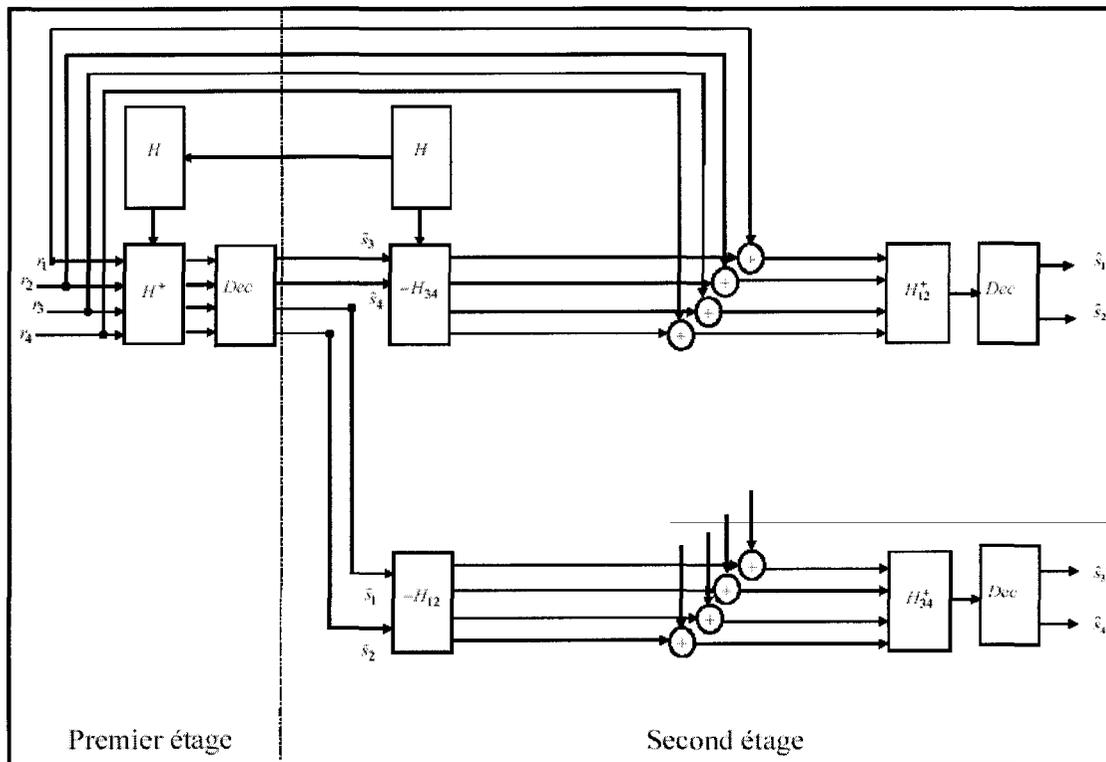


Figure 34 Architecture du récepteur *MIMO* 4x4 à détection parallèle modifiée MPD

Dans la figure 34, H_{ij} désigne la matrice formée des colonnes i et j de la matrice H . La variable H_{ij}^+ sa matrice pseudo-inverse.

4.2.3 Evaluation de la Complexité des architectures PD et MPD :

Une évaluation de la complexité des deux méthodes, en termes d'opérations de multiplication et d'addition, est donnée. Il est à signaler que le premier étage, étant le même pour les deux méthodes, ne sera pas pris en compte dans le calcul. D'autre part, les calculs induisant la matrice du canal ne seront pas intégrés dans cette analyse. On suppose que ces calculs peuvent se faire par un processeur indépendant.

De ce fait, la détection d'un symbole par la méthode parallèle requiert $N_r N_t$ opérations de multiplication et $(N_r - 1)N_t$ opérations d'addition lors de la deuxième étape, puis le même nombre d'opérations est requis pour la propagation des symboles (ou multiplication par $-H$), ensuite N_r opérations d'additions lors de l'addition du vecteur reçu r , et enfin N_t opérations de multiplication et $N_t - 1$ additions lors de la multiplication par H_k^+ . La détection d'un symbole dans ce cas nécessite $N_t(2N_r + 1)$ opérations de multiplication et $2N_r N_t + N_r - (N_t + 1)$ opérations d'addition, soit un total de $N_t^2(2N_r + 1)$ multiplications et $N_t[2N_r N_t + N_r - (N_t + 1)]$ additions pour détecter les N_t symboles. Dans le cas particulier où $N_t = N_r = 2^m$, ces nombres deviennent successivement $2^{2m}(2^{m+1} + 1)$ et $2^m(2^{2m+1} - 1)$.

Par ailleurs, la détection de 2^{m-1} symboles par la méthode proposée (Modified Parallel Detection) requiert 2^{2m-1} opérations de multiplication et $2^m(2^{m-1} - 1)$ opérations d'addition lors de la multiplication par $-H_{b_i}$, puis 2^m opérations d'addition lors de la sommation du vecteur r et enfin 2^{2m-1} opérations de multiplication et $2^{m-1}(2^m - 1)$ opérations d'addition lors de la multiplication par $H_{b_i}^+$. Le nombre d'opérations

nécessaire à la détection de 2^{m-1} symboles dans ce cas est de 2^{2m} opérations de multiplication et $2^{m-1}(2^{m+1}-1)$ additions, soit un total de 2^{2m+1} multiplications et $2^m(2^{m+1}-1)$ additions pour détecter les 2^m symboles.

Les résultats de cette évaluation de la complexité des deux méthodes PD et MPD sont récapitulés dans le tableau II.

Méthode de détection	Nombre de multiplication	Nombre d'addition
<i>PD</i>	$2 \cdot (2^m)^3 + (2^m)^2$	$2 \cdot (2^m)^3 - 2^m$
<i>MPD</i>	$2 \cdot (2^m)^2$	$2 \cdot (2^m)^2 - 2^m$

Tableau II Évaluation de la complexité des détections PD et MPD

Les figures 35 et 36 illustrent respectivement la complexité des algorithmes PD et MPD en terme d'opérations de multiplications et d'additions.

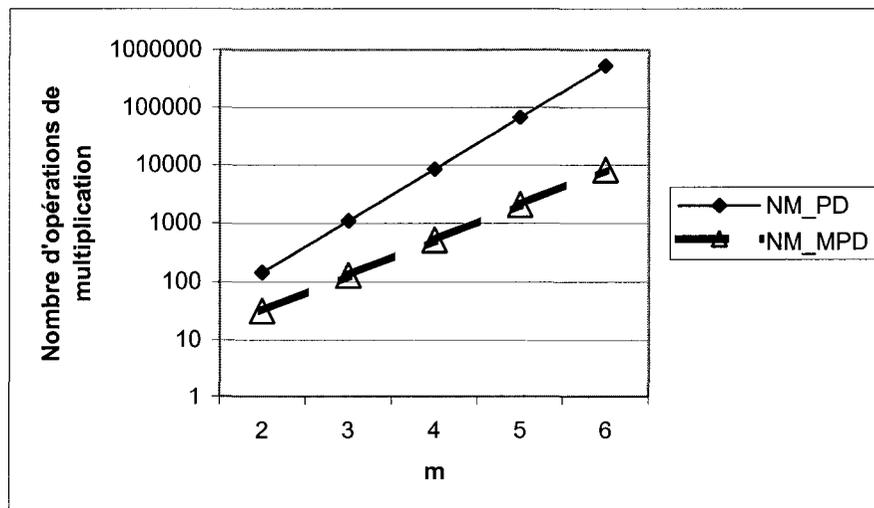


Figure 35 Évaluation de la complexité des algorithmes PD et MPD en terme d'opérations de multiplication

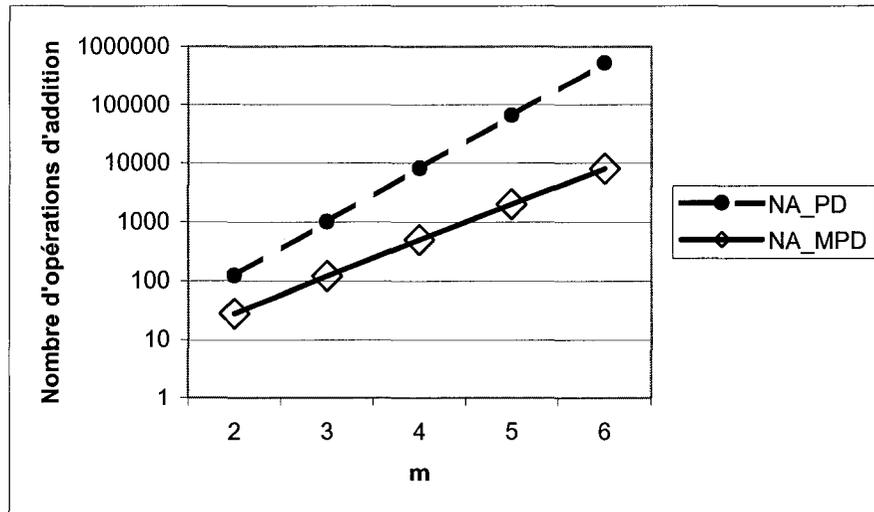


Figure 36 Évaluation de la complexité des algorithmes PD et MPD en terme d'opérations d'addition

NM_PD et NA_PD (respectivement NM_MPD et NA_MPD) désignent le nombre de multiplication et le nombre d'addition de l'algorithme PD (respectivement de l'algorithme MPD)

Ainsi, la méthode *MPD* proposée permet de réduire le nombre de multiplication d'un facteur $2^m + 1/2$ et le nombre d'addition d'approximativement 2^m par rapport à la technique *PD*. On pourra par conséquent ajouter un troisième étage à la structure *MDP* à la recherche de meilleures performances. La complexité augmente tout en restant largement inférieure à celle de la détection parallèle.

Les méthodes PD et MPD permettent aussi d'améliorer les performances en terme de probabilité d'erreur, si elles sont utilisées comme raffinement à une première détection séquentielle V-BLAST. Les résultats des simulations sont récapitulés dans le chapitre 5.

Par ailleurs, la détection parallèle telle qu'elle est présentée jusqu'à présent, ne permet pas d'atteindre les performances de la détection séquentielle classique. Ceci est dû au fait que la détection parallèle opère une soustraction des interférences sans ordonnancement de puissance et indépendamment de la pertinence des détections précédentes. Or même dans les détections V-BLAST séquentielles, les performances se dégradent considérablement si aucun ordonnancement de puissance n'est effectué [11]. Le cas *MIMO* 2 par 2 présenté dans [30] est un cas particulier où les performances de la détection parallèle dépassent celles du V-BLAST classique. De plus après un certain nombre d'étages, on observe une saturation des performances de la détection parallèle. C'est la raison pour laquelle l'efficacité de cette méthode, dépend énormément de la pertinence de l'estimation du premier étage et de la technique utilisée lors de la soustraction des interférences entre-symboles.

4.3 Détection parallèle à base de *MMSE* :

Dans cette section, une nouvelle technique est introduite. Dans ce cas, le premier étage est un détecteur à base de *MMSE* dont l'estimation est plus pertinente que celle obtenue par inversion directe du canal. On procède par la suite à une soustraction partielle des interférences par analogie à la technique *PPIC* (Partial Parallel Interference Cancellation) courante dans les techniques à multiple accès *CDMA* [31].

4.3.1 Détection parallèle à soustraction brute des interférences *PIC* :

L'architecture proposée dans ce cas est similaire à celle proposée dans (4.2.1) sauf que le premier étage est maintenant un détecteur *MMSE*. Les performances s'améliorent légèrement par rapport à la *PD*, sans toutefois atteindre celles de la détection séquentielle. L'implémentation d'un troisième étage n'est pas nécessaire puisque les performances ne s'améliorent guère. Les résultats des simulations relatives à cette architecture sont récapitulés dans le chapitre 5.

4.3.2 Détection parallèle à soustraction pondérée des interférences *PPIC* :

Dans les techniques à accès multiple CDMA, il a été démontré que la soustraction de la totalité des interférences de chaque utilisateur n'est pas nécessairement la meilleure approche. Une soustraction partielle des interférences augmenterait considérablement les performances. Dans les premiers étages où l'estimation des symboles est moins pertinente, une quantité partielle des interférences est supprimée. Celle-ci augmenterait au fur et à mesure que le nombre d'étages augmente puisqu'on suppose que plus le nombre d'étages augmente plus l'estimation est pertinente en terme de taux d'erreur par symbole [31;32]. On s'inspirera de cette idée pour appliquer une soustraction pondérée dans le cas d'un système *MIMO* N_t par N_r . L'architecture de la *PPIC* dans le cas particulier d'un récepteur *MIMO* 4x4 est illustrée à la figure 37. Dans la figure 37, λ est un coefficient inférieur à 1. Le choix de ces coefficients n'a pas fait l'objet d'une optimisation particulière.

L'équation (4.4) régissant l'estimation des symboles à la sortie du deuxième étage s'écrit dans ce cas :

$$\hat{s}_k = Dec \left[H_k^+ \lambda \tilde{r}_k + (1 - \lambda) \hat{s}_k \right] \quad k = 1, \dots, 4 \quad (4.7)$$

Pour les détections parallèles à base d'un détecteur *MMSE*, les performances s'améliorent considérablement comme illustré par les résultats des simulations décrits dans le chapitre 5. il est important de signaler que le deuxième étage dans l'architecture *PPIC* peut être implanté à base de la même architecture que celle du détecteur *MPD* en vue de réduire la complexité du système et diminuer le flux de données échangé entre les blocs de détection. La sortie du deuxième étage sera gérée par l'équation (4.8) :

$$\hat{s}_{b_i} = Dec \left[H_{b_i}^+ \lambda \tilde{r}_{b_{3-i}} + (1 - \lambda) \hat{s}_{b_i} \right] \quad i = 1, 2 \quad (4.8)$$

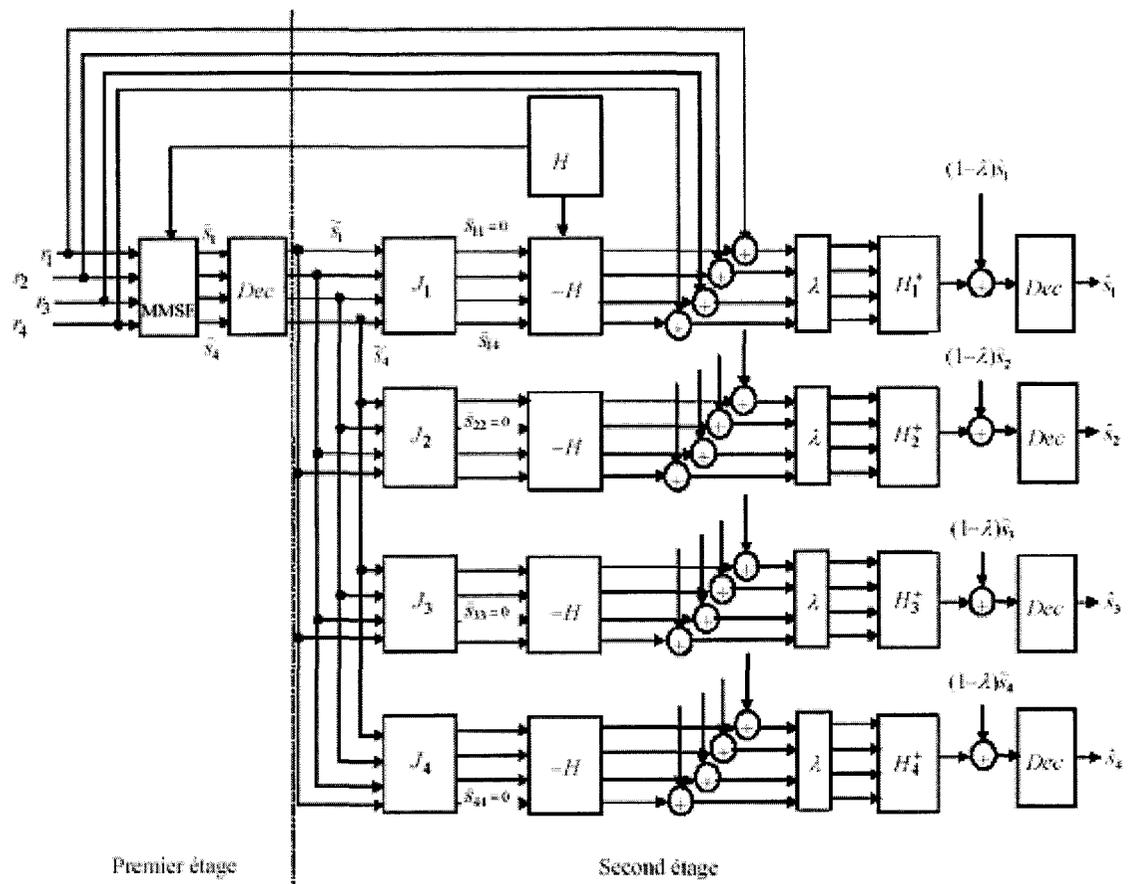


Figure 37 Détection PPIC pour un système MIMO 4 par 4

où \hat{s}_{b_i} est un vecteur formé de la $i^{\text{ème}}$ 2^{m-1} composantes de l'estimation avant décision dans le premier étage du vecteur émis et $\tilde{r}_{b_{3-i}}$ est donné par l'équation (4.5).

4.4 Évaluation de la complexité de la détection séquentielle V-BLAST et des détections parallèles proposées

L'objectif de cette évaluation de la complexité n'est pas conceptuel. Elle n'envisage pas de faciliter le choix de l'une ou l'autre des architectures de réception. En effet, les avantages de la détection parallèle dont certains ont été mentionnés au paragraphe (4.1) ne peuvent être obtenus par la détection séquentielle. Toutefois, ces avantages sont

obtenus au prix d'une complexité de calcul assez importante. À première estimation, il paraît que la détection séquentielle est moins complexe que la détection parallèle. La quantification de la complexité de ces méthodes permettra de positionner la méthode proposée par rapport à V-BLAST rapportée par la littérature comme l'une des méthodes de détection séquentielle les moins complexes dans les systèmes de communication à plusieurs antennes.

À cet effet, on suppose que tous les calculs s'opérant sur la matrice du canal tels que les calculs successifs des pseudo-inverses et la classification des colonnes pour l'ordonnancement des symboles notamment dans la détection V-BLAST ne seront pas intégrés dans cette analyse. On suppose que ces calculs peuvent se faire par un processeur indépendant.

La détection du premier symbole par V-BLAST, nécessite N_r opérations de multiplication et $N_r - 1$ opérations d'addition lors de l'étape (e) de cet algorithme présenté dans le chapitre 3, puis N_r multiplications et N_r additions au cours de l'étape (g), soit $2N_t N_r$ multiplications et $2N_t N_r - N_t$ additions pour détecter les N_t symboles. Par ailleurs, le premier étage des détections parallèles proposées nécessite $N_t N_r$ opérations de multiplication et $N_t(N_r - 1)$ additions.

Les résultats de cette évaluation de la complexité des différentes méthodes V-BLAST, PD, MPD, PIC et PPIC, dans le cas où $N_t = N_r = 2^m$, sont récapitulés dans le tableau III et tracés par la suite dans les figures 38 et 39.

Dans le tableau III, *PIC-PD* (respectivement *PPIC-PD*) désigne la détection *PIC* (respectivement *PPIC*) où le deuxième étage est à base d'une architecture *PD*. De même, *PIC-MPD* (respectivement *PPIC-MPD*) désigne la détection *PIC* (respectivement *PPIC*) où le deuxième étage est à base d'une architecture *MPD*.

Dans les figures 38 et 39, l'acronyme NM_algorithmme (respectivement NA_algorithmme) désigne le nombre d'opérations de multiplication (respectivement d'addition) induisant l'algorithme spécifié.

Méthode de détection	Nombre de multiplication	Nombre d'addition
V-BLAST	$2 \cdot (2^m)^2$	$2 \cdot (2^m)^2 - 2^m$
PD	$2 \cdot (2^m)^3 + 2 \cdot (2^m)^2$	$2 \cdot (2^m)^3 + (2^m)^2 - 2 \cdot 2^m$
MPD	$3 \cdot (2^m)^2$	$3 \cdot (2^m)^2 - 2 \cdot 2^m$
PIC-PD	$2 \cdot (2^m)^3 + 2 \cdot (2^m)^2$	$2 \cdot (2^m)^3 + (2^m)^2 - 2 \cdot 2^m$
PIC-MPD	$3 \cdot (2^m)^2$	$3 \cdot (2^m)^2 - 2 \cdot 2^m$
PPIC-PD	$2 \cdot (2^m)^3 + \frac{5}{2}(2^m)^2 + \frac{1}{2}2^m$	$2 \cdot (2^m)^3 + (2^m)^2 - 2^m$
PPIC-MPD	$3 \cdot (2^m)^2 + 2^m$	$3 \cdot (2^m)^2 - 2^m$

Tableau III Évaluation de la complexité des détections parallèles et séquentielles

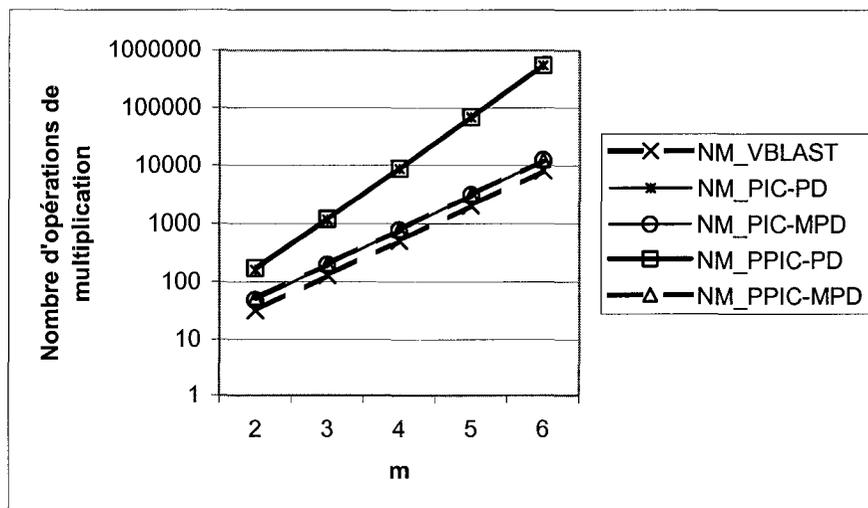


Figure 38 Évaluation de la complexité des algorithmes en terme d'opérations de multiplication

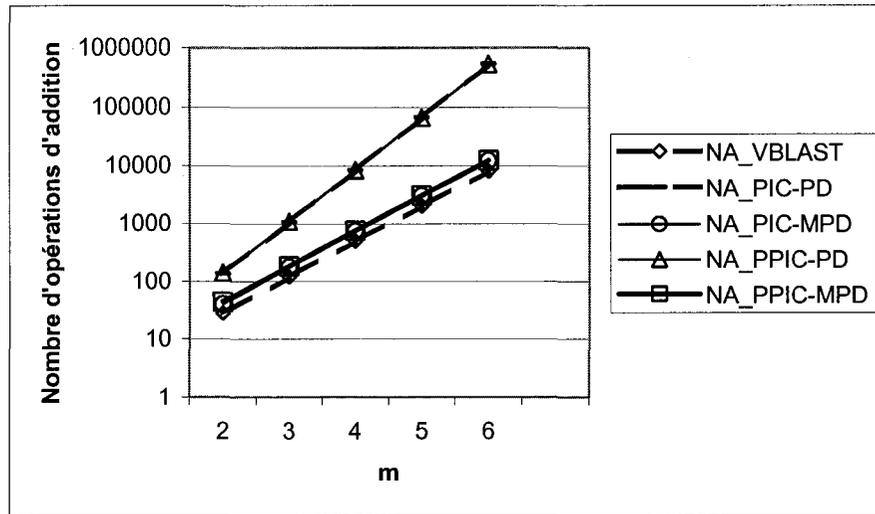


Figure 39 Évaluation de la complexité des algorithmes en terme d'opérations d'addition

Il est important de noter que les détections parallèles dont le deuxième étage est à base d'une architecture MPD ainsi que la détection V-BLAST ont une complexité d'ordre 2 en fonction du nombre d'antennes à l'émission ou à la réception. Cette complexité est par contre d'ordre 3 pour les détections parallèles à base de PD. Ces résultats combinés avec ceux des performances de chacune des architectures telles que présentées dans le chapitre 5 permettront de mieux apprécier ces différentes méthodes.

CHAPITRE 5

SIMULATIONS ET RÉSULTATS

5.1 Introduction

Avant de concevoir des systèmes de communication, l'évaluation de leurs performances s'avère nécessaire. La méthode la plus judicieuse pour effectuer cette évaluation est l'approche analytique, où tous les paramètres sont calculés rigoureusement en adoptant une démarche mathématique. Toutefois, cette approche n'est souvent pas privilégiée en raison de sa complexité. Elle demeure par contre assez bien adaptée pour des cas idéaux et simplifiés qui sont généralement loin de la réalité physique. La simulation est alors un recours efficace qui épargne aux concepteurs la manipulation de formules mathématiques parfois inextricables, pour ne prêter attention qu'aux résultats.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus par la méthode de simulation de Monte Carlo (MC) utilisée généralement pour résoudre approximativement les problèmes mathématiques et physiques par simulation de quantités aléatoires.

5.2 Modèle de simulation

La figure 40 représente l'application de la simulation MC pour un système de communication. Ainsi, une séquence de bits ou de symboles est transmise dans un canal, puis récupérée au niveau du récepteur. La comparaison des séquences émises et reçues permet de générer le nombre de bits ou de symboles en erreur [33]. La précision de la simulation dépend, entre autres, de la longueur de la séquence.

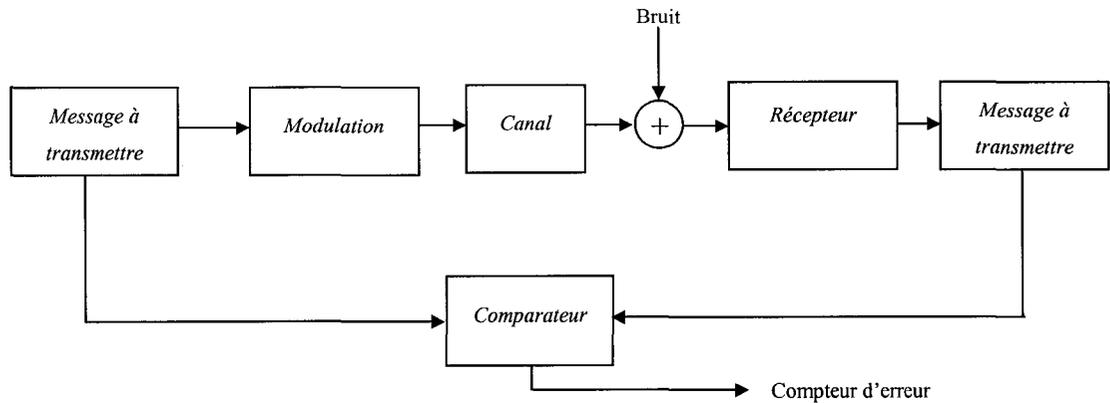


Figure 40 Modèle de simulation Monte Carlo

Le système *MIMO* est simulé pour une configuration de N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception. Un vecteur de données aléatoires de dimension N_t est modulé en *QPSK*, puis transmis à travers les antennes émettrices. La transmission est réalisée par trame de symboles de longueur $L_b = 100$. Le canal de transmission est un canal de Rayleigh à évanouissement non sélectif en fréquence, il est représenté par une matrice H de dimension $N_r \times N_t$. Les éléments complexes de cette matrice déterminent le gain entre chaque paire d'antennes. Ces éléments sont des variables aléatoires Gaussiennes de moyenne nulle et de variance 1. On suppose que le canal varie lentement par rapport au débit de transmission, il est donc constant au cours de la transmission d'un bloc, mais varie aléatoirement d'un bloc à l'autre. Le bruit est représenté par un vecteur complexe de dimension N_r , dont chacune des composantes est une variable aléatoire de moyenne nulle et de variance σ^2 . Les résultats moyens sont obtenus, sauf indication contraire, pour un nombre d'itérations $N_{iter} = 5000$. Les courbes représentent le taux d'erreur moyen par symbole *SER* en fonction du rapport signal à bruit par antenne réceptrice *SNR*. Ainsi, Le taux d'erreur moyen par symbole s'écrit :

$$SER = \frac{1}{N_{iter}} \sum_{i=1}^{N_{iter}} SER_i \quad (5.1)$$

Où N_{iter} est le nombre d'itérations adopté pour les simulations et SER_i est le taux d'erreur par symbole relatif à l'itération i . De ce fait, SER_i s'écrit :

$$SER_i = \frac{1}{N_t L_b} \sum_{j=1}^{L_b} \sum_{k=1}^{N_t} X_{j,k}^{(i)} \quad (5.2)$$

Où $X_{j,k}^{(i)}$ est une variable aléatoire discrète décrivant l'itération i et qui prend la valeur 1 avec une probabilité P_{es} si le symbole $s_{j,k}$ émis par l'antenne k et se trouvant à la $j^{\text{ième}}$ position du bloc de symboles L_b est mal décodé et qui prend la valeur 0 avec une probabilité $1 - P_{es}$ sinon. La variable aléatoire $X_{j,k}^{(i)}$ suit alors une loi de Bernoulli de paramètre P_{es} . Par conséquent, si on suppose que les erreurs de transmission sont indépendantes, alors les SER_i sont aussi des variables aléatoires de moyenne $m_{SER_i} = P_{es}$ et de variance $\sigma_{SER_i}^2 = \frac{P_{es}(1 - P_{es})}{N_t L_b}$. De la même façon, il est établi que SER est aussi une

variable aléatoire de moyenne $m_{SER} = P_{es}$ et de variance $\sigma_{SER}^2 = \frac{P_{es}(1 - P_{es})}{N_t \cdot L_b \cdot N_{iter}}$. La

grandeur $\beta(SER) = E[SER] - P_{es}$, où $E[SER]$ désigne l'espérance de la variable aléatoire SER , est appelée le biais de l'estimateur SER . Elle mesure en quelque sorte, l'erreur systématique; la variance de l'estimateur mesurant, quant à elle, la précision de la mesure. Un bon estimateur a bien entendu un biais nul et une variance très faible. Puisque $m_{SER} = P_{es}$, alors l'estimateur SER est dit *sans biais*. Il est à noter que pour un nombre d'itérations très grand, la variance σ_{SER}^2 tend vers 0.

Ainsi, L'estimation de la probabilité d'erreur par symbole P_{es} à partir de la variable aléatoire SER est entachée d'une erreur de mesure qui est fonction du nombre d'itérations, de la longueur de la trame, du nombre d'antennes à l'émission et de la probabilité d'erreur par symbole. Cette erreur est évaluée à partir de l'erreur quadratique relative ε^2 telle que :[2]

$$\varepsilon^2 = \frac{\sigma_{SER}^2}{m_{SER}^2} = \frac{1 - P_{es}}{N_t \cdot L_b \cdot N_{iter} \cdot P_{es}} \approx \frac{1}{N_t \cdot L_b \cdot N_{iter} \cdot P_{es}} \text{ si } P_{es} \ll 1 \quad (5.3)$$

L'équation (5.3) permet de déterminer le nombre d'itérations nécessaire pour mesurer un taux d'erreur par symbole SER avec une erreur de mesure ε . Ainsi, pour mesurer une probabilité d'erreur $P_{es} = 10^{-4}$, avec une erreur de mesure inférieure à 10 %, dans le cas où $N_t = 4$ et $L_b = 100$, il faudrait un nombre d'itérations $N_{iter} \geq 2500$.

On signale enfin que d'après (5.1) et (5.3), on peut écrire :

$$E[n_e] = \frac{1 - P_{es}}{\varepsilon^2} \approx \frac{1}{\varepsilon^2} \text{ si } P_{es} \ll 1 \quad (5.4)$$

Où n_e est le nombre de symboles erronés.

Ceci signifie que si une erreur inférieure à 10 % est désirée, il faudra compter 100 erreurs au cours d'une simulation.

5.3 Résultats des simulations

La présentation des résultats des simulations est scindée en deux parties. Dans la première partie, les résultats de la détection par quelques algorithmes décrits dans le

chapitre 3 seront présentés. Le cas *MIMO* 2 par 2 est alors pris en considération. Dans la deuxième partie, les résultats relatifs à la parallélisation des architectures de détection telle qu'elle est abordée dans le chapitre 4, seront montrés. Le cas 4 par 4 est de ce fait pris comme exemple.

5.3.1 Cas *MIMO* 2 par 2

Les résultats de la détection linéaire par *ZF* et par *MMSE* et des détections non linéaires par *MLD* et *V-BLAST* sont présentés dans la figure 41.

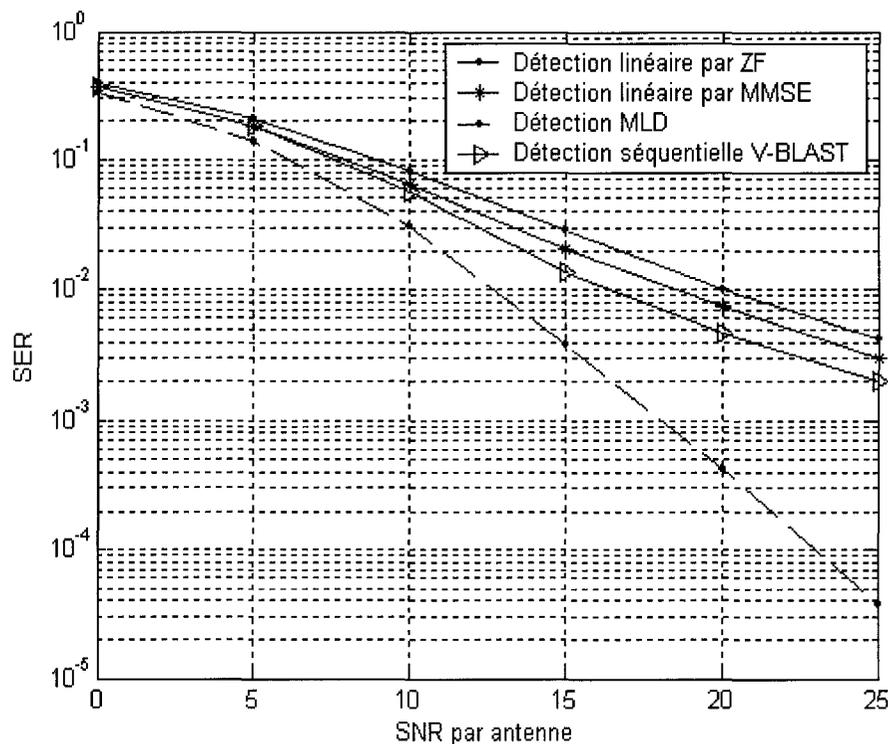


Figure 41 Performances des détections linéaires par *ZF* et *MMSE* et des détections non linéaires *MLD* et *V-BLAST*

En effet, la détection par *MMSE* est plus performante que celle basée sur *ZF*. À un $SER = 10^{-2}$, un gain d'environ 1.5 dB est observé. Les algorithmes linéaires par *ZF* et *MMSE*, caractérisés par leur simplicité de mise en œuvre, sont toutefois moins performants que la détection séquentielle *V-BLAST*. Le critère de détection adopté dans

l'algorithme *V-BLAST* lors des simulations est le *ZF*. Ainsi, un gain d'environ 2 dB par rapport à la détection *MMSE* à un $SER = 10^{-2}$ est enregistré. La détection *MLD* est beaucoup plus performante que la détection *V-BLAST*. Un gain d'environ 4 dB, à un $SER = 10^{-2}$, est obtenu. Ce gain en puissance de la détection *MLD* est réalisé au prix d'une complexité dans la mise en œuvre.

N.B : le résultat de la simulation, relative au point $SNR = 25$ dB pour la détection *MLD*, a été obtenu pour un nombre d'itérations $N_{iter} = 50000$, vu que le SER , dans ce cas, est de l'ordre de 10^{-5} .

5.3.2 Cas *MIMO* 4 par 4

Dans cette section, les résultats des détections parallèles : *PD*, *MPD*, *PIC* et *PPIC* telles que décrites dans le chapitre 4 seront présentées.

5.3.2.1 Comparaison des performances des détections *PD* et *MPD*

Les résultats des simulations des deux méthodes *PD* et *MPD* sont illustrés à la figure 42.

Les performances de la *MPD* sont pratiquement similaires à celle de la *PD* pour une complexité de calcul 4 fois inférieure, tel qu'il a été démontré dans le chapitre 4. L'ajout d'un étage supplémentaire à la *MPD* permet d'améliorer les performances. Ainsi, dans la figure 42, à un SER de 10^{-2} un gain d'environ 1.5 dB par rapport à la *PD* est observé, et pour une complexité moindre.

De plus, l'implémentation de la *MPD* à la sortie du détecteur *V-BLAST* séquentiel à annulation par *ZF* permet de générer un gain de plus de 2.5 dB à un SER de 10^{-2} comme illustré à la figure 43.

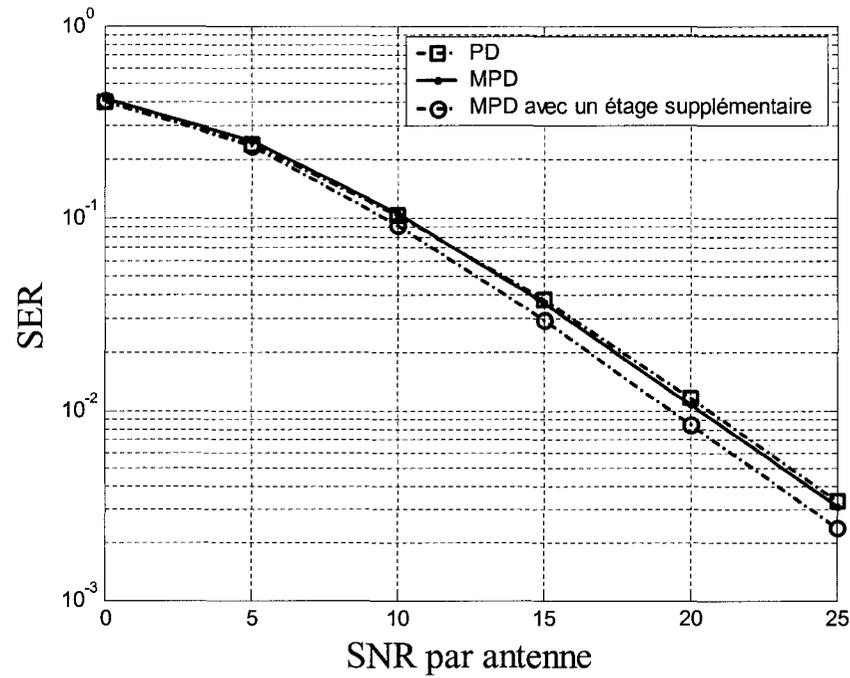


Figure 42 *PD et MPD dans le cas d'un récepteur MIMO 4x4*

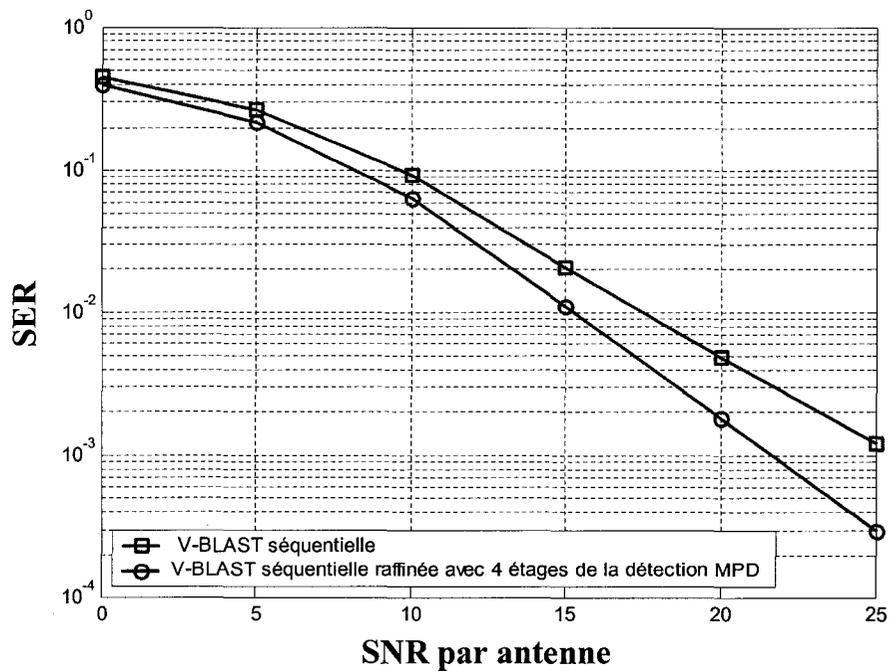


Figure 43 *Amélioration des performances de la détection séquentielle par implantation de 4 étages supplémentaires de la MPD*

Par ailleurs, La détection parallèle ne permet généralement pas d'atteindre les performances de la détection séquentielle classique. Dans la figure 44, on peut observer que même après deux étages de détection, les performances de la *MPD* demeurent en dessous de celles de la détection séquentielle. Ceci est dû au fait que la détection parallèle opère une soustraction des interférences sans ordonnancement de puissance et indépendamment de la pertinence des détections précédentes. D'autres méthodes ont été, par conséquent, introduites.

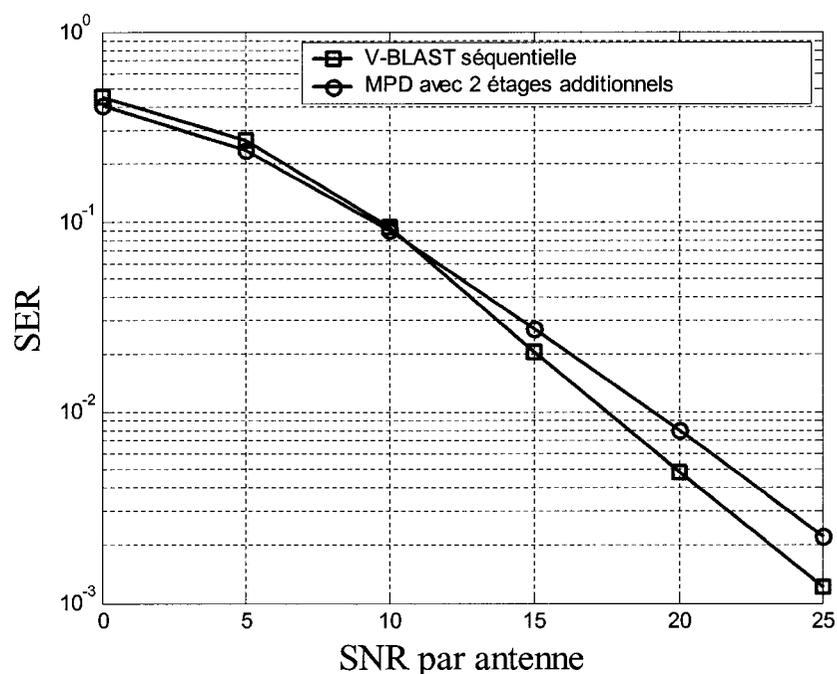


Figure 44 Comparaison des performances de la détection séquentielle classique avec la détection *MPD*

5.3.2.2 Comparaison des performances des détections *PIC* et *PPIC*

Les résultats des simulations des détections *PIC* et *PPIC* sont illustrés à la figure 45.

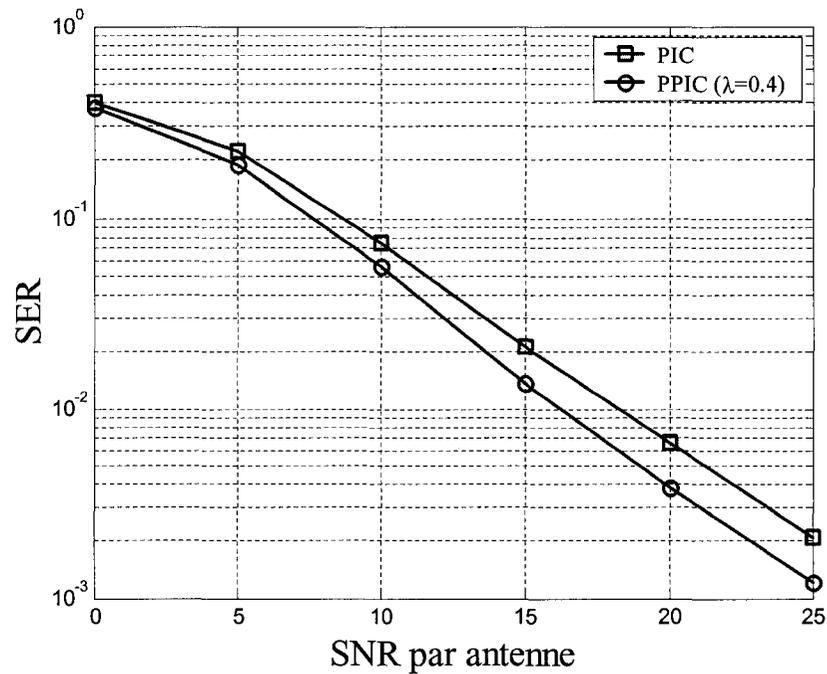


Figure 45 Comparaison des performances des détections *PIC* et *PPIC*

Pour les détections parallèles à base d'un détecteur *MMSE*, les performances s'améliorent considérablement. Ainsi, comme illustré à la figure 45, la méthode de détection parallèle à soustraction partielle des interférences *PPIC* est plus performante que celle à soustraction brute des interférences *PIC*. À $SER = 10^{-2}$, un gain de plus de 2 dB est constaté. De plus les performances de la *PPIC* sont meilleures que celles de la détection séquentielle classique comme illustré dans la figure 46, un gain de 2.5 dB est enregistré à $SER = 10^{-2}$. Une réduction importante de la complexité sans grande atteinte aux performances, peut être obtenue comme illustré par Les résultats des simulations des détections *PPIC-PD* et *PPIC-MPD* à la figure 47.

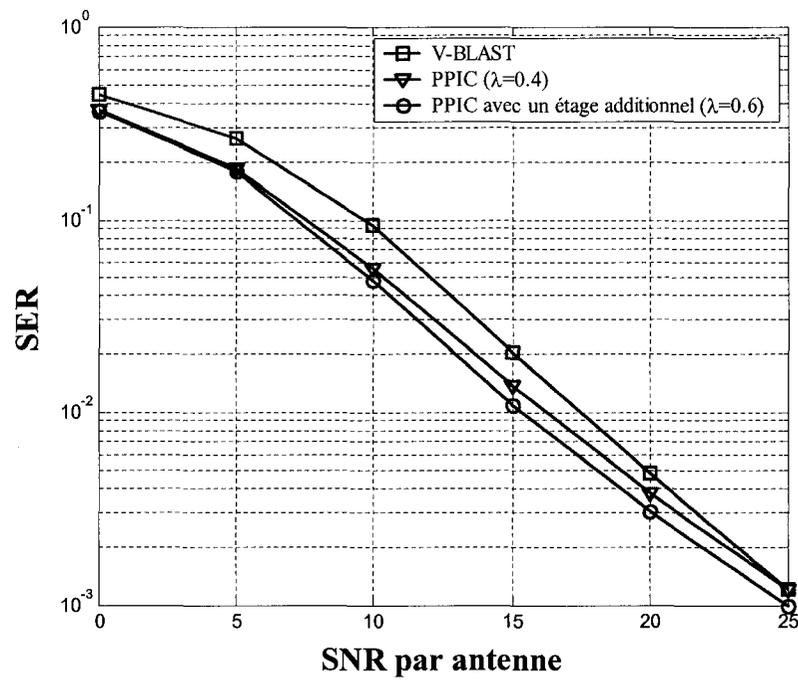


Figure 46 Comparaison des performances de la *PPIC* et de la détection séquentielle

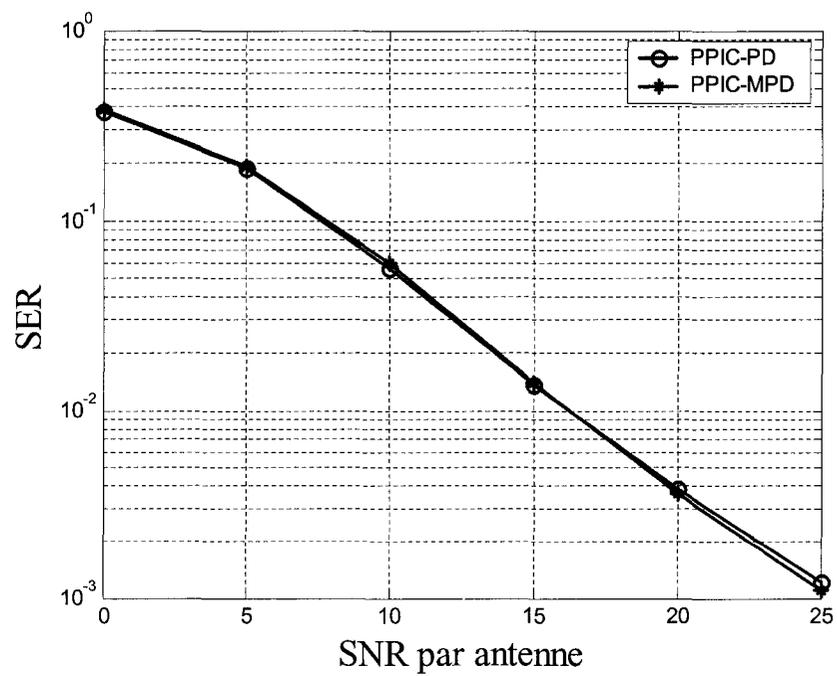


Figure 47 Comparaison des performances des détections PPIC-PD et PPIC-MPD

5.4 Conclusion

Certains algorithmes investigués dans le chapitre 3 ont été simulés dans le cas particulier d'une configuration *MIMO* 2 par 2. L'objectif de ces simulations est de confirmer les caractéristiques de ces algorithmes, en terme de complexité et de performances, souvent citées dans la littérature. Les performances de ces algorithmes ont été illustrées à la figure 41, alors que la complexité peut être calculée analytiquement ou perçue en fonction du temps de simulation relatif à chaque méthode.

D'autre part, Les résultats des simulations ont démontré que les performances des détections *PD* et *MPD* sont pratiquement similaires. Par contre, La méthode proposée *MPD* est plus performante que la *PD* en terme de complexité tel qu'illustré par les tableaux II et III. Elle permet aussi l'amélioration des performances si elle est utilisée comme raffinement après une détection séquentielle classique *V-BLAST*. Toutefois, les deux méthodes *PD* et *MPD* n'aboutissent généralement pas à des performances meilleures que celles de la détection *V-BLAST*.

À cet effet, les méthodes *PIC* et *PPIC*, à annulation successive des interférences et dont le premier étage est un détecteur MMSE, ont été simulées. Les résultats des simulations ont démontré que ces méthodes sont plus performantes que les deux méthodes précédentes *PD* et *MPD*. L'annulation parallèle et partielle des interférences comme suggéré par la méthode *PPIC* permet d'obtenir de meilleures performances que la détection séquentielle classique *V-BLAST*.

CONCLUSION

Ce mémoire porte sur l'étude et l'investigation des algorithmes de traitement numérique du signal en vue de concevoir une architecture de réception parallélisable pour les systèmes de communication de type *MIMO*.

Le premier volet du travail a consisté à étudier les algorithmes de détection les plus connus de la littérature tels que les algorithmes linéaires à base de ZF ou de MMSE, les algorithmes de détection à maximum de vraisemblance MLD et les algorithmes séquentiels V-BLAST. Ainsi, la simulation de ces algorithmes, dans le cas particulier d'une configuration *MIMO* 2 par 2 et pour un canal de Rayleigh à évanouissement non sélectif en fréquence, a été réalisée. Les résultats des simulations ont d'une part permis d'examiner la complexité et les performances de ces algorithmes, et d'autre part de se prononcer sur la possibilité de leur mise en œuvre de façon parallélisable. La parallélisation des algorithmes ZF et MMSE aboutit à des performances modestes. L'algorithme MLD est parallèle mais non parallélisable. Les algorithmes V-BLAST sont séquentiels et non parallélisables.

Dans le deuxième volet du travail, il a été question d'investiguer de nouvelles techniques de détection dites parallèles. Ces techniques sont basées sur une architecture à suppression successive et parallèle des interférences. Elles sont caractérisées par leur rapidité d'exécution, et offrent, en plus, la possibilité de concevoir des architectures de réception parallélisables. Ainsi, des méthodes de détection parallèles, telles que MPD, PIC et PPIC ont été proposées et étudiées. Ces méthodes sont d'une complexité concurrentielles par rapport aux méthodes de détection parallèles présentées dans la littérature. Une réduction de la complexité de l'ordre de N peut être atteinte pour une configuration *MIMO* N par N . Les résultats des simulations ont démontré, entre autres, que l'architecture de détection PPIC-MPD est fortement parallélisable. La complexité de cette architecture est du même ordre que celle de la détection V-BLAST,

alors que ses performances sont meilleures. Un gain d'environ 2.5 dB est enregistré à un SER de 10^{-2} .

RECOMMANDATIONS

À la suite du travail décrit dans ce mémoire, des axes de recherches, pouvant faire l'objet de projets futurs, ont émergé. Nous en citons quelques-uns :

- Les performances des architectures conçues ont été obtenues en supposant que la propagation des signaux s'effectue dans des canaux non corrélés. Il serait souhaitable de tester la robustesse du récepteur en fonction de la corrélation dans le canal. Des modèles de canal plus réalistes peuvent, de ce fait, être envisagés.
- Aucune étude d'optimisation, quant au choix des coefficients de pondérations λ dans l'architecture PPIC, n'a été réalisée. Il serait judicieux de voir l'évolution des performances du système en fonction de ces coefficients. De la même manière, l'intérêt serait focaliser sur l'utilité que ces coefficients diffèrent d'une branche à l'autre dans chaque étage, selon le *SNR* du signal ou des signaux correspondant à cette branche.
- Les simulations ont été faites sans aucun codage de canal. Sachant que le codage de canal améliore les performances du système en terme de *SER*, il serait utile d'étudier le comportement d'un système codé.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Proakis, J. G. (2001). *Digital communications* (4th ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.
- [2] Joindot, M., & Glavieux, A. (1996). *Communications numériques : introduction*. Paris: Masson.
- [3] Foschini, G. (Autumn 1996). 'Layered space time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59.
- [4] Wennström, M. (2002). *On MIMO Systems and Adaptive Arrays for Wireless Communication : Analysis and Practical Issues*. Uppsala University, Uppsala.
- [5] Durgin, G. D. (2003). *Space-time wireless channels*.
- [6] Wolniansky, P. W. F., G.J.; Golden, G.D.; Valenzuela, R.A. (1998). *V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel VO* -. Paper presented at the Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on.
- [7] Van Zelst, A. (2000). *Space division multiplexing algorithms VO* - 3. Paper presented at the Electrotechnical Conference, 2000. MELECON 2000. 10th Mediterranean.
- [8] Tao Xiaofeng; Elena, C. Y. Z. Q. H. Z. P. (2001). *New detection algorithm of V-BLAST space-time code VO* - 4. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th.
- [9] Frigon, J.-F. D., B. (2001). *Multiple-input multiple-output (MIMO) receiver for wideband space-time communications VO* - 1. Paper presented at the Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2001 12th IEEE International Symposium on.
- [10] Luo, Y. L. Z.-Q. (2002). *Parallel detection for V-BLAST system VO* - 1. Paper presented at the Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on.
- [11] Baro, S. B., G.; Pavlic, A.; Semmler, A. (2000). *Improving BLAST performance using space-time block codes and turbo decoding VO* - 2. Paper presented at the Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE.

- [12] Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. R. (1998). Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 44(2), 744-765.
- [13] Alamouti, S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8), 1451-1458.
- [14] Janaswamy, R. (2001). *Radiowave propagation and smart antennas for wireless communications*. Boston, Mass.: Kluwer Academic.
- [15] Jennings, A., & McKeown, J. J. (1992). *Matrix computation* (2nd ed.). New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- [16] van Nee, R. v. Z., A.; Awater, G. (2000). *Maximum likelihood decoding in a space division multiplexing system*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st.
- [17] Foschini, G. J. G., G.D.; Valenzuela, R.A.; Wolniansky, P.W. (1999). Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 17(11), 1841-1852.
- [18] Hassibi, B. (2000). *A fast square-root implementation for BLAST VO - 2*. Paper presented at the Signals, Systems and Computers, 2000. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on.
- [19] Hassibi, B. (2000). *An efficient square-root algorithm for BLAST*. Paper presented at the Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on.
- [20] Sellathurai, M. H., S. (1999). *A nonlinear iterative beamforming technique for wireless communications*. Paper presented at the Signals, Systems, and Computers, 1999. Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on.
- [21] Sellathurai, M. H., S. (2000). *TURBO-BLAST for high-speed wireless communications*. Paper presented at the Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE.
- [22] Sellathurai, M. H., S. (2001). *A simplified Diagonal BLAST architecture with iterative parallel-interference cancellation receivers*. Paper presented at the Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on.

- [23] Sellathurai, M. H., S. (2001). *Joint beamformer estimation and co-antenna interference cancellation for TURBO-BLAST*. Paper presented at the Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings. (ICASSP '01). 2001 IEEE International Conference on.
- [24] Sellathurai, M. H., S. (2003). T-BLAST for wireless communications: first experimental results. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 52(3), 530-535.
- [25] Berrou, C. G., A.; Thitimajshima, P. (1993). *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1*. Paper presented at the Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on.
- [26] Gulati, V. H.-n. L. (2002). *Low-complexity iterative per-antenna MAP equalizer for MIMO frequency selective fading channels*. Paper presented at the Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE.
- [27] Frigon, J.-F. D., B. (2001). *Multiple-input multiple-output (MIMO) receiver for wideband space-time communications*. Paper presented at the Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2001 12th IEEE International Symposium on.
- [28] Al-Dhahir, N. S., A.H. (2000). The finite-length multi-input multi-output MMSE-DFE. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 48(1053-587X), 2921-2936.
- [29] Scaglione, A. S., P.; Barbarossa, S.; Giannakis, G.B.; Sampath, H. (2002). Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *Signal Processing, IEEE Transactions on* [see also *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on*], 50(5), 1051-1064.
- [30] Chin, W. H. C., A.G.; Ward, D.B. (2002). Parallel multistage detection for multiple antenna wireless systems, *Electronics Letters* (Vol. 38, pp. 597-599).
- [31] Divsalar, D. S., M.K.; Raphaeli, D. (1998). Improved parallel interference cancellation for CDMA. *Communications, IEEE Transactions on*, 46(0090-6778), 258-268.
- [32] Gang Wu; Haifeng Wang; Ming Chen; Shixin Cheng; Lilleberg, J. (2002). *Modified parallel interference cancellation for multicode CDMA systems with V-BLAST architecture VO - 2*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th.

- [33] Jeruchim, M. C., Balaban, P., & Shanmugan, K. S. *Simulation of communication systems* (2nd ed.). New York Kluwer Academic/Plenum Publishers,c2000.